

Università degli Studi di Bologna

FACOLTA' DI INGEGNERIA

Dipartimento di Ingegneria Elettrica

Dottorato di Ricerca in Ingegneria Elettrotecnica

Dinamica delle macchine elettriche

TECNICHE DIGITALI PER IL CONTROLLO DI COPPIA DEI MOTORI ASINCRONI IN APPLICAZIONI DI TRAZIONE ELETTRICA STRADALE

Tesi di Dottorato di:

SIMONE MINISGALLO

Relatore:

Chiar.mo Prof. Ing. **GIOVANNI SERRA**

Correlatori:

Chiar.mo Prof. Ing. **DOMENICO CASADEI**

Dott. Ing. **ANGELO TANI**

Coordinatore:

Chiar.mo Prof. Ing. **FRANCESCO NEGRINI**

INDICE

PARTE PRIMA

TEORIA DEL CONTROLLO DELLA MACCHINA ASINCRONA

Capitolo 1

La modellizzazione della macchina asincrona..... 1

1.1	Ipotesi di studio	1
1.2	Il campo al traferro	2
1.3	Le equazioni della macchina asincrona ai valori istantanei.....	4
1.4	La trasformazione di Park.....	8
1.5	Il modello della macchina asincrona in forma complessa.....	11
1.6	La scelta del sistema di riferimento.....	17

Capitolo 2

Il controllo della coppia elettromagnetica..... 23

2.1	Introduzione.....	23
2.2	Il controllo della coppia a regime a flusso rotorico costante	24
2.3	Il controllo della coppia a regime a flusso statorico costante.....	26
2.4	Il controllo istantaneo della coppia in funzione della corrente	29
2.5	Il controllo istantaneo della coppia in funzione della tensione	35

Capitolo 3

Il controllo del flusso 43

3.1	Introduzione.....	43
3.2	Il metodo tradizionale	44
3.3	Il metodo della massimizzazione della coppia approssimato	46
3.4	Il metodo tradizionale e il metodo della massimizzazione della coppia a confronto.....	58
3.5	Il metodo della massimizzazione della coppia rigoroso.....	61
3.6	Il metodo della massimizzazione della coppia modificato.....	75

Capitolo 4

La stima del flusso 77

4.1	Introduzione.....	77
4.2	Stimatore con sonde ad effetto Hall.....	78
4.3	Stimatore corrente-velocità.....	79
4.3.1	Valutazione degli errori introdotti dall'operazione di discretizzazione	84
4.3.2	Errori di stima causati dall'errata valutazione dei parametri di macchina ..	88
4.4	Stimatore corrente-tensione.....	95
4.5	Stimatore in tensione retroazionato	98

PARTE SECONDA

LA MODULAZIONE DELLA TENSIONE IMPRESSA ALLA MACCHINA ASINCRONA

Capitolo 5

La modulazione della tensione impressa con la tecnica SVM..... 103

5.1	Introduzione.....	103
5.2	L'inverter trifase a tensione impressa.....	104
5.3	La tecnica di modulazione SVM	113
5.3.1	L'effetto dei tempi morti sulla modulazione SVM	124

Capitolo 6

La modulazione della tensione impressa con la tecnica DTC 139

6.1	Introduzione.....	139
6.2	La regolazione del flusso statorico	141
6.3	La strategia di controllo della coppia e del flusso	144
6.4	I limiti della tecnica DTC	155

Capitolo 7

La modulazione della tensione impressa con la tecnica DSVM..... 159

- 7.1 Introduzione..... 159
- 7.2 La strategia di controllo della coppia e del flusso 160

Capitolo 8

La modulazione della tensione impressa con la tecnica DSVM predittiva 173

- 8.1 Introduzione..... 173
- 8.2 La strategia di controllo della coppia e del flusso 174

PARTE TERZA

TECNICHE DI CONTROLLO DELLA COPPIA E DEL FLUSSO DELLA MACCHINA ASINCRONA

Capitolo 9

Il controllo della coppia e del flusso con la tecnica SFVC 189

- 9.1 Introduzione..... 189
- 9.2 La struttura del controllo SFVC con stimatore in corrente 190
- 9.3 La struttura del controllo SFVC con stimatore in tensione 192
- 9.4 L'elaborazione dei segnali nello schema di controllo 193
 - 9.4.1 Il calcolo del vettore corrente statorica 194
 - 9.4.2 La determinazione del flusso statorico di riferimento..... 194
 - 9.4.3 Il regolatore di flusso..... 195
 - 9.4.4 La stima della fase del flusso rotorico 198

Capitolo 10

Il controllo della coppia e del flusso con la tecnica DSVM..... 199

- 10.1 Lo schema generale del controllo DSVM..... 199
- 10.2 La struttura del controllo DSVM..... 200
- 10.3 L'elaborazione dei segnali nello schema di controllo 202

10.3.1	Il calcolo del vettore tensione storica.....	202
10.3.2	La stima della coppia	203
10.3.3	La stima della pulsazione storica	203
10.3.4	La scelta del flusso rotorico di riferimento	205
10.3.5	La scelta delle configurazioni dell'inverter	209

Capitolo 11

Il controllo della coppia e del flusso con la tecnica DSVM predittiva..... 211

11.1	Lo schema generale del controllo DSVM predittivo.....	211
11.2	La struttura del controllo DSVM predittivo	212
11.3	Il regolatore automatico di flusso rotorico	214

PARTE QUARTA

IMPLEMENTAZIONE DELLE TECNICHE DI CONTROLLO DELLA COPPIA E DEL FLUSSO DELLA MACCHINA ASINCRONA SU SISTEMA DIGITALE A MICROPROCESSORE

Capitolo 12

Il sistema di sviluppo..... 219

12.1	Introduzione	219
12.2	La scheda digitale di sviluppo	220
12.3	Il Digital Signal Processor	223
12.3.1	La memoria dati e la memoria di programma	224
12.3.2	Il modulo PLL.....	226
12.3.3	L'Event Manager	227
12.3.4	I timer.....	229
12.3.5	La generazione della modulazione PWM.....	233
12.3.6	La generazione della modulazione SVM.....	235
12.3.7	I circuiti QEP	239

Capitolo 13

Tecniche di programmazione e programmi ausiliari 241

13.1	Introduzione	241
13.2	La discretizzazione delle equazioni in un sistema digitale	242
13.2.1	Gli errori di discretizzazione.....	244
13.3	La messa in scala delle equazioni	246
13.4	La messa in scala automatica delle equazioni	248
13.5	La moltiplicazione a doppia precisione	251
13.6	I programmi ausiliari per il sistema di sviluppo	251

Capitolo 14

Il banco prove 259

14.1	Introduzione.....	259
14.2	La dinamo di carico	260
14.3	L'inverter trifase	261
14.4	I driver	263
14.5	Il raddrizzatore trifase e il circuito di recupero	264
14.6	I trasduttori di corrente e tensione	269
14.7	La scheda di adattamento	273
14.8	La scheda di comando	274
14.9	Il motore asincrono.....	276

Capitolo 15

L'implementazione del controllo SFVC 285

15.1	Il diagramma di flusso dell'algoritmo di controllo	285
15.2	Inizializzazione hardware e software.....	287
15.3	Inizializzazione inverter e ADC.....	287
15.4	Inizializzazione SVM e timer	288
15.5	Visualizzazione dello stato del sistema.....	289
15.6	Acquisizione e lettura di correnti e tensione.....	290
15.7	Scelta di correnti e tensione	291
15.8	La stima del flusso con lo stimatore in tensione	297
15.9	Calcolo della fase e della pulsazione del vettore flusso rotorico.....	299
15.9.1	Il filtro digitale sulla pulsazione rotorica	300
15.10	Determinazione dei riferimenti di flusso e coppia.....	303
15.11	Il regolatore di flusso statorico proporzionale-integrale.....	312
15.12	Scelta delle configurazioni dell'inverter.....	314
15.12.1	La compensazione dei tempi morti di commutazione	315
15.12.2	Il calcolo dei cicli di lavoro	318
15.13	La scelta dei fattori di scala dell'algoritmo di controllo.....	319

Capitolo 16

L'implementazione del controllo DSVM 321

16.1	Analisi dell'algoritmo di controllo.....	321
16.2	Inizializzazione hardware e software.....	324
16.3	Inizializzazione inverter, TIMER1 e ADC	324
16.4	Inizializzazione del puntatore della tabella delle configurazioni.....	327
16.5	Sincronizzazione del programma con il TIMER1	329
16.6	Scelta della tensione del bus DC e della tensione di riferimento	330
16.7	Limitazione della coppia di riferimento.....	331
16.8	Preparazione dell'uscita dell'inverter nel terzo di ciclo di programma..	331
16.9	Visualizzazione dello stato del sistema.....	333
16.10	Lettura delle correnti.....	335
16.11	Calcolo delle componenti della tensione media	337
16.12	Calcolo delle componenti del vettore corrente statorica.....	338
16.13	La stima della pulsazione statorica	339
16.14	Determinazione del flusso rotorico di riferimento e della coppia massima di riferimento.....	340
16.15	Calcolo del flusso di riferimento statorico dal flusso di riferimento rotorico	346
16.16	La stima del flusso con lo stimatore in tensione	348
16.17	La stima della coppia elettromagnetica.....	352
16.18	Determinazione della fase del vettore flusso statorico	352
16.19	Acquisizione della tensione del bus DC e della coppia di riferimento...	355
16.20	Scelta delle configurazioni dell'inverter	355
16.21	Determinazione dello stato del modulo del vettore flusso statorico.....	357
16.22	Determinazione della banda di velocità.....	358
16.23	Discriminazione dello stato della coppia	359
16.24	La scelta dei fattori di scala dell'algoritmo di controllo.....	362

Capitolo 17

L'implementazione del controllo DSVM predittivo 363

17.1	Analisi dell'algoritmo di controllo.....	363
17.2	Inizializzazione del puntatore della tabella delle configurazioni	366
17.3	Visualizzazione dello stato del sistema.....	366
17.4	Lettura delle correnti.....	367
17.5	Determinazione del flusso rotorico di riferimento e della coppia massima di riferimento.....	367
17.6	Calcolo del vettore tensione statorica	370
17.7	Determinazione della fase del vettore tensione statorica.....	373
17.8	Scelta delle configurazioni dell'inverter	374
17.9	La scelta dei fattori di scala dell'algoritmo di controllo.....	376

Capitolo 18

Le prove sperimentali 379

18.1	Introduzione	379
18.2	Le prove sperimentali sul controllo SFVC	380
18.2.1	Le prove a regime	380
18.2.2	Le prove a rotore bloccato	386
18.2.3	Le prove in transitorio.....	387
18.2.4	Verifica della legge di deflussaggio.....	391
18.3	Le prove sperimentali sul controllo DSVM.....	392
18.3.1	Le prove a regime	392
18.3.2	Il ripple sulla coppia e sulla corrente	395
18.3.3	Le prove in transitorio.....	397
18.3.4	Verifica del riferimento di coppia limite al variare della tensione lato continua.....	410
18.4	Le prove sperimentali sul controllo DSVM predittivo	412
18.4.1	Le prove a regime	412
18.4.2	Il ripple sulla coppia e sulla corrente	417
18.4.3	Le prove in transitorio.....	419

PARTE QUINTA

LA REALIZZAZIONE DEL SOFTWARE PER LA TRAZIONE DI UN VEICOLO ELETTRICO PER IL TRASPORTO DEI DISABILI

Capitolo 19

Il veicolo elettrico..... 431

19.1	Introduzione	431
19.2	Generalità.....	432
19.3	Il telaio e il sistema di imbarco	432
19.4	La carrozzeria.....	437
19.5	Il sistema di trasmissione del moto.....	438
19.6	Il sistema di trazione	442
19.7	Il sistema di accumulo dell'energia	444

19.8	La struttura dell'hardware di trazione.....	448
19.9	Il sistema di controllo della trazione.....	450
19.10	La gestione dei comandi di guida	451

Capitolo 20

Il controllo SFVC con stimatore dinamico di flusso 457

20.1	Introduzione	457
20.2	La struttura del controllo SFVC con stimatore dinamico.....	459
20.3	L'elaborazione dei segnali nello schema di controllo	460
20.3.1	Il calcolo del vettore corrente statorica.....	461
20.3.2	La determinazione del flusso statorico di riferimento	461
20.3.3	Il regolatore di flusso	462
20.3.4	La limitazione della tensione statorica.....	466
20.3.5	Lo stimatore dinamico	467
20.3.6	La stima della fase del flusso rotorico	473

Capitolo 21

Il software per la trazione..... 475

21.1	Introduzione	475
21.2	Lo schema a blocchi del programma di controllo	477
21.3	La struttura del modulo di inizializzazione.....	478
21.4	La struttura del modulo ciclico	482
21.5	Il modulo di condizionamento	485
21.6	La struttura del modulo interrupt.....	492
21.6.1	Acquisizione e lettura delle correnti	495
21.6.2	Filtraggio della tensione del bus DC.....	497
21.6.3	Misura della velocità di rotazione.....	497
21.6.4	Filtraggio delle correnti.....	501
21.6.5	Calcolo delle componenti d e q del vettore corrente statorica.....	503
21.6.6	Stima dei flussi rotorico e statorico	504
21.6.7	Stima della fase e della pulsazione del vettore flusso rotorico.....	509
21.6.8	Calcolo della massima tensione disponibile	514
21.6.9	Determinazione dei riferimenti di flusso e coppia massima.....	514
21.6.10	Stima della coppia elettromagnetica e calcolo del flusso di riferimento.....	statorico 522
21.6.11	Il regolatore di flusso	523
21.6.12	Calcolo della fase del vettore tensione e limitazione del suo modulo....	524
21.6.13	Scelta delle configurazioni dell'inverter.....	524
21.6.14	I fattori di scala dell'algoritmo di controllo.....	530
21.6.15	Il modulo STANDBY	531

Capitolo 22

Le prove sperimentali 533

22.1	Introduzione	533
22.2	Le prove a regime	534
22.3	Le prove in transitorio.....	539
22.3.1	Le prove di accelerazione	540
22.3.2	Le prove di rallentamento	543
22.3.3	Le prove di frenatura.....	546
22.3.4	Le prove di inversione del moto.....	549

APPENDICE

Appendice A

I codici di programma per il sistema di sviluppo 551

A.1	Codice sorgente per l'implementazione del controllo SFVC con regolatore di flusso proporzionale-integrale.....	551
A.2	Codice sorgente per l'implementazione del controllo DSVM	610
A.3	Codice sorgente per l'implementazione del controllo DSVM predittivo..	643

Appendice B

I codici di programma per la trazione del veicolo elettrico..... 679

B.1	Codice sorgente per l'implementazione del modulo di condizionamento sul microcontrollore INTEL.....	679
B.1.1	Macc.c	679
B.2	Codici sorgente per l'implementazione del controllo SFVC con stimatore dinamico.....	684
B.2.1	Asinc.asm	684
B.2.2	Asrout.asm	686
B.2.3	Asncpwm.asm	703
B.2.4	Macro.asm	707
B.2.5	Asnc_var.asm	723
B.2.6	SFVC.asm	744

Riferimenti bibliografici 789

Desidero ringraziare tutti coloro che in questi anni hanno contribuito al sostegno della mia attività e alla stesura di questo lavoro, ricordando in modo particolare:

il Prof. Ing. Giovanni Serra per la costante collaborazione, per il supporto scientifico, e l'aiuto fornitomi durante tutto il corso del Dottorato,

il Prof. Ing. Domenico Casadei per la fiducia e l'interessamento mostrati nei confronti miei e del mio lavoro,

il Dott. Ing. Angelo Tani per la grande disponibilità, nonché per le puntuali indicazioni e i consigli che mi ha fornito,

il Dott. Ing. Franco Casadio per la grande cortesia e per l'insostituibile supporto professionale,

il Dott. Ing. Roberto Recla per la preziosa collaborazione e la simpatia,

il Dott. Ing. Claudio Rossi per il supporto tecnico e logistico nell'ambito del laboratorio.

Infine il mio ringraziamento va a tutti i laureandi, i dottorandi, i borsisti, e gli assegnisti che in questi anni si sono avvicendati presso il Dipartimento di Ingegneria Elettrica dell'Università di Bologna e con i quali ho stabilito un rapporto di sincera amicizia e di grande simpatia, lavorando sempre in un clima di serenità, di fiducia, e talvolta anche di festa.

Simone Minisgallo

Capitolo 1

La modellizzazione della macchina asincrona

1.1 *Ipotesi di studio*

Allo scopo di pervenire ad un modello matematico della macchina asincrona in grado di descriverne il comportamento ai valori istantanei si fanno le seguenti ipotesi di studio:

1. Mezzo magnetico lineare omogeneo ed isotropo di permeabilità magnetica infinita e con perdite trascurabili.
2. Traferro liscio di spessore trascurabile rispetto alle dimensioni radiali della macchina.
3. Lati attivi delle matasse concentrati sugli assi delle cave assunte di ingombro nullo e affacciate al traferro.
4. Campo magnetico al traferro con distribuzione spaziale sinusoidale.
5. Campo magnetico spurio generato dalle correnti parassite indotte nel ferro trascurabile.
6. Macchina infinitamente profonda e interessata da una distribuzione piana di campo magnetico, ovvero priva di effetti di estremità.
7. Flusso concatenato mutuo tra le fasi prodotto dalle testate di matassa trascurabile.
8. Densità di corrente filiforme sui lati attivi di matassa.

1.2 Il campo al traferro

Si consideri una macchina asincrona trifase con rotore avvolto ad una sola cava per polo e per fase. Questa scelta rende più agevole la trattazione, tuttavia si potrebbe dimostrare che è possibile giungere ad equazioni di macchina analoghe a quelle che verranno ricavate nel seguito anche considerando un rotore avvolto con più cave per polo e per fase. Si osserva inoltre che le equazioni del modello a cui si giungerà, basate sulle ipotesi precedentemente elencate, varranno sia per le macchine asincrone con rotore di tipo avvolto sia per quelle con rotore a gabbia di scoiattolo. In quest'ultimo caso, infatti, è possibile dimostrare che, per quanto riguarda gli effetti della distribuzione del campo magnetico generato, si può sempre sostituire ad un rotore a gabbia un rotore avvolto equivalente. Sia τ il passo polare della macchina e siano X_S e X_R le ascisse lineari, statorica e rotorica, misurate rispettivamente a partire dall'asse magnetico della fase 1 di statore e 1 di rotore. Con la variabile ϑ si definisce la distanza angolare tra gli assi suddetti e con δ si indica lo spessore del traferro.

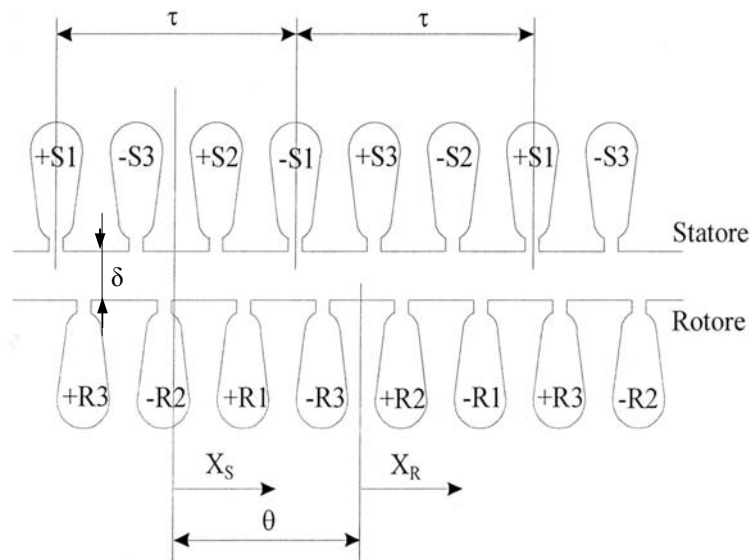


Figura 1.1 - Rappresentazione di una porzione di macchina affacciata al traferro

Considerando la fase 1 di statore, in virtù della distribuzione di correnti ipotizzata, è possibile ricavare l'andamento del campo magnetico al traferro attraverso i teoremi della circuitazione magnetica e della divergenza

$$H_{s1}(t) = \begin{cases} \frac{N_s i_{s1}(t)}{2\delta} & \forall \vartheta \in \left[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right] \\ -\frac{N_s i_{s1}(t)}{2\delta} & \forall \vartheta \in \left[-\pi, -\frac{\pi}{2}\right] \cup \left[\frac{\pi}{2}, \pi\right]. \end{cases} \quad (1.2.1)$$

Dalla (1.2.1) risulta chiaramente che la distribuzione del campo è rappresentata da un'onda quadra. Tale distribuzione è mostrata in figura 1.2. Sviluppando in serie di Fourier tale onda e trascurando il contributo delle armoniche superiori alla prima, si ottiene, conformemente all'ipotesi introdotta al paragrafo precedente, un andamento sinusoidale del campo al traferro

$$H_{s1}(t) = \frac{2N_s i_{s1}(t)}{\delta\pi} \cos \frac{\pi X_s}{\tau} \quad (1.2.2)$$

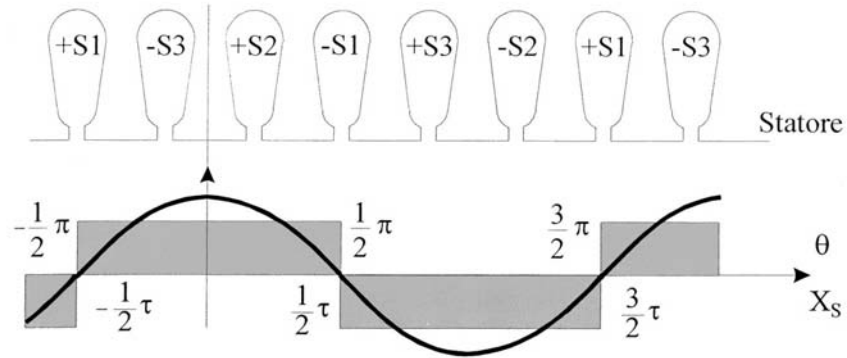


Figura 1.2 - Distribuzione del campo magnetico al traferro

avendo considerato

$$X_s = \frac{\tau \vartheta_s}{\pi} \quad (1.2.3)$$

dove ϑ_s rappresenta l'ascissa angolare statorica. Relazioni analoghe a quelle dedotte per la prima fase si possono ricavare per tutte le altre fasi statoriche e per le fasi rotoriche. Applicando il principio di sovrapposizione degli effetti si ottiene

$$H_T^S(X_S, t) = \sum_{k=1}^3 \frac{2N_S i_{Sk}(t)}{\delta\pi} \cos\left(\frac{\pi X_S}{\tau} - (k-1)\frac{2}{3}\pi\right) + \sum_{k=1}^3 \frac{2N_R i_{Rk}(t)}{\delta\pi} \cos\left(\frac{\pi X_S}{\tau} - (k-1)\frac{2}{3}\pi - g(t)\right) \quad (1.2.4)$$

essendo

$$\begin{cases} g_S(t) = g_R(t) + g(t) \\ X_S(t) = X_R(t) + \frac{\tau g(t)}{\pi} \end{cases} \quad (1.2.5)$$

1.3 Le equazioni della macchina asincrona ai valori istantanei

Con le ipotesi di studio precedentemente introdotte la macchina asincrona può essere vista come un insieme qualsiasi di circuiti elettrici magneticamente accoppiati. L'accoppiamento magnetico può essere rappresentato attraverso coefficienti di auto induzione indipendenti dalla posizione angolare g del rotore rispetto allo statore e tramite coefficienti di mutua induzione variabili con essa. Applicando la legge di Ohm alle fasi statoriche e rotoriche si ottiene

$$\begin{cases} v_{Sk} = R_{Sk} i_{Sk} + \frac{d\varphi_{Sk}}{dt} \\ v_{Rk} = R_{Rk} i_{Rk} + \frac{d\varphi_{Rk}}{dt} \end{cases} \quad (1.3.1)$$

dove k è il pedice di identificazione delle fasi ($k=1,2,3$), mentre le variabili v , R , φ e i rappresentano rispettivamente la tensione applicata, la resistenza, il flusso concatenato e la corrente riferiti alla k -esima fase di statore e rotore. Il flusso totale φ che si concatena con una generica fase può essere espresso come

$$\varphi = \varphi_T + \varphi_D = \varphi_T + l_D i \quad (1.3.2)$$

ovvero come la somma del flusso concatenato dovuto al campo al traferro φ_T e del flusso concatenato dovuto ai flussi dispersi φ_D . Questi ultimi flussi possono essere

altresì espressi in funzione dell'induttanza di dispersione l_D che tiene conto del flusso disperso nelle cave e nella testate. Se ora si considera la k -esima fase di statore e rotore si ottiene

$$\begin{cases} \varphi_{Sk} = \varphi_{TSk} + \varphi_{DSk} = \varphi_{TSk} + l_{DS} i_{Sk} \\ \varphi_{Rk} = \varphi_{TRk} + \varphi_{DRk} = \varphi_{TRk} + l_{DR} i_{Rk} \end{cases} \quad (1.3.3)$$

Poiché vale il principio di sovrapposizione degli effetti, il flusso complessivo concatenato con una fase statorica può essere ottenuto come somma di due termini: il primo relativo allo statore e il secondo al rotore

$$\varphi_{TSk} = \varphi_{TSkStatore} + \varphi_{TSkRotore} \quad (1.3.4)$$

Il termine $\varphi_{TSkStatore}$ a sua volta può essere espresso per mezzo della somma dei tre contributi di flusso dovuti alla terna di correnti statoriche

$$\varphi_{TSkStatore} = \varphi'_{TSkStatore} + \varphi''_{TSkStatore} + \varphi'''_{TSkStatore} \quad (1.3.5)$$

Supposto che ciascuna corrente agisca singolarmente, si possono esprimere tali contributi in funzione delle correnti di statore e di un coefficiente di autoinduzione L_{SM} uguale per tutte le fasi statoriche. Pertanto il contributo della prima fase di statore al flusso che si concatena con la medesima è dato da

$$\varphi'_{TS1Statore} = L_{SM} i_{S1} \quad (1.3.6)$$

Il contributo dovuto alla corrente della seconda fase, tenuto conto del valore assunto dalla proiezione del vettore rappresentativo del flusso al traferro dovuto alla corrente 2 nella direzione del flusso dovuto alla sola corrente 1, è invece dato da

$$\varphi''_{TS1Statore} = -\frac{L_{SM}}{2} i_{S2} \quad (1.3.7)$$

Analogo ragionamento si può fare per il contributo dovuto alla sola corrente della fase 3

$$\varphi_{TS1Statore}''' = -\frac{L_{SM}}{2} i_{S3} . \quad (1.3.8)$$

Poiché vale l'ipotesi di simmetria geometrica della macchina e di distribuzione sinusoidale di campo al traferro, indipendentemente dal collegamento delle fasi statoriche si ha che $i_{S1}+i_{S2}+i_{S3}=0$ e dunque risulta

$$\varphi_{TS1Statore} = \frac{3}{2} L_{SM} i_{S1} . \quad (1.3.9)$$

Procedendo in modo analogo con le correnti rotoriche, indicato con L_M il massimo valore del coefficiente di mutua induzione tra le fasi di statore e rotore e tenendo conto dello sfasamento relativo tra questi due sistemi attraverso l'angolo ϑ si ottiene

$$\begin{cases} \varphi_{TS1Rotore}' = L_M i_{R1} \cos \vartheta \\ \varphi_{TS1Rotore}'' = L_M i_{R2} \cos(\vartheta - \frac{2}{3}\pi) \\ \varphi_{TS1Rotore}''' = L_M i_{R3} \cos(\vartheta - \frac{4}{3}\pi) . \end{cases} \quad (1.3.10)$$

Si può quindi esprimere il flusso concatenato con la fase 1 di statore nel modo seguente

$$\varphi_{TS1} = \frac{3}{2} L_{SM} i_{S1} + L_M [i_{R1} \cos(\vartheta) + i_{R2} \cos(\vartheta - \frac{2}{3}\pi) + i_{R3} \cos(\vartheta - \frac{4}{3}\pi)] . \quad (1.3.11)$$

Lo stesso ragionamento può essere ripetuto per le altre fasi statoriche e per le fasi rotoriche. Come evidenzia la (1.3.11) i flussi concatenati di statore sono pertanto esprimibili come combinazioni lineari delle correnti statoriche e rotoriche e dipendono da coefficienti variabili con l'angolo elettrico ϑ fra statore e rotore

$$\begin{cases} \varphi_{TS1} = \frac{3}{2} L_{SM} i_{S1} + L_M [i_{R1} \cos(\vartheta) + i_{R2} \cos(\vartheta - \frac{2}{3}\pi) + i_{R3} \cos(\vartheta - \frac{4}{3}\pi)] \\ \varphi_{TS2} = \frac{3}{2} L_{SM} i_{S2} + L_M [i_{R1} \cos(\vartheta - \frac{4}{3}\pi) + i_{R2} \cos(\vartheta) + i_{R3} \cos(\vartheta - \frac{2}{3}\pi)] \\ \varphi_{TS3} = \frac{3}{2} L_{SM} i_{S3} + L_M [i_{R3} \cos(\vartheta - \frac{2}{3}\pi) + i_{R2} \cos(\vartheta - \frac{4}{3}\pi) + i_{R3} \cos(\vartheta)] \end{cases} \quad (1.3.12)$$

$$\begin{cases} \varphi_{TR1} = \frac{3}{2} L_{RM} i_{R1} + L_M [i_{S1} \cos(-\vartheta) + i_{S2} \cos(-\vartheta - \frac{2}{3}\pi) + i_{S3} \cos(-\vartheta - \frac{4}{3}\pi)] \\ \varphi_{TR2} = \frac{3}{2} L_{RM} i_{R2} + L_M [i_{S1} \cos(-\vartheta - \frac{4}{3}\pi) + i_{S2} \cos(-\vartheta) + i_{S3} \cos(-\vartheta - \frac{2}{3}\pi)] \\ \varphi_{TR3} = \frac{3}{2} L_{RM} i_{R3} + L_M [i_{S1} \cos(-\vartheta - \frac{2}{3}\pi) + i_{S2} \cos(-\vartheta - \frac{4}{3}\pi) + i_{S3} \cos(-\vartheta)] \end{cases}$$

Ricordando che $\varphi = \varphi_T + l_D i$ e ponendo

$$\begin{cases} L_S = l_{DS} + \frac{3}{2} L_{SM} \\ L_R = l_{DR} + \frac{3}{2} L_{RM} \end{cases} \quad (1.3.13)$$

si ottengono le seguenti espressioni dei flussi concatenati con le tre fasi

$$\begin{cases} \varphi_{R1} = L_R i_{R1} + L_M [i_{S1} \cos(-\vartheta) + i_{S2} \cos(-\vartheta - \frac{2}{3}\pi) + i_{S3} \cos(-\vartheta - \frac{4}{3}\pi)] \\ \varphi_{R2} = L_R i_{R2} + L_M [i_{S1} \cos(-\vartheta - \frac{4}{3}\pi) + i_{S2} \cos(-\vartheta) + i_{S3} \cos(-\vartheta - \frac{2}{3}\pi)] \\ \varphi_{R3} = L_R i_{R3} + L_M [i_{S1} \cos(-\vartheta - \frac{2}{3}\pi) + i_{S2} \cos(-\vartheta - \frac{4}{3}\pi) + i_{S3} \cos(-\vartheta)] \end{cases} \quad (1.3.14)$$

$$\begin{cases} \varphi_{S1} = L_S i_{S1} + L_M [i_{R1} \cos(\vartheta) + i_{R2} \cos(\vartheta - \frac{2}{3}\pi) + i_{R3} \cos(\vartheta - \frac{4}{3}\pi)] \\ \varphi_{S2} = L_S i_{S2} + L_M [i_{R1} \cos(\vartheta - \frac{4}{3}\pi) + i_{R2} \cos(\vartheta) + i_{R3} \cos(\vartheta - \frac{2}{3}\pi)] \\ \varphi_{S3} = L_S i_{S3} + L_M [i_{R3} \cos(\vartheta - \frac{2}{3}\pi) + i_{R2} \cos(\vartheta - \frac{4}{3}\pi) + i_{R3} \cos(\vartheta)] \end{cases}$$

1.4 La trasformazione di Park

Il modello matematico della macchina asincrona basato sulle equazioni ai valori istantanei, nonostante le semplificazioni introdotte dalle ipotesi di studio, risulta piuttosto complesso e non consente una facile interpretazione dei fenomeni fisici che avvengono durante il funzionamento della medesima.

Per semplificare tale interpretazione, avvalendosi di uno strumento matematico più compatto ed immediato, nel campo degli Azionamenti Elettrici viene usualmente impiegata la trasformazione di Park¹.

Allo scopo di darne la definizione matematica, si considerino tre variabili arbitrarie completamente indipendenti, funzioni del tempo e dimensionalmente omogenee $a_1(t)$, $a_2(t)$, $a_3(t)$. Tramite passaggi puramente matematici è possibile definire un vettore $\bar{a}$ ed uno scalare a_0

$$\begin{cases} \bar{a} = k(a_1 + a_2 e^{j\frac{2}{3}\pi} + a_3 e^{j\frac{4}{3}\pi}) = a_d + ja_q \\ a_0 = a_1 + a_2 + a_3 \end{cases} \quad (1.4.1)$$

Lo scalare a_0 viene detto componente omopolare, mentre il vettore $\bar{a}$, spesso indicato nella letteratura specialistica con il nome di vettore spazio, dal momento che matematicamente può essere rappresentato da un numero complesso, viene sovente chiamato anche componente complessa; nel seguito della trattazione tale entità verrà indicata indifferentemente con il semplice nome di vettore o con quello di componente complessa.

La (1.4.1) prende il nome di trasformata di Park delle variabili $a_1(t)$, $a_2(t)$, $a_3(t)$ e consente di passare da un sistema di tre variabili scalari indipendenti a un sistema di due variabili indipendenti, di cui una scalare e una vettoriale. Prendendo ora in considerazione un sistema di tre grandezze sinusoidali di ampiezza A_M , di valore medio A_0 e sfasate di 120° l'una rispetto all'altra, la (1.4.1) fornisce

$$\begin{cases} \bar{a} = \frac{3}{2} k A_M e^{j\theta} \\ a_0 = A_0 \end{cases} \quad (1.4.2)$$

¹ Dal nome dello studioso che la introdusse nel 1930.

essendo ϑ la fase della prima sinusoide.

La costante k può assumere infiniti valori, ma tra questi, due in particolare sono di grande interesse:

$k = 2/3 \rightarrow$ il modulo del vettore rappresentativo $\bar{a}$ è uguale all'ampiezza delle grandezze sinusoidali

$k = \sqrt{2/3} \rightarrow$ il quadrato del modulo del vettore rappresentativo $\bar{a}$ è uguale alla somma dei quadrati delle tre grandezze sinusoidali.

Nel seguito della trattazione verrà usato il secondo dei valori notevoli.

Definita la trasformazione di Park per mezzo delle leggi (1.4.1) possiamo anche ricavare la corrispondente antitrasformazione, ovvero individuare le relazioni matematiche che consentono di esprimere le tre variabili scalari a_1, a_2, a_3 in funzione dello scalare a_0 e del vettore $\bar{a}$.

Partendo dalla prima delle (1.4.1) effettuiamo i seguenti passaggi

$$\frac{\bar{a} + \bar{a}^*}{2} = \frac{k}{2} \left[2a_1 + a_2 \left(e^{j\frac{2}{3}\pi} + e^{-j\frac{2}{3}\pi} \right) + a_3 \left(e^{j\frac{4}{3}\pi} + e^{-j\frac{4}{3}\pi} \right) \right] = \frac{k}{2} (2a_1 - a_2 - a_3) \quad (1.4.3)$$

$$\frac{\bar{a} e^{-j\frac{2}{3}\pi} + \bar{a}^* e^{j\frac{2}{3}\pi}}{2} = \frac{k}{2} \left[2a_2 + a_1 \left(e^{j\frac{2}{3}\pi} + e^{-j\frac{2}{3}\pi} \right) + a_3 \left(e^{j\frac{2}{3}\pi} + e^{-j\frac{2}{3}\pi} \right) \right] = \frac{k}{2} (2a_2 - a_1 - a_3) \quad (1.4.4)$$

$$\frac{\bar{a} e^{-j\frac{4}{3}\pi} + \bar{a}^* e^{j\frac{4}{3}\pi}}{2} = \frac{k}{2} \left[2a_3 + a_1 \left(e^{j\frac{4}{3}\pi} + e^{-j\frac{4}{3}\pi} \right) + a_2 \left(e^{j\frac{2}{3}\pi} + e^{-j\frac{2}{3}\pi} \right) \right] = \frac{k}{2} (2a_3 - a_1 - a_2). \quad (1.4.5)$$

Tenendo conto della definizione della componente omopolare, le ultime tre equazioni divengono

$$\frac{\bar{a} + \bar{a}^*}{2} = \frac{k}{2} (3a_1 - a_0) \quad (1.4.6)$$

$$\frac{\bar{a}e^{-j\frac{2}{3}\pi} + \bar{a}^*e^{j\frac{2}{3}\pi}}{2} = \frac{k}{2}(3a_2 - a_0) \quad (1.4.7)$$

$$\frac{\bar{a}e^{-j\frac{4}{3}\pi} + \bar{a}^*e^{j\frac{4}{3}\pi}}{2} = \frac{k}{2}(3a_3 - a_0). \quad (1.4.8)$$

da cui si ricavano immediatamente a_1, a_2, a_3

$$\begin{cases} a_1(t) = \frac{2}{3k} \left(\frac{\bar{a}}{2} + \frac{\bar{a}^*}{2} \right) + \frac{a_0(t)}{3} \\ a_2(t) = \frac{2}{3k} \left(\frac{\bar{a}}{2} e^{-j\frac{2}{3}\pi} + \frac{\bar{a}^*}{2} e^{+j\frac{2}{3}\pi} \right) + \frac{a_0(t)}{3} \\ a_3(t) = \frac{2}{3k} \left(\frac{\bar{a}}{2} e^{-j\frac{4}{3}\pi} + \frac{\bar{a}^*}{2} e^{+j\frac{4}{3}\pi} \right) + \frac{a_0(t)}{3}. \end{cases} \quad (1.4.9)$$

La (1.4.9) prende per l'appunto il nome di antitrasformata di Park e assieme alla corrispondente trasformata, fissato il valore della costante k , come si può facilmente verificare, individua una corrispondenza biunivoca fra le tre variabili fisiche di origine $a_1(t), a_2(t), a_3(t)$ e le due variabili ausiliarie $a_0(t)$ e $\bar{a}(t)$.

1.5 Il modello della macchina asincrona in forma complessa

Applicando la trasformata di Park introdotta al paragrafo precedente all'equazione (1.2.4) che descrive la distribuzione spaziale e l'andamento nel tempo del campo risultante al traferro, si ottiene

$$H_T^S(X_S, t) = \text{Re} \left[\left(\frac{\sqrt{6}N_S}{\delta\pi} \bar{i}_S(t) + \frac{\sqrt{6}N_R}{\delta\pi} \bar{i}_R(t) \right) e^{-\frac{j\pi X_S}{\tau}} \right]. \quad (1.5.1)$$

Si può osservare che nella (1.5.1) il campo magnetico totale al traferro dipende dai vettori rappresentativi (componenti complesse) delle correnti di statore e rotore e non dalle componenti omopolari. Poiché esso è costituito dalla somma dei campi generati dalle correnti di statore e rotore, entrambi con distribuzione spaziale sinusoidale, anche il campo totale ha distribuzione spaziale sinusoidale. A questo punto si possono definire due nuove variabili $\alpha_H(t)$ e $H_{TM}(t)$ in grado di descrivere univocamente il campo totale come segue

$$H_T^S(X_S, t) = H_{TM}(t) \cos \left(\frac{\pi X_S}{\tau} - \alpha_H(t) \right). \quad (1.5.2)$$

La (1.5.2) può anche essere riscritta come

$$H_T^S(X_S, t) = \text{Re} \left[H_{TM}(t) e^{-\frac{j\pi X_S}{\tau}} e^{j\alpha_H(t)} \right] = \text{Re} \left[\bar{H}_T^S(t) e^{-\frac{j\pi X_S}{\tau}} \right] \quad (1.5.3)$$

essendo

$$\bar{H}_T^S(t) = H_{TM}(t) e^{j\alpha_H(t)} \quad (1.5.4)$$

un vettore di ampiezza variabile nel tempo rotante nel piano complesso. Nella (1.5.3) $H_{TM}(t)$ rappresenta l'ampiezza e $\alpha(t)$ la fase della sinusoide nel tempo, mentre il termine esponenziale che contiene X_S tiene conto della distribuzione spaziale del

campo lungo il traferro. Confrontando la (1.5.3) con la (1.5.1) si ricava l'espressione del vettore che descrive la variazione nel tempo del campo totale $H_T^S(X_S, t)$

$$\bar{H}_T^S = \frac{\sqrt{6}N_S}{\delta\pi} \bar{i}_S(t) + \frac{\sqrt{6}N_R}{\delta\pi} \bar{i}_R(t). \quad (1.5.5)$$

Rappresentando il campo al traferro mediante il vettore fornito dalla (1.5.5) e calcolando il flusso concatenato con ciascuna fase, dovuto al campo risultante al traferro, con la seguente espressione

$$\varphi_{TSk} = \int_{-\frac{\pi}{2} + \frac{2}{3}\tau(k-1)}^{\frac{\pi}{2} + \frac{2}{3}\tau(k-1)} l\mu_0 H_T^S dX_S \quad (1.5.6)$$

si ottiene, tenuto conto della (1.5.3)

$$\varphi_{TSk} = pN_S l\mu_0 \frac{2\tau}{\pi} \text{Re}[\bar{H}_T^S]. \quad (1.5.7)$$

Applicando ora anche ai flussi la trasformata di Park, si ricava la componente complessa del flusso concatenato

$$\bar{\varphi}_{TS} = \frac{2}{3} k \left[\varphi_{TS1} + \varphi_{TS2} e^{j\frac{2}{3}\pi} + \varphi_{TS3} e^{j\frac{4}{3}\pi} \right] = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{2pN_S l\mu_0 \tau}{\pi} \bar{H}_T^S \quad (1.5.8)$$

avendo posto, come già detto, $k = \sqrt{2/3}$.

Se ora si sostituisce l'espressione che lega il campo complesso alle correnti statoriche e rotoriche complesse si ha

$$\bar{\varphi}_{TS} = \frac{3}{2} \frac{(2pN_S)^2 l\mu_0 \tau}{\delta\pi^2 p} \bar{i}_S + \frac{3}{2} \frac{(2pN_S)(2pN_R) l\mu_0 \tau}{\delta\pi^2 p} \bar{i}_R. \quad (1.5.9)$$

Ponendo

$$L_{TS} = \frac{3}{2} \frac{(2pN_s)^2 l \mu_0 \tau}{\delta \pi^2 p} = \frac{3}{2} L_{SM} \quad (1.5.10)$$

e

$$M = \frac{3}{2} \frac{(2pN_s)(2pN_r) l \mu_0 \tau}{\delta \pi^2 p} = \frac{3}{2} L_M \quad (1.5.11)$$

si ottiene

$$\bar{\varphi}_{TS} = L_{TS} \bar{i}_S + M \bar{i}_R^S. \quad (1.5.12)$$

Si può notare come i coefficienti L_{TS} e M siano proporzionali, attraverso il fattore $3/2$, rispettivamente al coefficiente di autoinduzione di una fase statorica L_{MS} e al massimo valore del coefficiente di mutua induzione tra una fase statorica e una rotorica L_M che si ottiene quando gli assi delle fasi medesime sono allineati. Si possono ottenere analoghe espressioni anche per il rotore

$$L_{TR} = \frac{3}{2} \frac{(2pN_r)^2 l \mu_0 \tau}{\delta \pi^2 p} = \frac{3}{2} L_{RM} \quad (1.5.13)$$

$$\bar{\varphi}_{TR} = L_{TR} \bar{i}_R + M \bar{i}_S^R. \quad (1.5.14)$$

Si possono ora trasformare le equazioni di macchina precedentemente presentate mediante le componenti omopolari e complesse delle varie grandezze elettriche e magnetiche, ottenendo il seguente sistema di equazioni

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{S0} = R_s i_{S0} + \frac{d\varphi_{S0}}{dt} \\ \bar{v}_S = R_s \bar{i}_S + \frac{d\bar{\varphi}_S}{dt} \\ v_{R0} = R_r i_{R0} + \frac{d\varphi_{R0}}{dt} \\ \bar{v}_R = R_r \bar{i}_R + \frac{d\bar{\varphi}_R}{dt} \end{array} \right. \quad (1.5.15)$$

In tale sistema le equazioni omopolari hanno l'unica funzione di dimostrare che le componenti omopolari di correnti, tensioni e flussi sono sempre nulle, tranne in un caso particolare di interesse puramente teorico. Infatti se le fasi della macchina sono collegate a stella, la componente omopolare della corrente è necessariamente nulla così come il flusso omopolare e la tensione. Se si considerano invece fasi collegate a triangolo, è nulla la componente omopolare di tensione, ma la componente omopolare di corrente può teoricamente possedere un valore non nullo per un intervallo di tempo limitato. Tuttavia, come normalmente accade, se non sono presenti sorgenti fisiche in grado di iniettare una corrente di circolazione negli avvolgimenti del triangolo di valore iniziale diverso da zero, risultano ancora nulle le componenti omopolari di corrente e flusso. In questo modo il precedente sistema si riduce semplicemente alle due equazioni

$$\begin{cases} \bar{v}_S = R_S \bar{i}_S + \frac{d\bar{\varphi}_S}{dt} \\ 0 = R_R \bar{i}_R + \frac{d\bar{\varphi}_R}{dt} \end{cases} \quad (1.5.16)$$

Si può notare come nella (1.5.16) si sia posto $\bar{v}_R = 0$, dato che il rotore, qualunque sia la sua tipologia costruttiva, presenta ai capi delle fasi rotoriche la stessa tensione. Ritornando alle espressioni delle componenti complesse dei flussi concatenati con le fasi di statore e rotore, dovuti al campo al traferro, bisogna osservare che il termine di mutua induzione che compare nelle (1.5.12) e (1.5.14) non mette in evidenza il fatto che il suo contributo è legato alla posizione angolare del rotore rispetto allo statore, così come la realtà fisica richiede. Questo perché tali relazioni contengono grandezze che sono espresse tutte nello stesso sistema di riferimento, cioè quello statorico. Se si rappresentano le correnti rotoriche in un sistema di riferimento solidale con il rotore, introducendo un operatore che effettui la rotazione per passare da un riferimento all'altro, si può però rendere esplicita la dipendenza del flusso concatenato dalla posizione del rotore

$$\begin{cases} \bar{\varphi}_{TS} = L_{TS} \bar{i}_S + M \bar{i}_R e^{j\theta} \\ \bar{\varphi}_{TR} = L_{TR} \bar{i}_R + M \bar{i}_S e^{-j\theta} \end{cases} \quad (1.5.17)$$

Alle (1.5.17) è necessario poi aggiungere il sistema di equazioni che esprimono il legame tra i flussi concatenati e le correnti. Riprendendo la (1.5.12) e la (1.5.14) e tenendo conto dei termini di dispersione si ricava

$$\begin{cases} \bar{\varphi}_S = L_S \bar{i}_S + M \bar{i}_R e^{j\vartheta} \\ \bar{\varphi}_R = L_R \bar{i}_R + M \bar{i}_S e^{-j\vartheta} \end{cases} \quad (1.5.18)$$

avendo posto

$$\begin{cases} L_S = L_{ST} + l_{DS} \\ L_R = L_{RT} + l_{DR} \end{cases} \quad (1.5.19)$$

con l_{DS} e l_{DR} coefficienti di autoinduzione di dispersione delle fasi statoriche e rotoriche rispettivamente.

Con considerazioni energetiche si può ora pervenire all'espressione della coppia elettromagnetica in funzione delle correnti e dei flussi concatenati. Si parte dall'espressione generale valida per mezzi magneticamente lineari

$$C_{EM} = \left. \frac{\partial W_M}{\partial \vartheta_M} \right|_{i=\text{costante}} \quad (1.5.20)$$

in cui

$$\vartheta_M = \frac{\vartheta}{p} \quad (1.5.21)$$

essendo ϑ_M l'angolo meccanico che individua la posizione del rotore rispetto ad un riferimento solidale allo statore, ϑ il corrispondente angolo elettrico, mentre p è il numero delle coppie polari. Si può ora procedere al calcolo della coppia come derivata della energia magnetica rispetto alla posizione angolare meccanica a corrente costante. In tale calcolo si può sostituire alla energia magnetica totale l'energia magnetica al traferro poiché il contributo dovuto ai flussi dispersi non dipende dalla posizione angolare. L'energia magnetica al traferro è esprimibile come

$$W_M = \int_0^{2p\tau} \frac{1}{2} \mu_0 \delta H_T^2 l dX_S \quad (1.5.22)$$

con

$$H_T = \text{Re} \left[\bar{H}_T^S e^{-j \frac{\pi X_S}{\tau}} \right] = \frac{\bar{H}_T^S e^{-j \frac{\pi X_S}{\tau}} + \bar{H}_T^{S*} e^{j \frac{\pi X_S}{\tau}}}{2}. \quad (1.5.23)$$

Sviluppando l'integrale si ottiene

$$W_M = \frac{1}{2} \mu_0 \delta p \tau H_T^2. \quad (1.5.24)$$

In questa espressione occorre evidenziare la posizione angolare e la corrente come segue

$$\begin{aligned} W_M &= \frac{1}{2} \mu_0 \delta p \tau \left[\left(\frac{\sqrt{6} N_S}{\delta \pi} \bar{i}_S + \frac{\sqrt{6} N_R}{\delta \pi} \bar{i}_R e^{j\vartheta} \right) \left(\frac{\sqrt{6} N_S}{\delta \pi} \bar{i}_S^* + \frac{\sqrt{6} N_R}{\delta \pi} \bar{i}_R^* e^{-j\vartheta} \right) \right] = \\ &= \frac{6}{2} \frac{\mu_0 \delta p \tau}{\delta \pi^2} \left(N_S^2 \bar{i}_S \bar{i}_S^* + N_R^2 \bar{i}_R \bar{i}_R^* + N_S N_R \bar{i}_S \bar{i}_R^* e^{-j\vartheta} + N_S N_R \bar{i}_R \bar{i}_S^* e^{j\vartheta} \right). \end{aligned} \quad (1.5.25)$$

Se ora si effettua l'operazione di derivazione si ottiene

$$\begin{aligned} C_{EM} &= \frac{\partial W_M}{\partial \vartheta_M} \Big|_{i=\cos \tan te} = 3 \frac{\mu_0 \delta p \tau}{\delta \pi^2} N_S N_R \left(-j \bar{i}_S \bar{i}_R^* e^{-j\vartheta} + j \bar{i}_R \bar{i}_S^* e^{j\vartheta} \right) = \\ &= 3 \frac{\mu_0 \delta p \tau}{\delta \pi^2} N_S N_R 2(\bar{i}_S \bullet j \bar{i}_R e^{j\vartheta}). \end{aligned} \quad (1.5.26)$$

Ricordando ora l'espressione di M data dalla (1.5.11) otteniamo l'espressione della coppia elettromagnetica cercata

$$C_{EM} = M p (\bar{i}_S \bullet j \bar{i}_R e^{j\vartheta}). \quad (1.5.27)$$

Per pervenire al sistema completo di equazioni che descrivono il funzionamento della macchina asincrona occorre aggiungere alle precedenti relazioni l'equazione del moto

$$C_{EM} - C_R = J_T \frac{d\Omega}{dt} \quad (1.5.28)$$

dove C_R è la coppia resistente, Ω la velocità angolare meccanica e J_T il momento di inerzia totale ridotto all'albero motore.

Dalle (1.5.16), (1.5.27) e (1.5.28) si ottiene dunque il sistema completo di equazioni di macchina

$$\begin{cases} Mp(\bar{i}_S \bullet j\bar{i}_R e^{j\vartheta}) - C_R = \frac{J_T}{p} \frac{d^2 \vartheta}{dt^2} \\ \bar{v}_S = R_S \bar{i}_S + \frac{d\bar{\varphi}_S}{dt} \\ 0 = R_R \bar{i}_R + \frac{d\bar{\varphi}_R}{dt} \end{cases} \quad (1.5.29)$$

che espresso in funzione delle correnti, ovvero delle sorgenti fisiche del campo diviene

$$\begin{cases} Mp(\bar{i}_S \bullet j\bar{i}_R e^{j\vartheta}) - C_R = \frac{J_T}{p} \frac{d^2 \vartheta}{dt^2} \\ \bar{v}_S = R_S \bar{i}_S + L_S \frac{d\bar{i}_S}{dt} + M \frac{d\bar{i}_R}{dt} e^{j\vartheta} + j \frac{d\vartheta}{dt} M \bar{i}_R e^{j\vartheta} \\ 0 = R_R \bar{i}_R + L_R \frac{d\bar{i}_R}{dt} + M \frac{d\bar{i}_S}{dt} e^{-j\vartheta} - j \frac{d\vartheta}{dt} M \bar{i}_S e^{-j\vartheta} . \end{cases} \quad (1.5.20)$$

1.6 *La scelta del sistema di riferimento*

Adottando la trasformata di Park, si è visto in precedenza come sia possibile rappresentare sinteticamente il sistema delle correnti, il sistema dei flussi e quindi il campo al traferro. Dobbiamo ora tenere conto del fatto che sebbene una grandezza vettoriale sia una entità indipendente dal sistema di riferimento scelto, quest'ultimo dal canto suo determina il valore delle componenti del vettore rispetto ad esso.

Si consideri al proposito un generico sistema di riferimento piano e ortogonale definito da due assi d e q, con l'asse q ruotato di 90° in senso antiorario rispetto a d.

Ovviamente esistono infiniti riferimenti $\{d, q\}$ e anche infinite coppie di componenti $\{i_d, i_q\}$ che individuano un generico vettore $\bar{i}$.

Prendiamo in considerazione i due sistemi di riferimento $\{d_1, q_1\}$ e $\{d_2, q_2\}$ ruotati l'uno rispetto all'altro dell'angolo θ rappresentati in figura 1.3. Siano $\bar{i}_1$ e $\bar{i}_2$ lo stesso vettore rappresentato sui due diversi sistemi di riferimento. I due vettori indicati hanno componenti

$$\begin{aligned}\bar{i}_1 &= i_{d1} + j i_{q1} \\ \bar{i}_2 &= i_{d2} + j i_{q2}\end{aligned}\tag{1.6.1}$$

La legge che trasforma $\bar{i}_1$ in $\bar{i}_2$ è la seguente

$$\bar{i}_2 = \bar{i}_1 e^{-j\theta}.\tag{1.6.2}$$

Essa rappresenta una semplice rotazione di un angolo θ in senso orario.

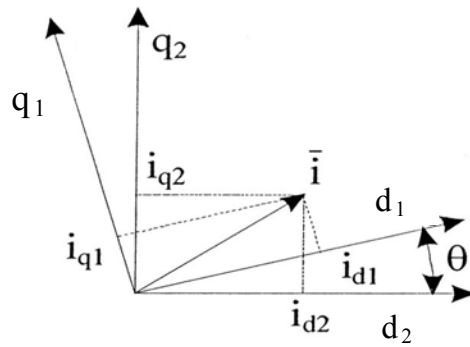


Figura 1.3 - Rappresentazione di due diversi sistemi di riferimento (d,q)

Poiché si è detto che esistono infiniti sistemi di riferimento, possiamo prenderne in considerazione uno del tutto generico che ruota rispetto al riferimento statorico alla velocità angolare elettrica $\omega = \dot{\alpha}$. Si suppone che tale sistema sia individuato dagli assi

$\{d_0, q_0\}$. Le equazioni di trasformazione per i vettori delle grandezze di macchina diventano in questo caso le seguenti

$$\begin{cases} \bar{v}_s = \bar{v}_s^0 e^{j\alpha} \\ \bar{i}_s = \bar{i}_s^0 e^{j\alpha} \\ \bar{\varphi}_s = \bar{\varphi}_s^0 e^{j\alpha} \\ \bar{i}_r^s = \bar{i}_r^0 e^{-j\theta} e^{j\alpha} \\ \bar{\varphi}_r^s = \bar{\varphi}_r^0 e^{-j\theta} e^{j\alpha} . \end{cases} \quad (1.6.3)$$

dove l'apice ⁰ indica il sistema di riferimento generico, l'apice ^s indica il sistema di riferimento statorico, mentre l'assenza dell'apice indica che i corrispondenti vettori sono espressi nel loro sistema di riferimento di origine.

Se ora si applica tale trasformazione al sistema delle (1.5.30), in cui le equazioni valgono nel riferimento statorico, possiamo scrivere le equazioni di macchina in forma vettoriale viste in precedenza rispetto al sistema di riferimento generico, ottenendo così

$$\begin{cases} Mp(\bar{i}_s^0 \bullet j\bar{i}_r^0) - C_r = \frac{J_T}{p} \frac{d^2\theta}{dt^2} \\ \bar{v}_s^0 = R_s \bar{i}_s^0 + \frac{d\bar{\varphi}_s^0}{dt} + j\omega \bar{\varphi}_s^0 \\ 0 = R_r \bar{i}_r^0 + \frac{d\bar{\varphi}_r^0}{dt} + j\left(\omega - \frac{d\theta}{dt}\right) \bar{\varphi}_r^0 \end{cases} \quad (1.6.4)$$

**Equazioni della
macchina asincrona in un
riferimento generico**

$$\begin{cases} \bar{\varphi}_s^0 = L_s \bar{i}_s^0 + M \bar{i}_r^0 \\ \bar{\varphi}_r^0 = L_r \bar{i}_r^0 + M \bar{i}_s^0 . \end{cases} \quad (1.6.5)$$

Si può notare come ora nelle equazioni dei flussi non compaia più la dipendenza dall'angolo θ . Nel primo gruppo di equazioni rimangono tuttavia le dipendenze da $d\theta/dt$ e da ω . Se queste ultime fossero costanti nel tempo, come caso particolare si avrebbe un sistema a coefficienti costanti.

Considerando sistemi di riferimento particolari, è possibile ottenere espressioni delle equazioni di macchina semplificate grazie all'annullamento di alcuni termini.

Ponendosi infatti nel sistema di riferimento solidale con lo statore si ha che $\omega = 0$, per cui i sistemi (1.6.4) e (1.6.5) diventano

$$\begin{cases} Mp(\bar{i}_s \bullet j\bar{i}_r^s) - C_R = \frac{J_T}{p} \frac{d^2\theta}{dt^2} \\ \bar{v}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} \\ 0 = R_r \bar{i}_r^s + \frac{d\bar{\varphi}_r^s}{dt} - j \frac{d\theta}{dt} \bar{\varphi}_r^s \end{cases} \quad (1.6.6)$$

**Equazioni della
macchina asincrona nel
riferimento statorico**

$$\begin{cases} \bar{\varphi}_s = L_s \bar{i}_s + M \bar{i}_r^s \\ \bar{\varphi}_r^s = L_r \bar{i}_r^s + M \bar{i}_s \end{cases} \quad (1.6.7)$$

Se si considera invece un sistema di riferimento solidale con il rotore si ha che $\frac{d\theta}{dt} = \omega$

per cui le equazioni diventano

$$\begin{cases} Mp(\bar{i}_s^r \bullet j\bar{i}_r) - C_R = \frac{J_T}{p} \frac{d^2\theta}{dt^2} \\ \bar{v}_s^r = R_s \bar{i}_s^r + \frac{d\bar{\varphi}_s^r}{dt} + j \frac{d\theta}{dt} \bar{\varphi}_s^r \\ 0 = R_r \bar{i}_r + \frac{d\bar{\varphi}_r}{dt} \end{cases} \quad (1.6.8)$$

**Equazioni della
macchina asincrona nel
riferimento rotorico**

$$\begin{cases} \bar{\varphi}_s^r = L_s \bar{i}_s^r + M \bar{i}_r \\ \bar{\varphi}_r = L_r \bar{i}_r + M \bar{i}_s^r \end{cases} \quad (1.6.9)$$

In conclusione si possono dedurre le equazioni scalari della macchina asincrona sugli assi d e q. Per ottenerle si parte dal sistema di equazioni nel riferimento generico (1.6.4) e (1.6.5) e per ogni vettore si fa una scomposizione del tipo $\bar{a}^0 = a_d^0 + ja_q^0$ ricavando

$$\begin{cases} \text{Mp}((i_{Sd}^0 + j i_{Sq}^0) \bullet (i_{Rd}^0 + j i_{Rq}^0)) - C_R = \frac{J_T}{p} \frac{d^2 \theta}{dt^2} \\ v_{Sd}^0 + j v_{Sq}^0 = R_S (i_{Sd}^0 + j i_{Sq}^0) + \frac{d(\varphi_{Sd}^0 + j \varphi_{Sq}^0)}{dt} + j \omega (\varphi_{Sd}^0 + j \varphi_{Sq}^0) \\ 0 = R_R (i_{Rd}^0 + j i_{Rq}^0) + \frac{d(\varphi_{Rd}^0 + j \varphi_{Rq}^0)}{dt} + j \left(\omega - \frac{d\theta}{dt} \right) (\varphi_{Rd}^0 + j \varphi_{Rq}^0) \end{cases} \quad (1.6.10)$$

$$\begin{cases} \varphi_{Sd}^0 + j \varphi_{Sq}^0 = L_S (i_{Sd}^0 + j i_{Sq}^0) + M (i_{Rd}^0 + j i_{Rq}^0) \\ \varphi_{Rd}^0 + j \varphi_{Rq}^0 = L_R (i_{Rd}^0 + j i_{Rq}^0) + M (i_{Sd}^0 + j i_{Sq}^0) \end{cases} \quad (1.6.11)$$

Se ora si separano la parte reale e quella immaginaria si ottiene

$$\begin{cases} \text{Mp}(-i_{Sd}^0 i_{Rq}^0 + i_{Sq}^0 i_{Rd}^0) - C_R = \frac{J_T}{p} \frac{d^2 \theta}{dt^2} \\ v_{Sd}^0 = R_S i_{Sd}^0 + \frac{d\varphi_{Sd}^0}{dt} - \omega \varphi_{Sq}^0 \\ v_{Sq}^0 = R_S i_{Sq}^0 + \frac{d\varphi_{Sq}^0}{dt} + \omega \varphi_{Sd}^0 \\ 0 = R_R i_{Rd}^0 + \frac{d\varphi_{Rd}^0}{dt} - \left(\omega - \frac{d\theta}{dt} \right) \varphi_{Rq}^0 \\ 0 = R_R i_{Rq}^0 + \frac{d\varphi_{Rq}^0}{dt} + \left(\omega - \frac{d\theta}{dt} \right) \varphi_{Rd}^0 \end{cases} \quad (1.6.12)$$

$$\begin{cases} \varphi_{Sd}^0 = L_S i_{Sd}^0 + M i_{Rd}^0 \\ \varphi_{Sq}^0 = L_S i_{Sq}^0 + M i_{Rq}^0 \\ \varphi_{Rd}^0 = L_R i_{Rd}^0 + M i_{Sd}^0 \\ \varphi_{Rq}^0 = L_R i_{Rq}^0 + M i_{Sq}^0 \end{cases} \quad (1.6.13)$$

Il sistema (1.6.12) con le (1.6.13) costituisce per l'appunto il sistema delle equazioni scalari sugli assi d e q. Come il corrispondente sistema vettoriale esso è di validità assolutamente generale ed è utile, nelle ipotesi del modello matematico fin qui sviluppato, per descrivere istante per istante il comportamento della macchina asincrona.

Capitolo 2

Il controllo della coppia elettromagnetica

2.1 *Introduzione*

Il controllo della coppia elettromagnetica sviluppata da un motore asincrono, facente parte di un azionamento elettrico, riveste un ruolo di fondamentale importanza, in quanto da esso dipendono sia la dinamica della macchina sia le sue prestazioni elettriche nei confronti della sorgente dalla quale trae energia. L'obiettivo fondamentale è quello individuare una opportuna strategia di alimentazione che consenta di ottenere in ogni condizione di funzionamento la coppia desiderata all'albero, compatibilmente con i vincoli meccanici fissati dal carico azionato e con i limiti tecnico-economici imposti dal sistema di alimentazione e dalle caratteristiche costruttive della macchina stessa. Più concretamente il problema risiede nell'individuare la terna delle correnti da iniettare negli avvolgimenti statorici, oppure la terna delle tensioni da applicare ai morsetti delle fasi statoriche, per farle erogare la coppia desiderata ad ogni velocità di rotazione. Dalle equazioni di macchina sugli assi d e q viste nel precedente capitolo risulta che fissando un valore di riferimento per la coppia elettromagnetica, considerando nota la velocità di rotazione dell'albero, il sistema presenta un grado di libertà. Esistono pertanto infiniti modi per alimentare una macchina asincrona ed ottenere un certo andamento di coppia, a fronte dei quali esiste la possibilità di controllare il *flusso statorico*, oppure il *flusso al traferro*, oppure ancora il *flusso rotorico*.

2.2 Il controllo della coppia a regime a flusso rotorico costante

Si consideri l'espressione (1.5.25) della coppia elettromagnetica istantanea ricavata nel precedente capitolo. Poiché in tale equazione compare il prodotto scalare tra due vettori, il quale è invariante per rotazione dei medesimi, essa si può anche porre nella forma

$$C_{EM} = pM(\bar{i}_s e^{-j\theta} \bullet j\bar{i}_r). \quad (2.2.1)$$

Si definisce ora con il nome di *pulsazione di scorrimento* la pulsazione ω' del vettore $\bar{\varphi}_r$, cioè la pulsazione del vettore flusso rotorico nel sistema di riferimento rotorico, data dalla differenza tra la pulsazione ω_r del vettore flusso rotorico nel sistema di riferimento statorico $\bar{\varphi}_r^s$ e la velocità angolare elettrica del rotore ω_M . La legge che lega la coppia elettromagnetica alla pulsazione di scorrimento viene denominata *caratteristica di coppia*. Allo scopo di ricavare la caratteristica di coppia a flusso rotorico costante si consideri la seconda equazione del sistema (1.6.5) dalla quale si ricava

$$\bar{i}_s = \frac{\bar{\varphi}_r}{M} - \frac{L_r}{M} \bar{i}_r \quad (2.2.2)$$

pertanto l'espressione della coppia elettromagnetica diventa

$$C_{EM} = pM \left[\left(\frac{\bar{\varphi}_r}{M} - \frac{L_r}{M} \bar{i}_r \right) \bullet j\bar{i}_r \right]. \quad (2.2.3)$$

Sviluppando quest'ultima espressione, si perviene all'equazione che pone in relazione la coppia con il flusso e la corrente rotorica

$$C_{EM} = -p\bar{i}_r \bullet j\bar{\varphi}_r. \quad (2.2.4)$$

Si consideri ora la legge di Ohm per le fasi rotoriche scritta nel sistema di riferimento solidale con il rotore. Essa ha la seguente forma

$$0 = R_R \bar{i}_R + \frac{d\bar{\varphi}_R}{dt}. \quad (2.2.5)$$

Moltiplicando scalarmene per $j\bar{\varphi}_R$ si ottiene

$$0 = R_R \bar{i}_R \bullet j\bar{\varphi}_R + j\bar{\varphi}_R \bullet \frac{d\bar{\varphi}_R}{dt}. \quad (2.2.6)$$

Considerando un funzionamento di regime della macchina e ricordando che il vettore $\bar{\varphi}_R$ è espresso nel sistema di riferimento rotorico risulta

$$\frac{d\bar{\varphi}_R}{dt} = j\omega^r \bar{\varphi}_R \quad (2.2.7)$$

essendo ω^r la pulsazione del flusso rotorico rispetto al rotore, ovvero la pulsazione di scorrimento.

Sostituendo la (2.2.7) nella (2.2.6) si ottiene

$$\bar{i}_R \bullet j\bar{\varphi}_R = -\frac{\omega^r \varphi_R^2}{R_R} \quad (2.2.8)$$

da cui si può giungere alla espressione cercata della coppia elettromagnetica in funzione del flusso rotorico

$$C_{EM} = p \frac{\omega^r}{R_R} \varphi_R^2. \quad (2.2.9)$$

Come risulta dalla (2.2.9) la coppia elettromagnetica che la macchina asincrona sviluppa è proporzionale al quadrato del modulo del flusso rotorico ed alla pulsazione di scorrimento ω^r . Da ciò consegue che a flusso rotorico costante, almeno in linea di principio, non esistono limiti di sovraccaricabilità della macchina se non quelli intrinseci dovuti alla saturazione magnetica, alla portata dei conduttori e alla massima tensione a cui il motore può essere alimentato.

2.3 *Il controllo della coppia a regime a flusso statorico costante*

Dalla (2.2.9) ricavata al paragrafo precedente è possibile giungere alla legge che definisce la caratteristica di coppia a flusso statorico costante. Dalle equazioni che esprimono il legame tra i flussi e le correnti si ottiene

$$\begin{cases} \bar{\varphi}_S = L_S \bar{i}_S + M \bar{i}_R^S \\ \bar{\varphi}_R = L_R \bar{i}_R + M \bar{i}_S^R \end{cases} \quad (2.3.10)$$

Risolvendo il sistema (2.3.10) rispetto a $\bar{\varphi}_R$ e $\bar{\varphi}_S$ e ponendo $\Delta = L_S L_R - M^2$ si ricava

$$\begin{cases} \bar{i}_R^S = \frac{L_S}{\Delta} \bar{\varphi}_R^S - \frac{M}{\Delta} \bar{\varphi}_S \\ \bar{i}_S^R = \frac{L_R}{\Delta} \bar{\varphi}_S - \frac{M}{\Delta} \bar{\varphi}_R^S \end{cases} \quad (2.3.11)$$

Sostituendo ora l'espressione di $\bar{i}_R^S$ nella equazione rotorica del sistema (1.6.6) si ha

$$0 = R_R \left[-\frac{M}{\Delta} \bar{\varphi}_S + \frac{L_S}{\Delta} \bar{\varphi}_R^S \right] - j\omega_m \bar{\varphi}_R^S + \frac{d\bar{\varphi}_R^S}{dt} \quad (2.3.12)$$

dove $\omega_m = p(d\mathcal{G}_m/dt)$ è la velocità angolare elettrica del rotore. Nell'ipotesi di funzionamento di regime la derivata del flusso rotorico ha la seguente espressione

$$\frac{d\bar{\varphi}_R^S}{dt} = j\omega \bar{\varphi}_R^S \quad (2.3.13)$$

essendo ω la pulsazione del flusso rotorico rispetto a statore, coincidente con la pulsazione del flusso statorico rispetto allo statore. Con la (2.3.13), la (2.3.12) diviene

$$\begin{aligned}
 0 &= R_R \left[-\frac{M}{\Delta} \bar{\varphi}_S + \frac{L_S}{\Delta} \bar{\varphi}_R^S \right] - j\omega_m \bar{\varphi}_R^S + j\omega \bar{\varphi}_R^S = \\
 &= R_R \left[-\frac{M}{\Delta} \bar{\varphi}_S + \frac{L_S}{\Delta} \bar{\varphi}_R^S \right] + j\omega^r \bar{\varphi}_R^S.
 \end{aligned} \tag{2.3.14}$$

Ricavando dalla (2.3.14) il flusso rotorico in funzione del flusso statorico e ponendo

$$\tau_R = \frac{L_R}{R_R}, \quad \sigma = \frac{\Delta}{L_S L_R}$$

si ottiene

$$\bar{\varphi}_R^S = \frac{M}{L_S} \frac{1}{1 + j\omega^r \tau_R \sigma} \bar{\varphi}_S. \tag{2.3.15}$$

Sostituendo quest'ultima equazione nella (2.2.9) si ricava l'espressione finale della coppia elettromagnetica in funzione del flusso statorico

$$C_{EM} = p \frac{\omega^r}{R_R} \left(\frac{M}{L_S} \right)^2 \frac{1}{1 + (\omega^r \tau_R \sigma)^2} \varphi_S^2. \tag{2.3.15}$$

Se ora si effettua la derivata rispetto alla pulsazione di scorrimento, si può valutare l'andamento della caratteristica di coppia a flusso statorico costante

$$\frac{dC_{EM}}{d\omega^r} = p \frac{1}{R_R} \left(\frac{M}{L_S} \right)^2 \frac{1 - \omega^{r^2} (\tau_R \sigma)^2}{[1 + (\omega^r \tau_R \sigma)^2]^2} \varphi_S^2 \tag{2.3.16}$$

osservando che il massimo della coppia elettromagnetica si ha per $\omega^r = \frac{1}{\tau_R \sigma}$ e ha valore pari a

$$C_{MAX} = p \frac{1}{2L_R \sigma} \left(\frac{M}{L_S} \right)^2 \varphi_S^2. \tag{2.3.17}$$

Nella figura 2.1 sono riportati gli andamenti qualitativi della coppia elettromagnetica in funzione della pulsazione rotorica a flusso rotorico costante e a flusso statorico costante.

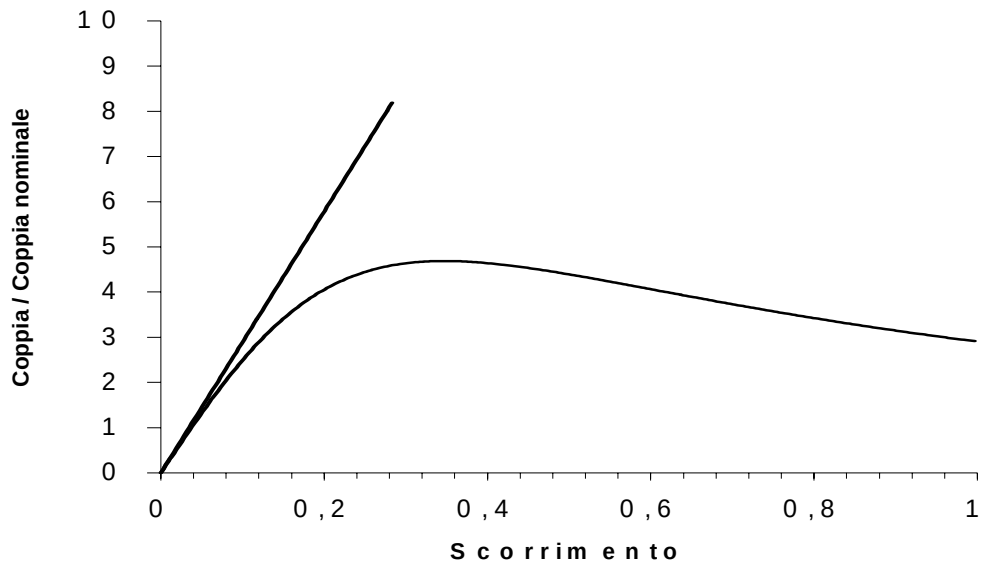


Figura 2.1 - Caratteristica coppia-scorrimento a flusso rotorico costante e a flusso statorico costante

Dal loro confronto emerge chiaramente come per via del massimo nella caratteristica di coppia, i controlli a flusso statorico costante possiedano una limitazione intrinseca in termini di sovraccaricabilità rispetto a quelli a flusso rotorico costante. Tuttavia le strategie di controllo che utilizzano la tecnica a flusso statorico costante, pur non consentendo il sovraccarico tipico dei controlli a flusso rotorico costante, sono di realizzazione più semplice e sono più robusti poiché per la stima del flusso statorico richiedono la conoscenza della sola resistenza statorica. Risulta invece nettamente più difficile stimare il flusso rotorico, dal momento che tale stima è pesantemente influenzata dal valore di diversi parametri di macchina, in particolare da quelli rotorici.

2.4 *Il controllo istantaneo della coppia in funzione della corrente*

Si vuole ora ricavare l'espressione della componente complessa delle correnti da iniettare nelle fasi della macchina in funzione della coppia elettromagnetica istantanea sviluppata. Per fare ciò si considerino le equazioni di macchina trasformate secondo Park, scritte nel sistema di riferimento $\{d, q\}$ solidale a $\bar{\varphi}_R$ con l'asse d avente la direzione coincidente con quella del flusso rotorico. Queste sono formalmente identiche alle (1.6.10), (1.6.11), (1.6.12), (1.6.13) ricavate per il generico sistema di riferimento, salvo per l'apice ^{e} che in luogo dell'apice ^{0} identifica il riferimento del flusso rotorico e per la pulsazione ω_R che sostituisce la pulsazione ω . Dalle equazioni che legano i flussi alle correnti si possono ricavare per inversione le espressioni delle correnti in funzione dei flussi. Queste ultime sostituite nell'equazione della coppia porgono

$$C_{EM} = p \frac{M}{L_R} \left(-i_{Sd}^e \varphi_{Rq}^e + i_{Sq}^e \varphi_{Rd}^e \right). \quad (2.4.1)$$

Tenendo presente che nel sistema di riferimento scelto la componente di asse q del flusso rotorico è uguale a zero, risulta in definitiva

$$C_{EM} = p \frac{M}{L_R} i_{Sq}^e \varphi_{Rd}^e. \quad (2.4.2)$$

Notiamo che in questa espressione la coppia dipende da i_{Sq}^e e da φ_{Rd}^e . Possiamo dunque valutare la risposta del motore nei confronti della variazione di queste grandezze. Iniziamo l'analisi considerando una variazione del flusso rotorico di asse d φ_{Rd}^e . Dalle equazioni di rotore si ha

$$\begin{aligned} i_{Rd}^e &= -\frac{M}{L_R} i_{Sd}^e + \frac{\varphi_{Rd}^e}{L_R} \\ 0 &= R_R i_{Rd}^e + \frac{d\varphi_{Rd}^e}{dt}. \end{aligned} \quad (2.4.3)$$

Se si sostituisce l'espressione di i_{Rd}^e nella seconda equazione delle (2.4.3) e la si trasforma secondo Laplace si ottiene

$$\varphi_{Rd}^e = \frac{M}{1 + \tau_R s} i_{Sd}^e. \quad (2.4.4)$$

Come si può notare, per modificare φ_{Rd}^e si deve agire sulla corrente statorica di asse d i_{Sd}^e . La risposta del flusso rotorico ad una variazione a gradino di tale corrente, essendo il sistema del primo ordine, è di tipo esponenziale e perciò a fronte di una sua brusca variazione esso risponde con un certo ritardo, mentre a regime c'è proporzionalità diretta tra flusso e corrente. Infatti nel funzionamento di regime risulta

$$\varphi_{Rd}^e = M i_{Sd}^e. \quad (2.4.5)$$

In termini di rapidità di variazione della coppia è dunque conveniente mantenere costante nel tempo i_{Sd}^e e modificare la coppia agendo su i_{Sq}^e . Variando infatti quest'ultima grandezza, variano istantaneamente i_{Rq}^e e la velocità relativa tra flusso rotorico e rotore, cioè la pulsazione di scorrimento e in questo modo si produce una variazione istantanea di coppia.

Con un controllo di coppia di questo tipo non si introducono regimi transitori e pertanto ogni punto di funzionamento può essere considerato localmente di regime. Ritorniamo ora al problema di determinare l'insieme delle correnti $\{i_{Sd}^e, i_{Sq}^e\}$, o il vettore corrispondente $\bar{i}_s^e$, necessari per ottenere dalla macchina una determinata coppia di riferimento C_{EM}^* . Una volta individuato il sistema di correnti necessario per raggiungere questo scopo, diventa possibile, mediante un sistema di alimentazione del motore ad inseguimento di corrente, iniettare nella macchina le correnti volute.

Contestualmente è anche possibile risalire al sistema di tensioni $\{v_{ds}, v_{qs}\}$, o al vettore corrispondente $\bar{v}_s$, che dovrebbero essere applicate da un inverter trifase a tensione impressa per ottenere la coppia desiderata. Affinché sia possibile determinare in modo univoco il legame corrente-coppia cercato, è necessario fissare, oltre alla coppia di riferimento, un'altra grandezza scalare. Per i motivi precedentemente esposti in merito alla caratteristica coppia-pulsazione di scorrimento, si sceglie di fissare il modulo del flusso rotorico, il quale pertanto diviene il secondo segnale di riferimento.

Le considerazioni fin qui svolte, relativamente al problema del controllo istantaneo della coppia, derivano da un approccio di tipo tradizionale basato sulle equazioni

scalari sugli assi d e q. Lo stesso problema può essere tuttavia affrontato dal punto di vista matematico in maniera più sintetica ricorrendo alle componenti complesse delle grandezze di macchina ed alle relative equazioni vettoriali.

Dalle equazioni vettoriali di macchina scritte nei riferimenti naturali di statore e di rotore si ha infatti

$$C_{EM} = pM(\bar{i}_s \bullet j\bar{i}_r e^{j\theta}) \quad (2.4.6)$$

$$0 = R_r \bar{i}_r + \frac{d\bar{\varphi}_r}{dt} \quad (2.4.7)$$

$$\bar{\varphi}_r = L_r \bar{i}_r + M \bar{i}_s e^{-j\theta} . \quad (2.4.8)$$

Il vettore flusso rotorico può essere rappresentato come segue

$$\bar{\varphi}_r = \varphi_r e^{j\alpha} \quad (2.4.9)$$

essendo α la fase da esso posseduta rispetto all'asse reale (asse d) del sistema di riferimento $\{d, q\}$ solidale con il rotore. Derivando la (2.4.9) si ottiene

$$\frac{d\bar{\varphi}_r}{dt} = \frac{d\varphi_r}{dt} e^{j\alpha} + j\omega^r \varphi_r e^{j\alpha} \quad (2.4.10)$$

dove $\omega^r = d\alpha/dt$ rappresenta la pulsazione di scorrimento del flusso rotorico.

Sostituendo la (2.4.10) nella (2.4.7) si ricava per il vettore corrente rotorica la seguente espressione

$$\bar{i}_r = -\frac{1}{R_r} \frac{d\bar{\varphi}_r}{dt} = -\frac{1}{R_r} \left(\frac{d\varphi_r}{dt} e^{j\alpha} + j\omega^r \varphi_r e^{j\alpha} \right). \quad (2.4.11)$$

Se ora si inserisce la (2.4.7) nella (2.4.8) e si ricava da quest'ultima il vettore corrente statorica si ottiene

$$\bar{i}_S = \frac{e^{j\theta}}{M} \left(\bar{\varphi}_R + \frac{L_R}{R_R} \frac{d\bar{\varphi}_R}{dt} \right). \quad (2.4.12)$$

Sostituendo poi la (2.4.11) e la (2.4.12) nell'equazione della coppia (2.4.6) si ricava per quest'ultima grandezza un'espressione che la mette in relazione unicamente con il vettore flusso rotorico

$$C_{EM} = \frac{p}{R_R} \left(\frac{d\bar{\varphi}_R}{dt} \bullet j\bar{\varphi}_R \right). \quad (2.4.13)$$

Con la (2.4.10) quest'ultima equazione diviene infine

$$C_{EM} = \frac{p}{R_R} \left[\left(\frac{d\varphi_R}{dt} e^{j\alpha} + j\omega^r \varphi_R e^{j\alpha} \right) \bullet j\varphi_R e^{j\alpha} \right] = \frac{p}{R_R} \omega^r \varphi_R^2. \quad (2.4.14)$$

Come si può notare essa è identica alla (2.2.9) ricavata in precedenza nell'ipotesi di funzionamento di regime della macchina. Questo significa che tale espressione della coppia vale non solo a regime ma anche in transitorio, ovvero ai valori istantanei.

Da questa equazione fondamentale, considerando la coppia elettromagnetica e il modulo del flusso rotorico fissati al loro valore di riferimento, si può ricavare la corrispondente fase del vettore flusso rotorico di riferimento. Indicate con un asterisco tutte le grandezze di riferimento si ottiene perciò

$$\alpha^* = \int_0^t \omega^{r*} dt = \int_0^t \frac{R_R}{p} \frac{C_{EM}^*}{\varphi_R^{*2}} dt. \quad (2.4.15)$$

Da questa relazione è possibile risalire in modo immediato anche all'espressione del vettore corrente rotorica di riferimento. Infatti dalla (2.4.11) si ha

$$\bar{i}_R^* = -\frac{1}{R_R} \frac{d\bar{\varphi}_R^*}{dt} = -\frac{1}{R_R} \left(\frac{d\varphi_R^*}{dt} e^{j\alpha^*} + j\omega^{r*} \varphi_R^* e^{j\alpha^*} \right). \quad (2.4.16)$$

Con la (2.4.15) nella (2.4.16) si arriva all'espressione cercata

$$\bar{i}_R^* = -\frac{1}{R_R} \frac{d\bar{\varphi}_R^*}{dt} = -\frac{1}{R_R} \left(\frac{d\varphi_R^*}{dt} e^{j\alpha^*} + j \frac{R_R}{p} \frac{C_{EM}^*}{\varphi_R^{*2}} \varphi_R^* e^{j\alpha^*} \right). \quad (2.4.17)$$

Si può infine determinare il vettore corrente statorica di riferimento $\bar{i}_S^*$

$$\bar{i}_S^* = e^{j\vartheta} \frac{1}{M} (\bar{\varphi}_R^* - L_R \bar{i}_R^*) = e^{j\vartheta} e^{j\alpha^*} \frac{1}{M} \left[\left(\varphi_R^* + \tau_R \frac{d\varphi_R^*}{dt} \right) + j \frac{L_R}{p} \frac{C_{EM}^*}{\varphi_R^*} \right]. \quad (2.4.18)$$

Con la (2.4.18) si è giunti all'equazione fondamentale su cui si basa il controllo vettoriale di un motore asincrono. In particolare si tratta dell'equazione fondamentale di quel tipo di controllo vettoriale che in letteratura viene definito *indiretto*, ad indicare con questa terminologia convenzionale che esso richiede la conoscenza dello spostamento angolare ϑ del rotore rispetto all'origine del sistema di riferimento statorico, ovvero richiede un trasduttore di posizione. Esiste anche la versione dell'equazione fondamentale per il controllo vettoriale *diretto*, ossia quello che non richiede la conoscenza dell'angolo ϑ e dunque che non necessita del trasduttore di posizione. Se infatti si pone $\beta^* = \vartheta + \alpha^*$ la (2.4.18) conduce all'equazione

$$\bar{i}_S^* = e^{j\beta^*} \frac{1}{M} \left[\left(\varphi_R^* + \tau_R \frac{d\varphi_R^*}{dt} \right) + j \frac{L_R}{p} \frac{C_{EM}^*}{\varphi_R^*} \right] \quad (2.4.19)$$

nella quale al posto dell'angolo ϑ e della fase α^* del flusso rotorico di riferimento rispetto a rotore compare la fase del vettore flusso rotorico di riferimento rispetto a statore β^* . In essa la misura dello spostamento angolare rotorico viene sostituita dalla stima del valore di β^* , cosa che nelle applicazioni che fanno uso dei controlli vettoriali di tipo diretto viene effettuata mediante appositi stimatori, di cui peraltro si vedrà nel seguito di questo lavoro. Per completare la trattazione si può in ultimo passare dalla rappresentazione vettoriale della corrente alla rappresentazione scalare sugli assi d e q e giungere alle conclusioni già viste precedentemente, cioè al controllo della coppia tramite i_{sq}^e e al controllo del flusso rotorico tramite i_{sd}^e . Scomponendo il vettore $\bar{i}_S^*$ si ottiene

$$i_{Sd}^{e*} = \frac{1}{M} \left(\varphi_R^* + \tau_R \frac{d\varphi_R^*}{dt} \right) \quad (2.4.20)$$

$$i_{Sq}^{e*} = \frac{L_R}{pM} \frac{C_{EM}^*}{\varphi_R^*}.$$

Ricaviamo infine le espressioni delle componenti del flusso statorico nel riferimento solidale con il flusso rotorico. Tenendo conto che, per quanto detto in precedenza, nel controllo vettoriale della coppia si lavora con i_{Sd}^e costante, la corrente i_{Rd}^e risulta uguale a zero e dunque si ha

$$\varphi_{Sd}^{e*} = L_S i_{Sd}^e + M i_{Rd}^e = \frac{L_S}{M} \varphi_R^* \quad (2.4.21)$$

$$\varphi_{Sq}^{e*} = L_S i_{Sq}^e + M i_{Rq}^e = \frac{L_S L_R}{pM} \frac{C_{EM}^*}{\varphi_R^*} - \frac{M}{p} \frac{C_{EM}^*}{\varphi_R^*} = \frac{L_S L_R \sigma}{pM} \frac{C_{EM}^*}{\varphi_R^*}. \quad (2.4.22)$$

A conclusione del paragrafo si riportano nella figura che segue le convenzioni adottate per la definizione degli angoli α^* , β^* , ϑ .

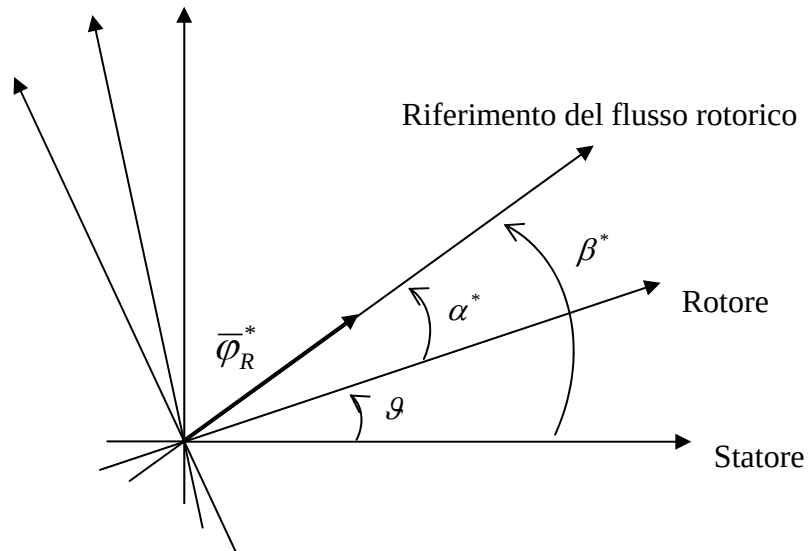


Figura 2.2 - Convenzione adottata per la definizione degli angoli α^* , β^* , ϑ

2.5 *Il controllo istantaneo della coppia in funzione della tensione*

Nel paragrafo precedente è stata ricavata l'espressione della componente complessa delle correnti di fase in funzione della coppia e del flusso della macchina asincrona. Tale espressione costituisce il punto di partenza di quei tipi di controllo che nella letteratura specializzata vengono definiti come “controlli vettoriali”, ad indicare con questa terminologia che il controllo della coppia del motore viene ottenuto regolando opportunamente la parte reale e la parte immaginaria di un vettore, quale è ad esempio la componente complessa delle correnti statoriche. Nel presente paragrafo verrà invece ricavata l'espressione della coppia in funzione della componente complessa delle tensioni statoriche, al fine di poter valutare in modo diretto l'effetto di una data tensione applicata alla macchina sul comportamento dinamico della stessa. Una simile espressione risulta di fondamentale importanza per tutti quei tipi di azionamenti in cui l'obiettivo è quello di controllare la coppia del motore effettuando non già una regolazione della corrente di macchina ma piuttosto una regolazione della tensione con cui essa viene alimentata. Quest'ultimo tipo di approccio negli ultimi anni ha riscontrato una attenzione sempre crescente da parte di quanti operano nel campo degli azionamenti elettrici e ha dato vita ad una vera e propria categoria di controlli per macchine asincrone definiti “controlli diretti di coppia”.

Per giungere all'espressione cercata partiamo considerando le *equazioni di macchina* scritte nel *riferimento statorico*

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{v}_S = R_S \bar{i}_S + \frac{d\bar{\varphi}_S}{dt} \\ 0 = R_R \bar{i}_R^S + \frac{d\bar{\varphi}_R^S}{dt} - j \frac{d\theta}{dt} \bar{\varphi}_R^S \\ C_{EM} = pM(\bar{i}_S \bullet j\bar{i}_R^S) \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} \bar{\varphi}_S = L_S \bar{i}_S + M \bar{i}_R^S \\ \bar{\varphi}_R^S = L_R \bar{i}_R^S + M \bar{i}_S \end{array} \right. \quad (2.5.1)$$

Esprimiamo ora la coppia in funzione del flusso statorico e del flusso rotorico. Cominciamo esplicitando la corrente rotorica valutata rispetto al riferimento statorico

$$\bar{i}_R^S = \frac{\bar{\varphi}_S - L_S \bar{i}_S}{M}. \quad (2.5.2)$$

Immettendola nell'espressione della coppia otteniamo, ricordando che il prodotto scalare fra due vettori ortogonali è nullo

$$C_{EM} = p(\bar{i}_s \bullet j\bar{\varphi}_s). \quad (2.5.3)$$

L'equazione (2.5.3) pur essendo facilmente implementabile in un algoritmo di controllo digitale, non è facilmente interpretabile da un punto di vista fisico in quanto non consente di comprendere la relazione che esiste fra l'applicazione di un determinato vettore tensione e la corrispondente variazione di coppia. Cerchiamo pertanto un modo alternativo per rappresentare il prodotto scalare $(\bar{i}_s \bullet j\bar{\varphi}_s)$ in modo da esprimere la coppia in funzione dei soli flussi. Dalle equazioni che legano i flussi alle correnti si ha

$$\bar{\varphi}_s = L_s \bar{i}_s + \frac{M}{L_R} (\bar{\varphi}_R^s - M \bar{i}_s) \quad (2.5.4)$$

e ricordando che $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_R}$ si ottiene

$$\bar{\varphi}_s = \sigma L_s \bar{i}_s + \frac{M}{L_R} \bar{\varphi}_R^s. \quad (2.5.5)$$

Moltiplicando scalarmente ambo i membri per $j\bar{\varphi}_s$ si ha

$$\bar{i}_s \bullet j\bar{\varphi}_s = -\frac{M}{\sigma L_R L_s} \bar{\varphi}_R^s \bullet j\bar{\varphi}_s. \quad (2.5.6)$$

Tenendo poi presente che per due vettori generici vale la proprietà $[(\bar{a} \bullet j\bar{b}) = -(\bar{b} \bullet j\bar{a})]$, si ricava l'espressione della coppia in funzione dei flussi

$$C_{EM} = p \frac{M}{\sigma L_R L_s} (\bar{\varphi}_s \bullet j\bar{\varphi}_R^s) \quad (2.5.7)$$

che in un riferimento rotorico diventa

$$C_{EM} = p \frac{M}{\sigma L_R L_S} (\bar{\varphi}_S^R \bullet j \bar{\varphi}_R). \quad (2.5.8)$$

Prima di addentrarci in uno studio più approfondito sulla variazione della coppia in funzione del vettore tensione applicato al motore, è utile esaminare il comportamento della macchina rispetto alle variazioni del flusso statorico.

Riprendiamo le *equazioni di macchina* scritte rispetto ad un *riferimento rotorico* viste nel capitolo precedente

$$\begin{cases} Mp(\bar{i}_S^R \bullet j \bar{i}_R) - C_R = \frac{J_T}{p} \frac{d^2 \theta}{dt} \\ \bar{v}_S^R = R_S \bar{i}_S^R + \frac{d\bar{\varphi}_S^R}{dt} + j \frac{d\theta}{dt} \bar{\varphi}_S^R \\ 0 = R_R \bar{i}_R + \frac{d\bar{\varphi}_R}{dt} \end{cases} \quad \begin{cases} \bar{\varphi}_S^R = L_S \bar{i}_S^R + M \bar{i}_R \\ \bar{\varphi}_R = L_R \bar{i}_R + M \bar{i}_S^R \end{cases} \quad (2.5.9)$$

Esprimendo il flusso statorico rappresentato nel riferimento rotorico in funzione delle grandezze rotoriche corrente e flusso

$$\bar{\varphi}_S^R = \frac{L_S}{M} (\bar{\varphi}_R - \sigma L_R \bar{i}_R) \quad (2.5.10)$$

e considerando la legge di Ohm per il rotore si ottiene

$$\bar{\varphi}_S^R = \frac{L_S}{M} \left(\bar{\varphi}_R + \sigma \frac{L_R}{R_R} \frac{d\bar{\varphi}_R}{dt} \right). \quad (2.5.11)$$

Tale equazione consente di valutare il comportamento del flusso rotorico nei confronti delle variazioni del flusso statorico, evidenziando l'esistenza di una azione filtrante di tipo passa basso fra tali due flussi, tipica dei sistemi del primo ordine.

La coppia C_{EM} , come si vede dalla equazione (2.5.8), è proporzionale al prodotto fra i moduli dei flussi e al coseno dell'angolo γ compreso fra il vettore $\bar{\varphi}_S^R$ e il vettore $j \bar{\varphi}_R$

(vedi figura 2.3), di conseguenza la variazione di tale angolo, operata per mezzo di un controllo opportuno della posizione del vettore flusso statorico rispetto al vettore flusso rotorico, determina una variazione della coppia positiva se l'angolo γ viene diminuito e negativa se viene aumentato.

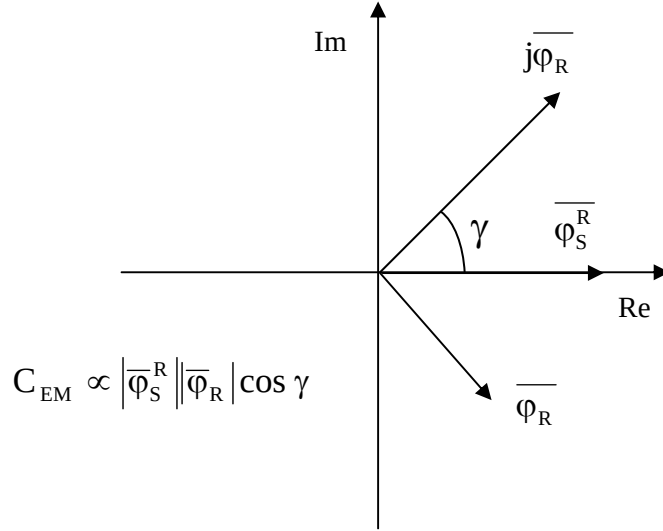


Figura 2.3 - Definizione dell'angolo γ .

A questo punto ci addentriamo in uno studio più approfondito valutando come si comporta il motore, dato l'istante generico H in cui le condizioni di macchina si suppongono note, applicando al medesimo un qualsiasi vettore $\overline{v}_s$ costante nel tempo in un intervallo temporale $[H, H+1]$ avente una durata T_c fissata. Dalle equazioni di macchina (2.5.1) possiamo ricavare, dopo alcuni passaggi, le espressioni delle derivate dei flussi. Ricordando che $L_R/R_R = \tau_R$ si ha

$$\begin{cases} \frac{d\overline{\varphi}_s}{dt} = -\frac{1}{\sigma\tau_s}\overline{\varphi}_s + \frac{M}{\sigma L_R\tau_s}\overline{\varphi}_R^s + \overline{v}_s \\ \frac{d\overline{\varphi}_R^s}{dt} = \left(j\omega_m - \frac{1}{\sigma\tau_R}\right)\overline{\varphi}_R^s + \frac{M}{\sigma L_s\tau_R}\overline{\varphi}_s \end{cases} \quad (2.5.12)$$

Questo sistema di due equazioni differenziali in campo complesso, il quale risulta espresso in forma di stato, può anche essere posto in forma più compatta nel modo

seguinte

$$\begin{bmatrix} \frac{d\bar{\varphi}_S}{dt} \\ \frac{d\bar{\varphi}_R^S}{dt} \end{bmatrix} = [\bar{A}] \begin{bmatrix} \bar{\varphi}_S \\ \bar{\varphi}_R^S \end{bmatrix} + [\bar{B}] \bar{v}_S. \quad (2.5.13)$$

Definiamo $[\bar{A}]$ come la *matrice di transizione degli stati* e $[\bar{B}]$ come la *matrice degli ingressi*

$$[\bar{A}] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma\tau_S} & \frac{M}{\sigma\tau_S L_R} \\ \frac{M}{\sigma\tau_R L_S} & \left(-\frac{1}{\sigma\tau_R} + j\omega_m \right) \end{bmatrix} \quad [\bar{B}] = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (2.5.14)$$

Per piccoli valori del tempo T_C possiamo, con ottima approssimazione, considerare ω_m costante nell'intervallo $[H, H+1]$; inoltre sono note le condizioni iniziali (all'istante H) del flusso statorico e rotorico. Sotto queste ipotesi vediamo come ricavare i flussi statorico e rotorico all'istante $H+1$ in funzione del vettore tensione applicato al motore all'istante H . Le ipotesi introdotte permettono di considerare questo sistema di equazioni differenziali lineare e a coefficienti costanti e conseguentemente esso potrebbe essere risolto con i metodi classici dell'analisi matematica. Per semplificare il problema, si procede tuttavia al seguente sviluppo in serie di Taylor al 1° ordine

$$\begin{cases} \bar{\varphi}_{S[H+1]} = \bar{\varphi}_{S[H]} + T_C \frac{d\bar{\varphi}_S}{dt} \\ \bar{\varphi}_{R[H+1]}^S = \bar{\varphi}_{R[H]}^S + T_C \frac{d\bar{\varphi}_R^S}{dt} \end{cases} \quad (2.5.15)$$

Sostituendo le espressioni delle derivate dei flussi si ottiene

$$\begin{cases} \bar{\varphi}_{S_{[H+1]}} = \bar{\varphi}_{S_{[H]}} \left[1 - \frac{T_C}{\sigma \tau_S} \right] + \bar{\varphi}_{R_{[H]}}^S \left[\frac{MT_C}{\sigma L_R \tau_S} \right] + \bar{v}_{S_{[H]}} T_C \\ \bar{\varphi}_{R_{[H+1]}}^S = \bar{\varphi}_{R_{[H]}}^S \left[1 + T_C \left(j\omega_m - \frac{1}{\sigma \tau_R} \right) \right] + \bar{\varphi}_{S_{[H]}} \left[\frac{MT_C}{\sigma L_S \tau_R} \right]. \end{cases} \quad (2.5.16)$$

Questa è la forma discretizzata delle equazioni di macchina che consente di determinare il flusso statorico e quello rotorico all'istante H+1 in seguito all'applicazione nell'intervallo [H, H+1] del vettore $\bar{v}_S$ il quale, come del resto ω_m , è costante nell'intervallo stesso, noti i flussi all'istante H.

Possiamo ora esprimere la coppia elettromagnetica all'istante H e all'istante H+1 rispettivamente come

$$C_{EM_{[H]}} = p \frac{M}{\sigma L_R L_S} \left(\bar{\varphi}_{S_{[H]}} \bullet j \bar{\varphi}_{R_{[H]}}^S \right) \quad (2.5.17)$$

e

$$C_{EM_{[H+1]}} = p \frac{M}{\sigma L_R L_S} \left(\bar{\varphi}_{S_{[H+1]}} \bullet j \bar{\varphi}_{R_{[H+1]}}^S \right). \quad (2.5.18)$$

Applicando la tensione $\bar{v}_{S_{[H]}}$ per il tempo T_C si ottiene una variazione di coppia pari a

$$\begin{aligned} \Delta C_{EM_{[H, H+1]}} &= C_{EM_{[H+1]}} - C_{EM_{[H]}} = \\ &= C_{EM_{[H]}} \left[-\frac{T_C}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_R} + \frac{1}{\tau_S} \right) \right] + p \frac{M}{\sigma L_R L_S} T_C \left[\left(\bar{v}_{S_{[H]}} - j\omega_m \bar{\varphi}_{S_{[H]}} \right) \bullet j \bar{\varphi}_{R_{[H]}}^S \right]. \end{aligned} \quad (2.5.19)$$

La (2.5.19) si ottiene a partire dalla (2.5.18), ovvero sostituendo in quest'ultima le (2.5.16), sviluppando il prodotto scalare, trascurando i termini che contengono il tempo di ciclo al quadrato e sottraendo infine la quantità $C_{EM_{[H]}}$.

Si nota come nell'espressione di $\Delta C_{EM_{[H, H+1]}}$ il primo termine tra parentesi quadre sia indipendente dalla tensione di alimentazione del motore e contribuisca unicamente a ridurre la variazione della coppia fra gli istanti considerati, essendo riconducibile alla

dissipazione di energia causata dalla resistenza dei conduttori. Il secondo termine invece è legato ai fenomeni che all'interno della macchina determinano la conversione elettromeccanica dell'energia e che costituiscono l'effetto utile in funzione del quale è necessario alimentare in modo adeguato il motore per ottenere da esso il funzionamento desiderato.

Si osserva in ultimo come questo termine, che per comodità si riporta di seguito

$$\Delta C_{EM[H,H+1]} = p \frac{M}{\sigma L_R L_S} T_C \left[\left(\bar{v}_{S[H]} - j \omega_m \bar{\varphi}_{S[H]} \right) \bullet j \bar{\varphi}_{R[H]}^S \right] \quad (2.5.20)$$

tenga conto intrinsecamente del fatto che il medesimo vettore tensione applicato al motore produce sulla coppia effetti diversi a velocità differenti a causa della f.c.e.m. dinamica opposta dal flusso statorico.

Capitolo 3

Il controllo del flusso

3.1 Introduzione

Nel capitolo precedente si è visto come per consentire ad una macchina asincrona di fornire le prestazioni dinamiche richieste dalla applicazione specifica in cui viene utilizzata, sia necessario eseguire un controllo opportuno della coppia elettromagnetica da essa erogata. Tale controllo deve essere possibile per qualunque valore della velocità di rotazione dell'albero compreso tra zero e un certo valore limite superiore imposto dai vincoli meccanici dell'azionamento. In particolare, riferendosi ad un impiego nel campo della trazione elettrica veicolare, risulta di fondamentale importanza la possibilità di effettuare il controllo in coppia del motore fino a velocità dell'ordine di tre o quattro volte quella nominale. Come risulta dalla teoria degli azionamenti elettrici, fintanto che la velocità di rotazione non raggiunge un valore, usualmente denominato *velocità base*, che nella pratica risulta molto prossimo a quello nominale, il flusso al traferro può essere mantenuto uguale a quello nominale onde consentire alla macchina di sviluppare la coppia nominale assorbendo la corrente nominale. Assumendo che la corrente limite che la macchina può assorbire in regime continuativo coincida con quella nominale e che il suo valore sia indipendente dalla velocità di rotazione dell'albero, escludendo perciò la possibilità che il motore sia di tipo autoventilato, si ha che la regione di funzionamento nella quale il flusso viene tenuto costante e pari al valore nominale è al tempo stesso quella in cui esso può erogare una coppia limite continuativa costante con la velocità; questa regione viene detta *zona a coppia limite costante*. La zona a coppia limite costante è pertanto estesa

su un campo di velocità che va dal valore zero al valore base. Quest'ultimo costituisce il massimo valore di velocità a cui può ruotare il rotore quando la macchina sviluppa la coppia limite richiamando dalla sorgente la corrente limite in presenza della tensione limite applicata ai capi delle sue fasi. Affinché il motore possa superare la velocità base, continuando ad assorbire la corrente limite, ed essendo alimentato alla tensione limite, è indispensabile che il flusso al traferro venga diminuito rispetto al valore nominale di una quantità legata alla velocità che deve essere raggiunta e al valore di coppia che deve essere erogato. In tal caso si dice che il motore deve essere *deflussato* e la legge con la quale il flusso deve essere calato all'aumentare della velocità viene detta *legge di deflussaggio*.

Nei paragrafi che seguono viene affrontato in modo dettagliato il tema del deflussaggio della macchina asincrona, illustrando i principi fisici e le relazioni matematiche dalle quali le leggi del medesimo vengono dedotte.

3.2 Il metodo tradizionale

Per consentire alla macchina asincrona di funzionare a velocità superiori a quella base, vincendo una forza controelettromotrice che a flusso nominale raggiungerebbe valori tali per cui la tensione limite di alimentazione non sarebbe più sufficiente a far circolare la corrente limite necessaria per poter sviluppare la coppia limite, l'approccio tradizionale al problema è quello di fare variare il flusso statorico con il reciproco della pulsazione statorica secondo la legge

$$\varphi_s = \frac{V_{s,MAX}}{\omega} \quad (3.2.1)$$

essendo $V_{s,MAX}$ il modulo del vettore tensione statorica limite applicabile al motore e ω la pulsazione statorica.

Se ipotizziamo che la macchina lavori a scorrimento nominale, ricordando che $f_2 = sf_1$, dove s rappresenta per l'appunto tale scorrimento e f_1 è la frequenza statorica, si ha

$$C_{EM} \cong K_C \varphi_s^2 f_2 = K_C \frac{V_{s,MAX}^2}{f_1^2} s f_1 = K_C \cdot \frac{V_{s,MAX}^2}{f_1} \quad (3.2.2)$$

In queste condizioni la macchina eroga una coppia elettromagnetica limite inversamente proporzionale alla frequenza di alimentazione del motore, ovvero, nell'ipotesi che lo scorrimento si mantenga costante, alla velocità di rotazione. Questo ha come conseguenza che la potenza limite all'albero, a meno delle perdite per attrito e ventilazione, si mantiene costante e pari al valore nominale; in tal caso si dice che il motore lavora in deflussaggio nella *zona a potenza limite costante*. Se si suppone invece di far operare la macchina non più allo scorrimento nominale, ma alla frequenza rotorica di coppia massima, accettando quindi di oltrepassare la corrente nominale di macchina, la coppia limite sviluppata diviene quella massima ed è funzione inversa della frequenza di alimentazione al quadrato secondo la relazione

$$C_{EM} \cong K_C \varphi_s^2 f_2 = K_C \frac{V_{S,MAX}^2}{f_1^2} \quad (3.2.3)$$

In quest'ultima condizione di funzionamento lo scorrimento varia al variare della frequenza di alimentazione f_1 , e nella zona di deflussaggio, in cui la tensione è costante e pari al valore limite $V_{S,MAX}$, diminuisce progressivamente fino a raggiungere lo scorrimento nominale in corrispondenza dell'intersezione tra la curva di coppia limite a scorrimento nominale (curva di coppia limite nominale) e la curva di coppia limite a frequenza rotorica di coppia massima (curva di coppia limite massima).

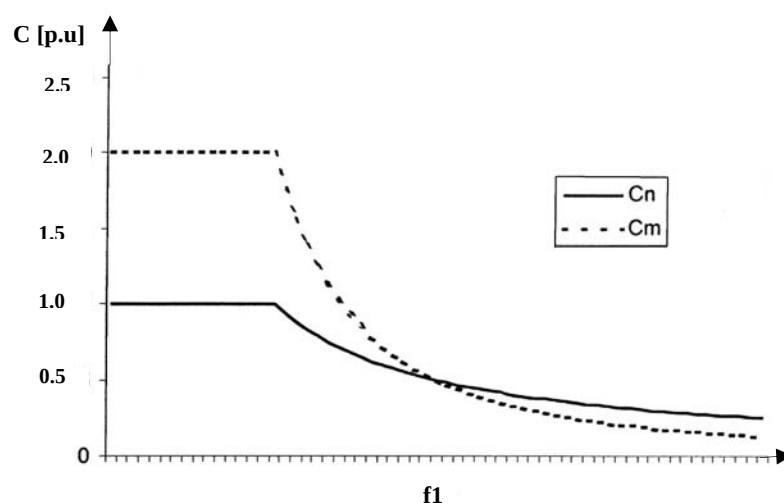


Figura 3.1 - Coppia limite nominale e coppia limite massima in funzione della frequenza di alimentazione

A velocità superiori a quella di intersezione delle suddette curve, la macchina continua a lavorare alla frequenza rotorica di coppia massima, la coppia limite nominale viene ad identificarsi con la coppia limite massima e viene erogata una coppia elettromagnetica che cala con legge iperbolica quadratica all'aumentare della frequenza. La potenza all'albero in questo caso decresce con la velocità con legge iperbolica e il motore lavora in deflussaggio nella *zona a potenza limite decrescente*. La figura 3.2 riporta l'andamento qualitativo della coppia limite nominale, la quale da questo momento in poi verrà detta semplicemente coppia limite, e quello qualitativo della potenza limite, entrambi in funzione della frequenza di alimentazione.

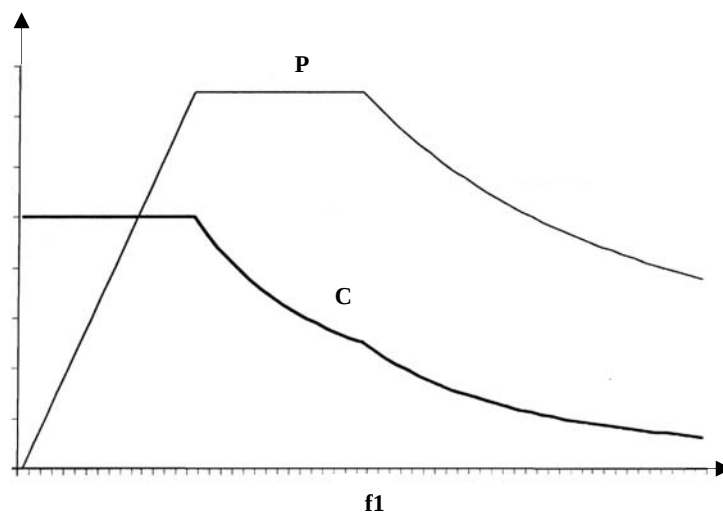


Figura 3.2 - Coppia limite e potenza limite in funzione della frequenza di alimentazione

3.3 Il metodo della massimizzazione della coppia approssimato

Il metodo tradizionale di regolazione del flusso, come visto al paragrafo precedente, consiste nel far variare il flusso statorico e quindi il flusso rotorico con il reciproco della pulsazione di alimentazione in un campo di variazione che va dalla *pulsazione base*, a cui corrisponde la velocità base, alla *pulsazione di secondo deflussaggio*, a cui corrisponde la velocità per cui il flusso varia con il reciproco della pulsazione statorica al quadrato. La porzione di tale campo compresa tra la pulsazione base e la pulsazione di secondo deflussaggio viene detta anche *zona di primo deflussaggio*, mentre quella al

di sopra di quest'ultima viene usualmente chiamata *zona di secondo deflussaggio*. La legge di variazione del flusso su cui si basa questo metodo presenta il pregio di poter essere implementata in modo assai semplice in un sistema digitale per il controllo di un motore asincrono destinato a funzionare a velocità superiore a quella nominale, tuttavia, come verrà mostrato in seguito, presenta contestualmente il non trascurabile difetto di non permettere un completo sfruttamento delle potenzialità della macchina in termini di coppia utile all'albero. Per superare le limitazioni imposte dal metodo tradizionale, si può ricorrere ad una tecnica di regolazione del flusso di recente concezione, detta *tecnica della massimizzazione della coppia*, basata sullo studio delle proprietà geometriche delle cosiddette *curve limite* della macchina asincrona. Esistono due tipi di curve limite: quelle di tensione e quelle di corrente, le quali consentono di rappresentare graficamente il suo comportamento di regime al limite della tensione massima che può essere applicata e al limite della corrente massima che può venire assorbita. Per la determinazione delle espressioni analitiche di tali curve limite, si consideri un sistema di riferimento solidale con il flusso rotorico e avente l'asse d in fase con tale vettore. Con ciò risulta evidentemente

$$\overline{\varphi}_R^e = \varphi_{Rd}^e \quad (3.3.1)$$

essendo ^{e} l'apice che identifica il sistema di riferimento del flusso rotorico.

Le espressioni dei flussi statorico e rotorico sugli assi d e q sono le seguenti

$$\begin{cases} \varphi_{Sd}^e = L_S i_{Sd}^e + M i_{Rd}^e \\ \varphi_{Sq}^e = L_S i_{Sq}^e + M i_{Rq}^e \\ \varphi_{Rd}^e = L_R i_{Rd}^e + M i_{Sd}^e \\ 0 = L_R i_{Rq}^e + M i_{Sq}^e \end{cases} \quad (3.3.2)$$

Se per semplicità consideriamo un funzionamento di regime, per il quale si ha $i_{Rd}^e = 0$, ricavando la i_{Rq}^e dalla quarta delle (3.3.2) e sostituendola nella seconda dello stesso sistema, si ottiene

$$\Phi_{Sq}^e = \left(L_S - \frac{M^2}{L_R} \right) I_{Sq}^e = L_S' I_{Sq}^e \quad ; \quad L_S' = \left(L_S - \frac{M^2}{L_R} \right) = \sigma L_S \quad (3.3.3)$$

$$\Phi_{Sd}^e = L_S I_{Sd}^e \quad (3.3.4)$$

dove le grandezze sono state indicate con la lettera maiuscola per sottolineare che esse si intendono riferite al funzionamento di regime.

Le equazioni di statore in coordinate d e q a regime hanno la seguente forma

$$\begin{cases} V_{Sd}^e = R_S I_{Sd}^e - \omega \Phi_{Sq}^e \\ V_{Sq}^e = R_S I_{Sq}^e + \omega \Phi_{Sd}^e \end{cases} \quad (3.3.5)$$

essendo ω la pulsazione del flusso rotorico nel sistema statorico coincidente con la pulsazione di alimentazione.

Da esse si possono ricavare le espressioni delle componenti del vettore tensione statorica in funzione delle correnti di statore

$$\begin{cases} V_{Sd}^e = R_S I_{Sd}^e - \omega L_S' I_{Sq}^e \\ V_{Sq}^e = R_S I_{Sq}^e + \omega L_S I_{Sd}^e \end{cases} \quad (3.3.6)$$

La tensione fornita alla macchina non può mai superare la tensione limite applicabile $V_{S,MAX}$, per cui si deve avere

$$V_{Sd}^e{}^2 + V_{Sq}^e{}^2 \leq V_{S,MAX}^2 \quad (3.3.7)$$

Trascurando la caduta sulla resistenza statorica, tenendo conto delle (3.3.6) si ottiene

$$(\omega L_S I_{Sd}^e)^2 + (\omega L_S' I_{Sq}^e)^2 \leq V_{S,MAX}^2 \quad (3.3.8)$$

La (3.3.8) per un sistema di riferimento $\{I_{Sd}^e, I_{Sq}^e\}$, definisce l'equazione canonica di una ellisse i cui semiassi si riducono al crescere della pulsazione ω . Infatti tale relazione, considerata con il segno di uguaglianza, si può porre nella seguente forma

$$\frac{I_{Sd}^e{}^2}{a^2} + \frac{I_{Sq}^e{}^2}{b^2} = 1 \quad (3.3.9)$$

dove a e b hanno le seguenti espressioni

$$\begin{cases} a = \frac{V_{S,MAX}}{\omega L_S} \\ b = \frac{V_{S,MAX}}{\omega L'_S} \end{cases} \quad (3.3.10)$$

Poiché i semiassi della suddetta ellisse dipendono dalla pulsazione, al variare di quest'ultima, nel piano $\{I_{Sd}^e, I_{Sq}^e\}$ rimane definita una famiglia di curve che prendono il nome di *curve limite di tensione* della macchina asincrona. Nella figura che segue ne sono riportate alcune a titolo esemplificativo.

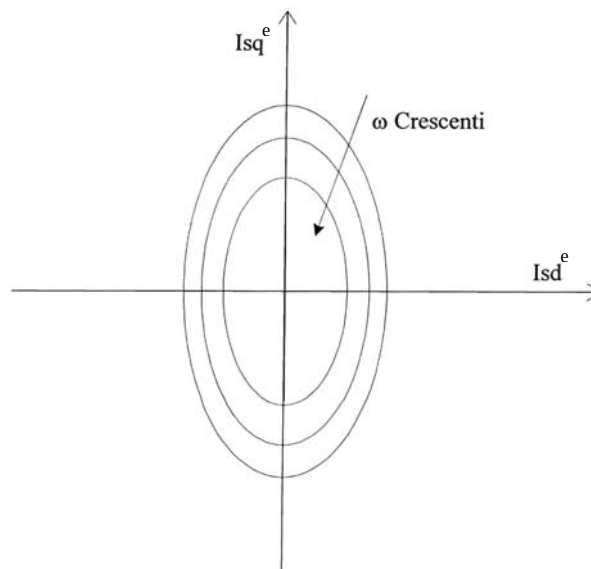


Figura 3.3 - Ellissi limite di tensione

Supponiamo ora, come già ipotizzato in precedenza, che la corrente limite iniettabile nelle fasi del motore in modo continuativo coincida con la corrente nominale e che questa sia indipendente dalla pulsazione di alimentazione. Con ciò deve essere

$$I_{Sd}^{e2} + I_{Sq}^{e2} \leq I_{S,nom}^2 \quad (3.3.11)$$

essendo $I_{S,nom}$ il modulo del vettore corrente statorica nominale.

La (3.3.11) nel piano $\{I_{Sd}^e, I_{Sq}^e\}$ individua una circonferenza di raggio $I_{S,nom}$ centrata nell'origine, la quale rappresenta la *curva limite di corrente* della macchina asincrona. Si osserva che se i limiti termici della macchina fossero dipendenti dalla velocità di rotazione dell'albero, la corrente limite sarebbe funzione della pulsazione di alimentazione e la circonferenza limite di corrente si trasformerebbe in una famiglia di circonferenze di raggio crescente con la pulsazione, cosicché anziché avere una curva limite, si avrebbe un insieme di curve limite.

Consideriamo ora l'espressione della coppia elettromagnetica in funzione delle correnti di statore, la quale, nel sistema di riferimento scelto, è data dalla seguente espressione

$$C_{EM} = p \frac{M^2}{L_R} I_{Sd}^e I_{Sq}^e. \quad (3.3.12)$$

La (3.3.12) nel riferimento $\{I_{Sd}^e, I_{Sq}^e\}$ rappresenta una iperbole equilatera la cui equazione può essere posta in forma canonica come segue

$$I_{Sq}^e = \frac{C_{EM}}{K_I I_{Sd}^e} \quad (3.3.13)$$

con

$$K_I = p \frac{M^2}{L_R}. \quad (3.3.14)$$

In tale equazione la coppia C_{EM} funge da parametro, analogamente alla pulsazione ω che compare nella (3.3.8), in quanto soltanto fissando il suo valore risulta univocamente determinato quello della corrente I_{Sq}^e a parità di I_{Sd}^e . Al variare della coppia elettromagnetica le iperboli equilatera traslano rispetto all'origine, allontanandosi da essa all'aumentare della coppia, e individuano una famiglia di curve utili alla definizione delle leggi con cui può essere eseguita una regolazione del flusso tale da consentire, in ogni condizione di funzionamento di regime, l'ottenimento della

coppia massima erogabile compatibile con i vincoli di tensione e corrente della macchina.

La figura 3.4 mostra un esempio di un fascio di iperboli a coppia costante.

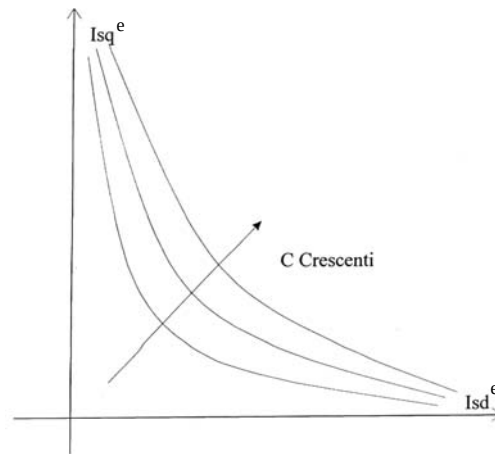


Figura 3.4 - Iperboli a coppia costante

Volendo eseguire un controllo del flusso tale da soddisfare contemporaneamente ai limiti di corrente e tensione, il vettore corrente statorica, per una fissata pulsazione di funzionamento, deve appartenere all'area comune alle due curve limite relative a tali grandezze (area ombreggiata della figura 3.5). Tra gli infiniti vettori appartenenti a questa area, il più conveniente è quello il cui estremo giace sulla curva di coppia massima.

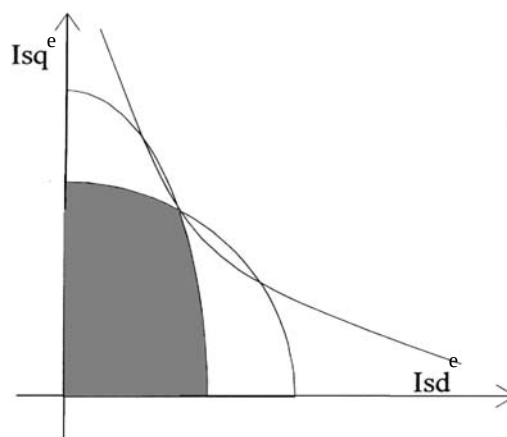


Figura 3.5 - Area di possibile variazione del vettore corrente statorica

Il piano $\{I_{sd}^e, I_{sq}^e\}$ può essere suddiviso in tre regioni distinte determinate dalla pulsazione ω . La prima zona è quella in cui si inietta la corrente nominale negli avvolgimenti del motore, imponendo al flusso rotorico di rimanere costante e pari al valore nominale per tutte le pulsazioni comprese tra zero e il valore per cui la tensione di alimentazione, raggiunto il suo massimo, non consente più questo particolare funzionamento, ma richiede che tale flusso venga calato. Questa prima zona coincide con quella che è già stata definita zona a coppia limite costante e la pulsazione che ne individua l'estremo superiore è la pulsazione base. La seconda zona è quella in cui la corrente rimane costante e uguale a quella nominale, come nella prima zona, ma il flusso rotorico viene diminuito all'aumentare della pulsazione con una certa legge che tra breve verrà illustrata. La terza zona infine è quella in cui oltre a calare il flusso rotorico, con una legge peraltro diversa da quella della prima zona, diminuisce anche la corrente rispetto al valore nominale. La seconda zona, che con una terminologia ormai diffusa viene detta zona di primo deflussaggio, è separata dalla terza zona, quella di secondo deflussaggio, da una pulsazione che per l'appunto viene definita pulsazione di secondo deflussaggio.

Per quello che concerne il funzionamento nel campo che precede il primo deflussaggio, si osserva come per lavorare alla massima coppia ammissibile, nella zona definita a coppia limite costante, sia necessario mantenere il modulo e la fase del vettore corrente statorica fisse nel piano $\{I_{sd}^e, I_{sq}^e\}$ per tutte le pulsazioni comprese tra zero e ω_{BASE} , in modo tale che la componente di asse d di tale vettore mantenga al valore nominale il flusso rotorico e la componente di asse q mantenga al massimo valore la coppia elettromagnetica. Questa modalità di funzionamento è ovviamente la più vantaggiosa in termini di coppia sviluppata, ed è resa possibile dal fatto che al di sotto della pulsazione base l'ellisse limite di tensione è esterna al punto di funzionamento a correnti di asse d e q nominali; questo significa la macchina non viene mai controllata al limite della tensione applicabile, ma soltanto al limite della corrente che può essere assorbita, ovvero la limitazione di corrente impone al controllo del motore un vincolo più stringente di quello fissato dalla limitazione tensione. La priorità di queste limitazioni, tuttavia, come si evincerà dalle considerazioni che seguiranno, si inverte a pulsazioni superiori a quella base, ossia nel funzionamento in deflussaggio. La figura 3.6 riassume graficamente quanto detto a proposito del funzionamento a coppia limite costante.

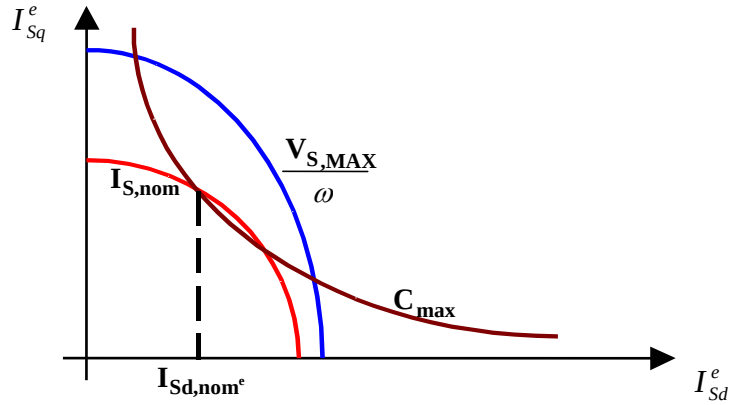


Figura 3.6 - Funzionamento nella zona a coppia limite costante ($\omega < \omega_{BASE}$)

Supponiamo ora di porci al limite del primo deflussaggio con il flusso rotorico che assume ancora il valore nominale (figura 3.7); in tal caso, dato che il modulo del vettore corrente statorica è fissato pari al valore nominale e la sua componente di asse d è imposta dal valore nominale del flusso rotorico, risulta

$$I_{Sd}^e = I_{Sd,nom}^e \quad (3.3.15)$$

$$I_{Sq}^{e2} = I_{Sq,nom}^{e2} = I_{S,nom}^2 - I_{Sd,nom}^{e2} . \quad (3.3.16)$$

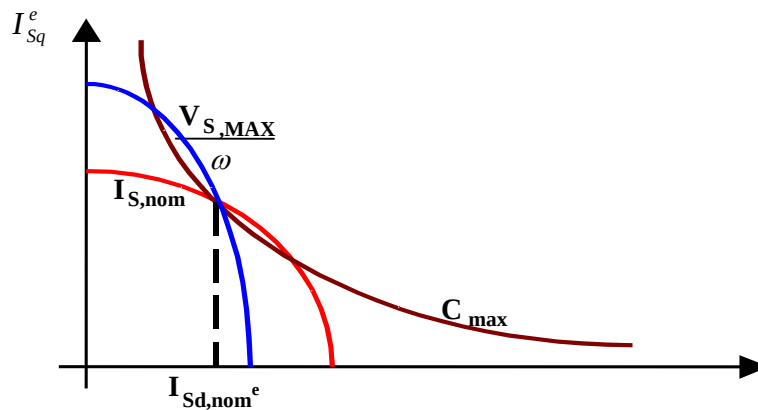


Figura 3.7 - Condizioni di funzionamento al limite del primo deflussaggio ($\omega = \omega_{BASE}$)

In questa particolare condizione di funzionamento, in cui si ha $\omega = \omega_{BASE}$, la componente di asse q del vettore corrente statorica determinata dall'equazione limite di tensione

$$I_{Sq}^e = \frac{V_{S,MAX}^2}{L_S'^2 \omega_{BASE}^2} - \frac{L_S^2}{L_S'} I_{Sd,nom}^e \quad (3.3.17)$$

coincide con quella fornita dall'equazione limite di corrente (3.3.16). Dalla uguaglianza di queste due ultime relazioni si può pertanto dedurre l'espressione della pulsazione base

$$\omega_{BASE} = \frac{V_{S,MAX}}{\sqrt{L_S^2 I_{Sd,nom}^e + L_S'^2 \left(I_{S,nom}^2 - I_{Sd,nom}^e \right)}} \quad (3.3.18)$$

Si possono inoltre ricavare le espressioni delle componenti del vettore corrente statorica, corrispondenti al punto di intersezione tra ellisse limite di tensione a pulsazione base e circonferenza limite di corrente, in funzione della pulsazione medesima e dei parametri di macchina.

La (3.3.17), tenuto conto dell'equazione limite di corrente, può essere posta nella seguente forma

$$\left(L_S' I_{S,nom} \right)^2 + I_{Sd}^e \left(L_S^2 - L_S'^2 \right) = \frac{V_{S,MAX}^2}{\omega_{BASE}^2} \quad (3.3.19)$$

Da essa si ricava facilmente la componente di asse d della corrente

$$I_{Sd,nom}^e = \sqrt{\frac{\left(\frac{V_{S,MAX}}{\omega_{BASE}} \right)^2 - \left(L_S' I_{S,nom} \right)^2}{L_S^2 - L_S'^2}} \quad (3.3.20)$$

mentre la componente di asse q è data da

$$I_{Sq,nom}^e = \sqrt{\frac{\left(L_S' I_{S,nom} \right)^2 - \left(\frac{V_{S,MAX}}{\omega_{BASE}} \right)^2}{L_S^2 - L_S'^2}} \quad (3.3.21)$$

Passando ora a considerare il funzionamento nel primo deflussaggio, risulta che al di sopra della pulsazione base, l'ellisse limite di tensione riduce la lunghezza dei suoi semiassi in misura tale da far ricadere al suo esterno il punto di funzionamento nominale; vale a dire che la tensione massima applicabile alla macchina non è più in grado di far fronte alla f.c.e.m. prodotta dal flusso rotorico nominale quando nelle sue fasi circola la corrente nominale. Perciò è necessario deflussare, ovvero far calare, rispetto al valore nominale, la componente di asse d della corrente statorica all'aumentare della pulsazione. Il modo più conveniente per farlo è quello di mantenere l'estremo del vettore corrente sulla circonferenza limite in corrispondenza del punto di intersezione fra tale curva e l'ellisse limite, dato che in queste condizioni, il punto di lavoro passa per l'iperbole di coppia più lontana dall'origine del piano $\{I_{sd}^e, I_{sq}^e\}$. Con questa strategia, dunque, è garantito che la macchina sviluppi la massima coppia possibile soddisfacendo contemporaneamente agli inderogabili limiti di tensione e corrente imposti e questo è il motivo per cui essa viene definita "tecnica della massimizzazione della coppia". Dal punto di vista grafico, la rappresentazione del punto di lavoro non differisce da quella vista in precedenza a proposito del funzionamento a coppia costante al limite del primo deflussaggio, mentre le equazioni che costituiscono l'essenza del metodo di deflussaggio qui descritto, le quali sono immediatamente ricavabili per estensione dalle (3.3.20) e (3.3.21), sono riportate di seguito

$$\varphi_{R,REF} = M \sqrt{\frac{\left(\frac{V_{S,MAX}}{\omega}\right)^2 - (L'_S I_{S,nom})^2}{L_S^2 - L_S'^2}} \quad (3.3.22)$$

$$C_{MAX} = P \frac{M}{L_R} \sqrt{\frac{\left(\frac{V_{S,MAX}}{\omega}\right)^2 - (L'_S I_{S,nom})^2}{L_S^2 - L_S'^2}} \cdot \sqrt{\frac{(L_S I_{S,nom})^2 - \left(\frac{V_{S,MAX}}{\omega}\right)^2}{L_S^2 - L_S'^2}}. \quad (3.3.23)$$

A partire da una certa pulsazione ω_1 , l'intersezione tra l'iperbole di coppia massima e l'ellisse limite di tensione non appartiene più alla circonferenza limite di corrente, cioè la tensione non è più sufficiente a far circolare la corrente nominale. Raggiunta questa pulsazione, è necessario abbandonare la zona di primo deflussaggio, dominata dalle

leggi (3.3.22) e (3.3.23), per entrare nella zona di secondo deflussaggio, in cui i criteri di regolazione del flusso rotorico e della coppia vanno modificati per non incorrere in un sensibile calo di prestazioni.

Allo scopo di ricavare l'espressione della pulsazione ω_1 di secondo deflussaggio, in corrispondenza del cui valore l'ellisse limite di tensione che interseca la circonferenza limite di corrente è tangente all'iperbole di coppia massima, è sufficiente determinare nel piano $\{I_{sd}^e, I_{sq}^e\}$ le coordinate di un punto in cui un'iperbole di coppia è tangente ad una qualunque ellisse ed imporre la condizione di appartenenza del punto stesso alla circonferenza. Ricordando la (3.3.9) e la (3.3.13), procediamo analiticamente imponendo la condizione di intersezione tra una ellisse limite e una iperbole di coppia

$$I_{sd}^{e4} - a^2 I_{sd}^{e2} + \frac{d^2 a^2}{b^2} = 0 \quad (3.3.24)$$

avendo posto

$$d = \frac{C_{EM}}{K_I}. \quad (3.3.25)$$

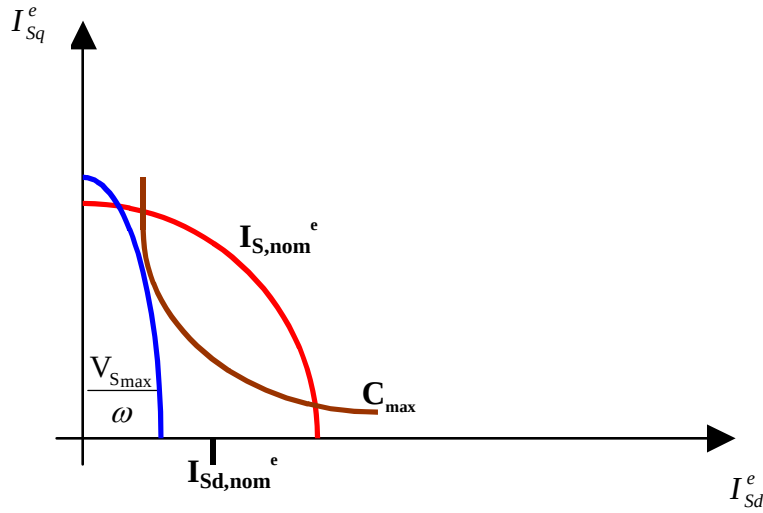


Figura 3.8 - Funzionamento nel secondo deflussaggio: tangenza tra un'ellisse limite di tensione e un'iperbole di coppia

Uguagliando il discriminante della (3.3.24) a zero, si può ricavare il luogo dei punti che al variare della pulsazione determinano la tangenza fra iperboli ed ellissi

$$\begin{cases} I_{sd}^e = \frac{a}{\sqrt{2}} \\ I_{sq}^e = \frac{b}{\sqrt{2}} \end{cases} \quad (3.3.26)$$

Effettuando poi l'intersezione fra questa curva e la circonferenza limite di corrente, ricordando l'espressione dei semiassi a e b in funzione di ω , si ottiene

$$\left(\frac{V_{S,MAX}}{\omega L_S} \right)^2 + \left(\frac{V_{S,MAX}}{\omega L'_S} \right)^2 = 2I_{S,nom}^2. \quad (3.3.27)$$

Da quest'ultima equazione si può ricavare immediatamente l'espressione della pulsazione di secondo deflussaggio

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{L_S^2 + L'^2_S}{2L_S^2 L'^2_S}} \frac{V_{S,MAX}}{I_{S,nom}}. \quad (3.3.28)$$

Per quanto riguarda il punto di lavoro al di sopra di ω_1 , ovvero nel campo del secondo deflussaggio, si ha che il luogo dei punti di funzionamento a coppia massima, al variare della pulsazione, coincide con quello delle tangenze tra iperboli di coppia ed ellissi di tensione. Il suddetto luogo è quello individuato dalle (3.3.26), le quali vengono qui riportate esplicitando la dipendenza delle componenti di asse d e q della corrente statorica dalla pulsazione rotorica e dalla tensione limite

$$\begin{cases} I_{sd}^e = \frac{V_{S,MAX}}{\sqrt{2}\omega L_S} \\ I_{sq}^e = \frac{V_{S,MAX}}{\sqrt{2}\omega L'_S} \end{cases} \quad (3.3.29)$$

Da queste infine si ricavano le espressioni che costituiscono le leggi di variazione del flusso rotorico e della coppia massima con la pulsazione rotorica conformi alla tecnica della massimizzazione della coppia nel secondo deflussaggio

$$\varphi_{R,REF} = M \frac{V_{S,MAX}}{\sqrt{2}\omega L_S} \quad (3.3.30)$$

$$C_{MAX} = P \frac{M^2}{L_R} \frac{1}{2L_S L'_S} \left(\frac{V_{S,MAX}}{\omega} \right)^2 \quad (3.3.31)$$

3.4 *Il metodo tradizionale e il metodo della massimizzazione della coppia approssimato a confronto*

Il metodo tradizionale di regolazione del flusso, come visto al paragrafo 3.2, consiste, nel primo deflussaggio, nel far variare il flusso rotorico con il reciproco della pulsazione ω e dunque nel far variare la componente di corrente I_{sd}^e con identica legge, mentre la componente I_{sq}^e viene scelta in modo tale che la macchina assorba la corrente massima ammissibile, ossia la corrente nominale.

In virtù di ciò si ha

$$I_{sd}^e = I_{sd,nom}^e \frac{\omega_{BASE}}{\omega} \quad (3.4.1)$$

$$I_{sq}^e = \sqrt{I_{s,nom}^2 - I_{sd}^e{}^2} \quad (3.4.2)$$

Al variare della pulsazione il vettore corrente statorica descrive nel piano $\{I_{sd}^e, I_{sq}^e\}$ un arco della circonferenza limite di corrente. A partire da una determinata pulsazione, superiore a quella base, accade però che la tensione disponibile non è più in grado di sostenere tale corrente, ovvero il vettore corrente viene a trovarsi esterno all'ellisse limite di tensione. Questo comporta un inevitabile calo della sua componente di asse q e di conseguenza una netta riduzione della coppia erogata.

Nella figura 3.9 è mostrato un esempio grafico che chiarisce quanto asserito. In essa il punto A indica l'estremo del vettore corrente giacente sulla circonferenza limite per una determinata pulsazione nel primo deflussaggio. L'ellisse limite di tensione, in questa particolare situazione, ha dimensioni tali da non consentire il funzionamento in tale punto, ma poichè è fissato il valore del flusso rotorico di riferimento, e quindi

della relativa componente di asse d della corrente, è possibile soltanto generare un vettore B, avente la stessa componente di asse d del vettore A, con una componente lungo l'asse q inferiore a quella prescritta dalla (3.4.2), tale da rendere il modulo della corrente inferiore a quello nominale.

La situazione di funzionamento illustrata or ora è da considerarsi anomala, in quanto non consente di mettere in atto la strategia di controllo del flusso (e conseguentemente della coppia) che sta alla base del metodo tradizionale. Il problema risiede nella corretta scelta di ω_{BASE} , ovvero del valore di pulsazione che determina l'inizio del primo deflussaggio. Se questa scelta viene operata correttamente, ovvero se ω_{BASE} viene scelta sufficientemente piccola rispetto alla pulsazione nominale, di una quantità dipendente dai parametri di macchina, l'ellisse limite di tensione, in tutto il campo del primo deflussaggio, risulta sufficientemente grande da permettere al vettore corrente di spostarsi al suo interno sulla circonferenza limite mano a mano che la sua componente di asse d cala all'aumentare della pulsazione. D'altra parte il valore scelto non può essere troppo piccolo in modo da non sacrificare eccessivamente le potenzialità del motore. Viceversa se il suo valore è troppo alto, si incorre nel problema precedentemente descritto e questo determina un deciso calo di prestazioni.

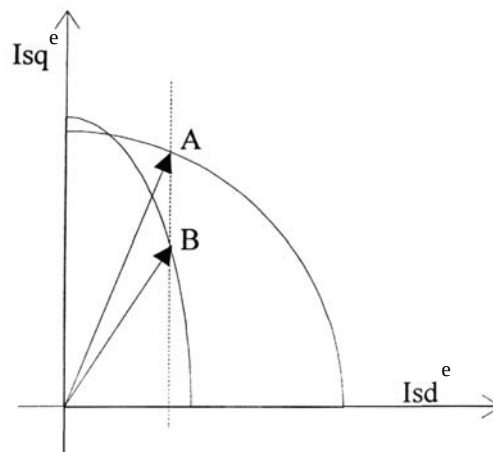


Figura 3.9 - Effetto della limitazione di tensione sulla corrente assorbita nel primo deflussaggio con il metodo tradizionale

Si nota come nella pratica, per l'implementazione su un sistema digitale di controllo della legge di deflussaggio definita dal metodo tradizionale, sia necessario procedere per tentativi alla individuazione della corretta pulsazione di primo deflussaggio, vista

la forte dipendenza del suo valore dai parametri del motore, i quali sono affetti da incertezze di stima e di misura e il cui valore cambia al variare delle condizioni di funzionamento. Si può quindi concludere che il metodo tradizionale, benché assai semplice dal punto di vista concettuale, presenta alcune particolarità che ne rendono delicato l'utilizzo, laddove invece il metodo della massimizzazione della coppia, basato su criteri più rigorosi, si presenta meno problematico in fase di taratura e offre prestazioni decisamente superiori, anche se al prezzo di una maggiore complessità computazionale. A supporto di quanto asserito relativamente al confronto tra le due tecniche di regolazione del flusso e delle problematiche collegate all'impiego del metodo tradizionale, le figure seguenti mostrano diversi andamenti delle caratteristiche di coppia elettromagnetica e di flusso rotorico in funzione della pulsazione.

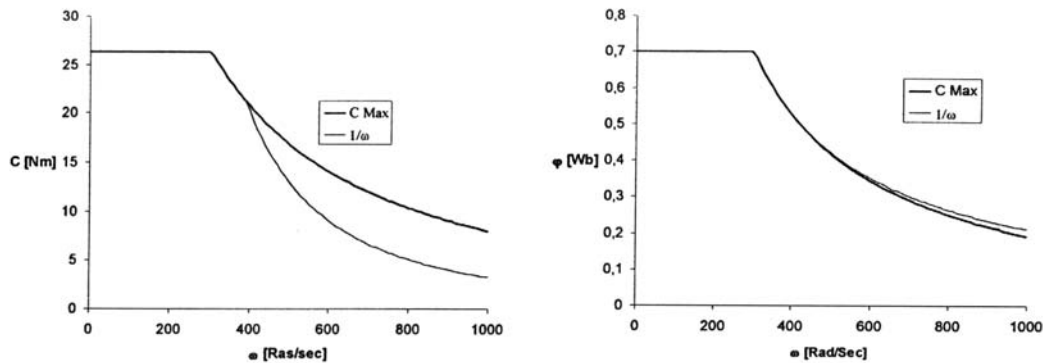


Figura 3.10 - Caratteristiche di coppia e di flusso rotorico con il metodo tradizionale ($1/\omega$) a pulsazione ω_{BASE} troppo elevata e con il metodo della massimizzazione della coppia

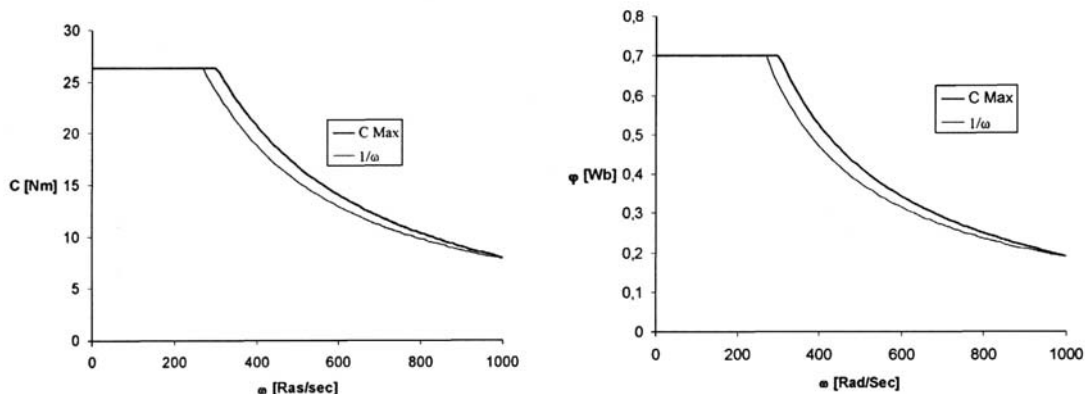


Figura 3.11 - Caratteristiche di coppia e di flusso rotorico con il metodo tradizionale ($1/\omega$) a pulsazione ω_{BASE} corretta e con il metodo della massimizzazione della coppia

Nella figura 3.10, relativa al caso del metodo tradizionale con ω_{BASE} troppo elevata, si può notare come per i valori più bassi di pulsazione sia disponibile la tensione necessaria a generare il flusso richiesto e ad iniettare nelle fasi del motore la corrente nominale, mentre al di sopra di un certo valore critico di pulsazione la tensione non sia più sufficiente a controbilanciare la f.c.e.m. opposta dal flusso rotorico e quindi come la corrente, nonostante la zona di secondo deflussaggio risulti ancora ben lontana, sia costretta a calare drasticamente rispetto al valore nominale e con essa anche la coppia elettromagnetica sviluppata. Se invece la pulsazione di inizio del primo deflussaggio viene scelta correttamente, come nel caso della figura 3.11, si ha che la corrente nominale può essere mantenuta per tutte le pulsazioni comprese tra ω_{BASE} e ω_1 e la coppia può seguire l'andamento inversamente proporzionale alla pulsazione caratteristico del metodo tradizionale. Vale la pena di osservare che anche in tal caso, sebbene venga evitata la condizione anomala di funzionamento di cui sopra, il confronto con il metodo della massimizzazione della coppia, come dimostrano le caratteristiche di coppia, depone comunque a favore di quest'ultimo, confermando la validità di questa legge di deflussaggio e l'opportunità di impiegarla nella realizzazione di un controllo di coppia ad alte prestazioni della macchina asincrona.

3.5 *Il metodo della massimizzazione della coppia rigoroso*

Il metodo della massimizzazione della coppia descritto al paragrafo 3.3, per quanto si è visto, si basa sullo studio delle proprietà geometriche delle curve limite di tensione e corrente della macchina asincrona e delle curve a coppia costante. Per ricavare le espressioni analitiche di tali curve, si è partiti considerando le equazioni di statore a regime e si è ipotizzato di trascurare in esse la caduta di tensione ascrivibile alla resistenza delle fasi di statoriche. Questa ipotesi ha semplificato notevolmente sia lo studio del problema del controllo del flusso rotorico, ovvero la deduzione delle leggi di primo e secondo deflussaggio, che la determinazione delle pulsazioni che delimitano i vari campi di funzionamento. L'approssimazione insita nel metodo, nel caso di una applicazione reale, tuttavia, non garantisce a priori una corretta applicazione delle leggi medesime ed un regolare funzionamento della macchina in deflussaggio. Infatti trascurando la caduta resistiva a statore, si commette un sensibile errore di sovrastima sulla pulsazione di primo deflussaggio ω_{BASE} , ossia il valore calcolato risulta più alto rispetto a quello che si otterrebbe considerando le cadute statoriche. Questo è una

diretta conseguenza del fatto che trascurando le cadute, tutta la tensione fornita alla macchina viene utilizzata per sopperire alla f.c.e.m. dinamica prodotta dal flusso, e quindi a parità di quest'ultimo (uguale al valore nominale) e di tensione limite applicabile, la pulsazione che determina il confine tra la zona a flusso costante e quella di primo deflussaggio risulta più elevata. Il fatto che ω_{BASE} sia affetta da un errore per eccesso, può avere delle ripercussioni molto pesanti sul funzionamento dell'azionamento di cui fa parte il motore asincrono; in particolare può determinare fenomeni di instabilità all'ingresso della zona di primo deflussaggio che causano la perdita di controllo della macchina e la conseguente impossibilità di farla funzionare nel campo a potenza limite costante. Per comprendere come ciò possa accadere, bisogna tenere conto che il sistema di controllo del motore, indipendentemente dalle modalità operative con cui agisce sulla macchina, impone un flusso di riferimento variabile alle diverse velocità di funzionamento e, per quanto si è visto, la sua legge di variazione è funzione della pulsazione del flusso rotorico, ovvero, dato che le considerazioni sul deflussaggio valgono a regime, della pulsazione di alimentazione. Quando la macchina giunge al limite della zona a flusso costante, la tensione ad essa applicata deve essere quella massima e il flusso di riferimento deve cominciare a calare rispetto al valore nominale con la legge imposta dal metodo di deflussaggio utilizzato. Può accadere però, se il calcolo della pulsazione base è affetto dalla sovrastima di cui si è parlato precedentemente, che il limite di tensione sia già sopraggiunto per un valore inferiore di pulsazione e di conseguenza la macchina non possa lavorare al flusso e alla coppia richiesti, giacchè essi sono ancora quelli relativi al campo a coppia limite costante. In queste condizioni la corrente assorbita, il flusso e la coppia, non possono più mantenere il valore nominale ma devono necessariamente calare; questo calo causa una riduzione della velocità di rotazione del motore e quindi una diminuzione della pulsazione rotorica. Diminuendo la pulsazione rotorica, il riferimento di flusso aumenta, così come quello di coppia, risalgono quindi la corrente, il flusso e la coppia all'albero, la macchina accelera nuovamente e si ha la ripresa delle precedenti condizioni. Raggiunte queste ultime, il sistema compie nuovamente il ciclo di funzionamento precedente e insorgono delle oscillazioni pendolari che dal lato del motore si manifestano con una pulsazione della velocità di rotazione e dal lato della sorgente di alimentazione si palesano con un battimento della corrente assorbita. Questo battimento, in particolari circostanze, dipendenti dalle caratteristiche della sorgente di alimentazione del sistema di controllo, può presentare dei fenomeni di

risonanza con quest'ultima e dar luogo ad una amplificazione delle suddette oscillazioni portando all'intervento delle protezioni del sistema stesso.

Questa situazione, assai dannosa, può essere evitata calcolando il valore corretto della pulsazione di primo deflussaggio, pur se nei limiti della precisione con cui sono noti i parametri, onde evitare di richiedere alla macchina prestazioni che essa non può fornire nella fase iniziale di riduzione del flusso e della coppia dal valore nominale. Per questo motivo il presente paragrafo è dedicato al metodo di regolazione del flusso basato sulla tecnica della massimizzazione della coppia vista da un punto di vista rigoroso, ossia tenendo conto, nelle equazioni di statore, della caduta di tensione statorica.

Iniziamo la trattazione riconsiderando le equazioni (3.3.6) di statore della macchina asincrona, valide per il funzionamento di regime, nel sistema di riferimento del flusso rotorico

$$\begin{cases} V_{sd}^e = R_s I_{sd}^e - \omega L_s' I_{sq}^e \\ V_{sq}^e = R_s I_{sq}^e + \omega L_s I_{sd}^e \end{cases} \quad (3.5.1)$$

e poniamoci in una generica condizione di lavoro nel primo deflussaggio. Ricordando che in questo campo la tensione applicata coincide con quella limite e che la corrente assorbita è pure quella limite, elevando al quadrato entrambe le (3.5.1) e sommandole si ottiene

$$V_{s,MAX}^2 = R_s^2 I_{s,nom}^2 + 2\omega R_s I_{sd}^e \sqrt{I_{s,nom}^2 - I_{sd}^{e2}} (L_s - L_s') + \omega^2 [L_s^2 I_{sd}^{e2} + L_s'^2 (I_{s,nom}^2 - I_{sd}^{e2})] \quad (3.5.2)$$

Dalla (3.5.2) si può ricavare la componente di asse d della corrente di statore in funzione della tensione limite, dei parametri di macchina e della pulsazione rotorica. Elevando al quadrato tale espressione e assumendo I_{sd}^e come incognita, si ottiene però una equazione di quarto grado che presenta un termine cubico e come tale non può essere risolta in modo rigoroso applicando una formula risolutiva. Data la complessità del problema, conviene dunque procedere in modo più semplice, osservando che nel primo deflussaggio, ricorrendo all'ormai usuale rappresentazione delle curve limite nel piano $\{I_{sd}^e, I_{sq}^e\}$, la macchina lavora sempre sul punto di intersezione tra ellisse limite di tensione e circonferenza limite di corrente. Per quanto

riguarda la circonferenza di corrente, nulla cambia rispetto al caso in cui veniva trascurata la caduta statorica, mentre per ciò che concerne l'ellisse di tensione, essa avrà una espressione analitica diversa da quella ricavata al precedente paragrafo. Anziché ricavare l'equazione di questa ellisse in forma cartesiana e applicare i principi della geometria analitica per rappresentarla nel piano $\{I_{Sd}^e, I_{Sq}^e\}$, conviene ricorrere alla trigonometria, osservando che valgono le seguenti relazioni (vedi figura 3.12)

$$\begin{cases} I_{Sd}^e = I_{S,nom} \cos \alpha \\ I_{Sq}^e = I_{S,nom} \sin \alpha \end{cases} \quad (3.5.3)$$

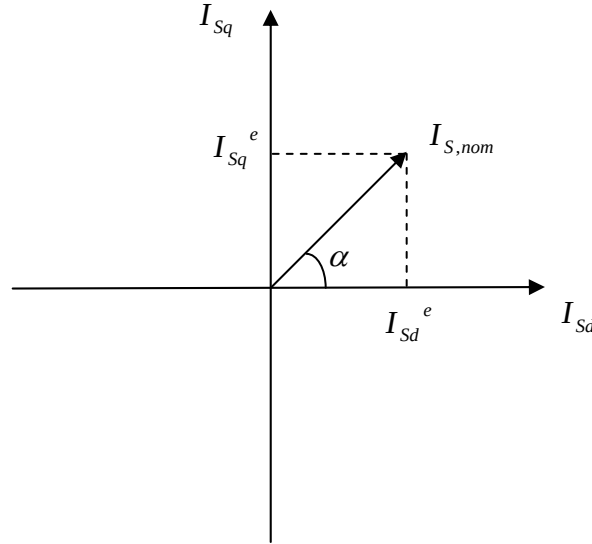


Figura 3.12 - Rappresentazione trigonometrica del vettore corrente statorica

dalle quali, sostituendo nella (3.5.2), si ricavano le espressioni delle componenti di corrente in funzione dell'angolo α

$$I_{Sd}^e = \frac{V_{S,MAX} \cos \alpha}{\sqrt{R_s^2 + 2\omega R_s (L_s - L_s') \sin \alpha \cos \alpha + \omega^2 (L_s^2 \cos^2 \alpha + L_s'^2 \sin^2 \alpha)}} \quad (3.5.4)$$

$$I_{Sq}^e = \frac{V_{S,MAX} \sin \alpha}{\sqrt{R_s^2 + 2\omega R_s (L_s - L_s') \sin \alpha \cos \alpha + \omega^2 (L_s^2 \cos^2 \alpha + L_s'^2 \sin^2 \alpha)}} \quad (3.5.5)$$

Riportando su due piani $\{\alpha, I_{sd}^e\}$ e $\{\alpha, I_{sq}^e\}$ la (3.5.4) e la (3.5.5), per un intervallo di valori di α compreso tra 0 e 2π , e mettendo in relazione reciproca le ordinate I_{sd}^e e I_{sq}^e di tali grafici, si ottiene la rappresentazione cercata dell'ellisse limite di tensione nel piano $\{I_{sd}^e, I_{sq}^e\}$. Come si può vedere dalla figura 3.13, nella quale è stata volutamente amplificata la differenza, l'ellisse rigorosa si distingue da quella approssimata per il fatto di essere, a parità di altre condizioni, di dimensioni inferiori e di essere inclinata rispetto agli assi coordinati; le dimensioni di entrambe le ellissi, così come l'inclinazione di quella rigorosa, dipendono dalla pulsazione di funzionamento. Quando quest'ultima è molto inferiore alla pulsazione di primo deflussaggio, l'effetto delle cadute resistive sulla tensione di alimentazione ha un peso piuttosto considerevole rispetto a quello prodotto dalla forza controelettromotrice dinamica causata dal flusso, e l'ellisse rigorosa, oltre ad essere sensibilmente più piccola di quella approssimata, è decisamente inclinata rispetto ad essa. A pulsazioni superiori a ω_{BASE} tale caduta tende invece a divenire sempre più trascurabile e le ellissi a sovrapporsi l'una sull'altra.

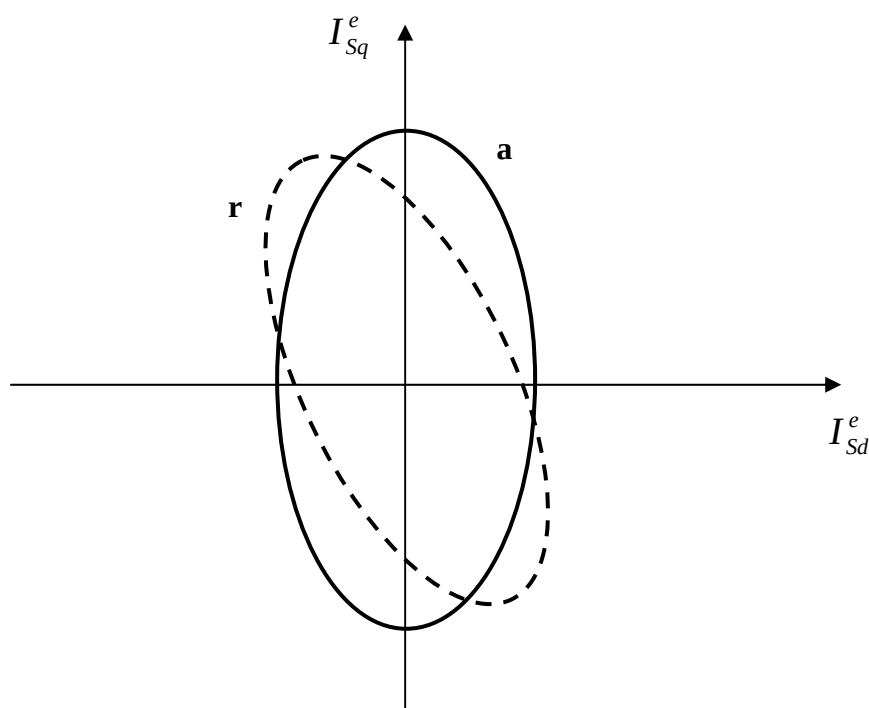


Figura 3.13 - Ellissi limite di tensione: a) ellisse approssimata; r) ellisse rigorosa

Ritorniamo ora al problema di determinare il punto di intersezione tra la circonferenza limite di corrente e l'ellisse limite di tensione. Supponiamo di avere fissato una certa

pulsazione di funzionamento e che la situazione sia quella rappresentata nella figura 3.14. In essa si può notare l'ellisse limite che interseca la circonferenza limite in quattro punti distinti simmetrici rispetto all'origine; i quattro punti in questione individuano quattro valori di I_{sd}^e che corrispondono alle quattro radici della equazione di quarto grado ottenuta elevando al quadrato la (3.5.2).

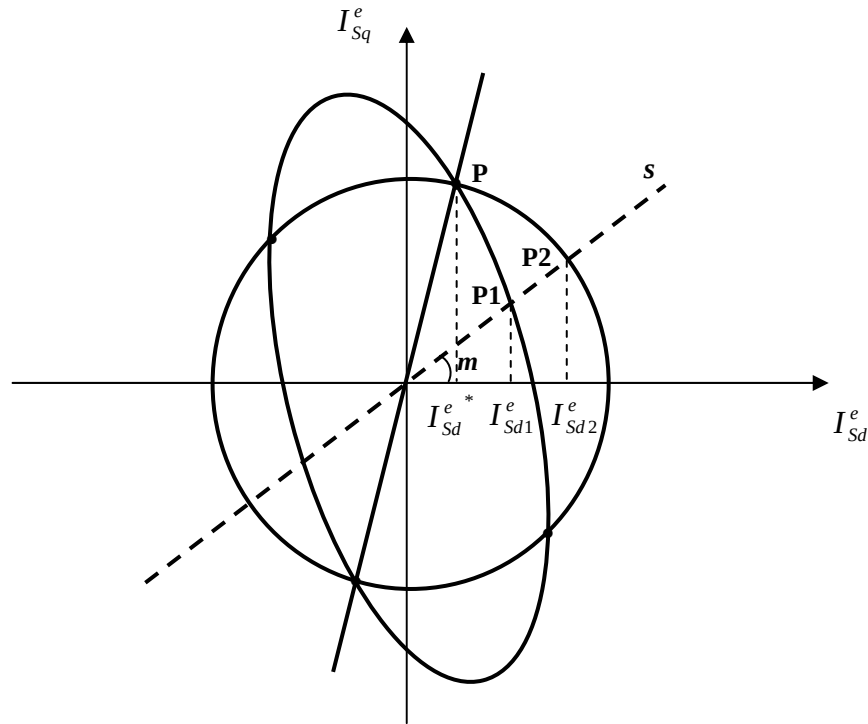


Figura 3.14 - Determinazione della I_{sd}^e nel primo deflussaggio

Limitandosi a considerare il primo quadrante, si ha che il punto di cui interessa ricavare l'ascissa è quello indicato in figura 3.14 con P, mentre P1 e P2 sono i due punti di intersezione tra una generica semiretta s di coefficiente angolare m passante per l'origine del piano $\{I_{sd}^e, I_{sq}^e\}$ e le due curve limite. Al variare del coefficiente angolare m i punti in questione si spostano sulle suddette curve e le loro proiezioni sull'asse delle ascisse seguono fedelmente tale spostamento allontanandosi o avvicinandosi tra loro e rispetto all'origine. Quando m raggiunge il valore che possiamo indicare con m^* per cui P1 e P2 coincidono, la semiretta s passa per il punto di intersezione P di interesse e in tali condizioni è immediato ricavare I_{sd}^{e*} . Procedendo nel modo descritto, il problema della determinazione dei riferimenti

rigorosi nel primo deflussaggio viene enormemente semplificato. Esso infatti viene ricondotto alla soluzione di due sottoproblemi distinti, ciascuno dei quali dominato da equazioni di secondo grado, collegati tra loro da una semplice condizione di coincidenza delle radici. Il primo di essi è quello che corrisponde alla determinazione dell'ascissa dei punti di intersezione tra semiretta ed ellisse ed il secondo è quello della determinazione dei punti di intersezione tra semiretta e circonferenza. Cominciamo con il primo dei due sottoproblemi, considerando, per evidenti ragioni di simmetria, soltanto il primo quadrante del piano $\{I_{sd}^e, I_{sq}^e\}$. L'equazione della semiretta s , con le convenzioni della figura 3.14, assume la seguente forma

$$I_{sq}^e = m I_{sd}^e. \quad (3.5.6)$$

Sostituendo la (3.5.6) nella (3.5.2) si ricava l'ascissa del punto P1 della figura 3.14

$$I_{sd1}^e = \frac{V_{s,MAX}}{\sqrt{R_s^2(1+m^2) + 2\omega R_s(L_s - L_s')m + \omega^2 L_s'^2 + \omega^2 L_s'^2 m^2}}. \quad (3.5.7)$$

Per quanto riguarda invece il secondo sottoproblema, ricordando che

$$I_{sd}^{e2} + I_{sq}^{e2} = I_{s,nom}^2 \quad (3.5.8)$$

sostituendo la (3.5.6) nella (3.5.8) si ottiene l'ascissa del punto P2

$$I_{sd2}^e = \frac{I_{s,nom}}{\sqrt{1+m^2}}. \quad (3.5.9)$$

Se ora si esprime la condizione di raccordo tra i due sottoproblemi, imponendo che i punti P1 e P2 coincidano con P, uguagliando la (3.5.7) e la (3.5.9), si ricava il coefficiente angolare m^* della semiretta che passa all'incrocio tra l'ellisse e la circonferenza

$$m^* = \frac{\omega R_s (L_s - L_s') \left(\frac{I_{s,nom}}{V_{s,MAX}} \right)^2}{1 - (R_s^2 + \omega^2 L_s'^2) \left(\frac{I_{s,nom}}{V_{s,MAX}} \right)^2} + \sqrt{\frac{\omega R_s (L_s - L_s') \left(\frac{I_{s,nom}}{V_{s,MAX}} \right)^2}{1 - (R_s^2 + \omega^2 L_s'^2) \left(\frac{I_{s,nom}}{V_{s,MAX}} \right)^2} - \frac{(R_s^2 + \omega^2 L_s'^2) \left(\frac{I_{s,nom}}{V_{s,MAX}} \right)^2 - 1}{(R_s^2 + \omega^2 L_s'^2) \left(\frac{I_{s,nom}}{V_{s,MAX}} \right)^2 - 1}} \quad (3.5.10)$$

Se ora si sostituisce la (3.5.9) nella (3.5.10) si ottiene l'espressione cercata della componente di asse d della corrente di statore

$$I_{sd}^{e*} = \frac{I_{s,nom}}{\sqrt{1 + \frac{\omega R_s (L_s - L_s') \left(\frac{I_{s,nom}}{V_{s,MAX}} \right)^2}{1 - (R_s^2 + \omega^2 L_s'^2) \left(\frac{I_{s,nom}}{V_{s,MAX}} \right)^2} + \sqrt{\frac{\omega R_s (L_s - L_s') \left(\frac{I_{s,nom}}{V_{s,MAX}} \right)^2}{1 - (R_s^2 + \omega^2 L_s'^2) \left(\frac{I_{s,nom}}{V_{s,MAX}} \right)^2} - \frac{(R_s^2 + \omega^2 L_s'^2) \left(\frac{I_{s,nom}}{V_{s,MAX}} \right)^2 - 1}{(R_s^2 + \omega^2 L_s'^2) \left(\frac{I_{s,nom}}{V_{s,MAX}} \right)^2 - 1}}} \quad (3.5.11)$$

dalla quale, per semplice proporzionalità con il coefficiente di mutua induzione M , si può dedurre la legge di variazione del flusso rotorico nel campo del primo deflussaggio e di conseguenza anche la legge di variazione della coppia. Tuttavia, per motivi di brevità, si omette l'espressione analitica di tali relazioni e ci si limita ad osservare come queste, risultando assai complesse, siano nella pratica estremamente difficili da implementare su un sistema digitale di controllo a microprocessore e quindi come la loro utilità risieda non tanto nella possibilità di utilizzarle direttamente per il controllo di un motore asincrono, quanto nei risvolti che esse presentano in merito alle problematiche generali sul controllo del flusso ed in particolare sul passaggio dalla zona a flusso costante a quella di primo deflussaggio.

A questo punto possiamo affrontare il calcolo della pulsazione di primo deflussaggio ripartendo dalla (3.5.2) e ricordando che in corrispondenza del suo valore le componenti di asse d e q della corrente di statore possiedono il valore nominale

$$\left(L_s'^2 I_{sd,nom}^2 + L_s'^2 I_{sq,nom}^2 \right) \omega_{BASE}^2 + 2R_s (L_s - L_s') I_{sd,nom}^e I_{sq,nom}^e \omega_{BASE} + R_s^2 I_{s,nom}^2 - V_{s,MAX}^2 = 0. \quad (3.5.12)$$

Risolvendo la (3.5.12) rispetto a ω_{BASE} e scartando la soluzione negativa si ottiene l'espressione cercata

$$\omega_{BASE} = \frac{-R_s(I_s - I_s')I_{sdnom}^e I_{sqnom}^e + \sqrt{R_s^2(I_s - I_s')^2 I_{sdnom}^2 I_{sqnom}^2 - (I_s^2 I_{sdnom}^2 + I_s'^2 I_{sqnom}^2)(R_s^2 I_{s,nom}^2 - V_{s,MAX})^2}}{I_s^2 I_{sdnom}^2 + I_s'^2 I_{sqnom}^2} \quad (3.5.13)$$

nella quale si evidenziano i termini che contengono la resistenza statorica, i quali, esprimendo il contributo delle cadute di tensione resistive di statore nei confronti della tensione applicata alla macchina, sono i responsabili della riduzione del valore della suddetta pulsazione rispetto a quello determinato nei paragrafi precedenti. Si nota altresì come ponendo la resistenza R_s uguale a zero nella (3.5.13) si riottienga per l'appunto l'espressione (3.3.18) della pulsazione di primo deflussaggio approssimata ed anche come la stessa posizione, introdotta nella (3.5.11), riconduca alla legge di primo deflussaggio già determinata al paragrafo 3.3.

A proposito della legge di primo deflussaggio, tutto quanto detto finora relativamente ai vari metodi di regolazione del flusso, ha riguardato unicamente i criteri con cui il flusso interno alla macchina deve essere variato in funzione della pulsazione per ottenere le prestazioni desiderate nel funzionamento a velocità superiore a quella nominale, ossia non si è mai fatto esplicito riferimento ad un aspetto di tali leggi che, se pure importante, è passato in secondo piano. Esso consiste nella dipendenza del flusso di riferimento imposto dalla legge di deflussaggio dalla tensione massima applicabile alle fasi del motore. Pensando all'impiego di un motore asincrono in una applicazione di trazione elettrica stradale, in cui il veicolo è tipicamente alimentato da batterie di accumulatori, viene naturale osservare come tale tensione massima, collegata direttamente a quella della sorgente in continua, andando incontro ad inevitabili variazioni nel tempo in funzione dello stato di carica delle batterie stesse, influenzi le prestazioni dell'azionamento. Per questo motivo è importante poter valutare l'effetto di tale grandezza sui riferimenti di flusso, e quindi di coppia, fissati dal sistema preposto al controllo del motore. Si nota che oltre ad influenzare il valore dei riferimenti, la tensione massima incide anche sul valore della pulsazione di primo deflussaggio, per cui se la sorgente si scarica, il valore di questa pulsazione diminuisce e se il sistema non è dotato di un supervisore in grado di modificare il valore di ω_{BASE} in funzione della tensione massima disponibile nella particolare condizione in cui si trova a funzionare l'azionamento, vi è il rischio che la macchina non riesca ad entrare in deflussaggio per mancanza di tensione di alimentazione. Pertanto se l'azionamento, come normalmente accade, non possiede tale sistema di supervisione, per evitare questo problema occorre stimare il possibile calo della tensione massima rispetto al

valore nominale di progetto e fissare, in fase di implementazione dell'algoritmo di controllo, un valore adeguatamente basso di pulsazione di primo deflussaggio.

Naturalmente le considerazioni svolte circa l'effetto della tensione massima sulle leggi di primo deflussaggio, possono essere estese anche al secondo deflussaggio, sebbene in quest'ultimo il problema si ponga in modo meno incisivo. Questa minore influenza della tensione massima sui riferimenti di flusso e coppia nel secondo deflussaggio, così come sulla pulsazione ω_1 di ingresso a questo campo di funzionamento, è da attribuire al fatto che il passaggio dalla prima alla seconda zona di deflussaggio non comporta una brusca variazione dei riferimenti medesimi, quindi un eventuale errore sul valore di flusso e di coppia imposti durante la fase di transizione, causato da una tensione massima diversa da quella considerata nelle leggi di deflussaggio, non dà luogo ad alcun fenomeno oscillatorio di entità tale da creare malfunzionamenti all'azionamento. A supporto di quanto detto sull'influenza della tensione massima sul valore dei riferimenti, la figura 3.15 mostra a titolo esemplificativo la superficie del flusso rotorico di riferimento in funzione della pulsazione rotorica e della tensione massima nel campo del primo deflussaggio. L'equazione di tale superficie è quella ottenuta con il metodo della massimizzazione della coppia rigoroso, ovvero coincide con la (3.5.11) moltiplicata per M .

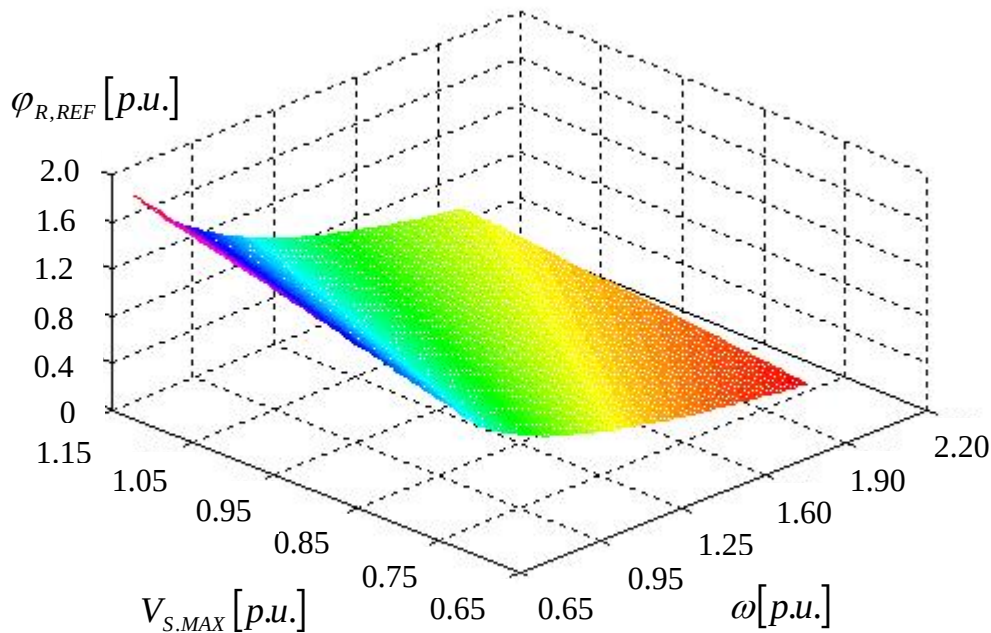


Figura 3.15 - Superficie di variazione del flusso rotorico di riferimento nel primo deflussaggio in funzione della tensione massima e della pulsazione

Dopo avere affrontato la soluzione delle equazioni del primo deflussaggio conformi alla tecnica della massimizzazione della coppia rigorosa e il relativo calcolo della pulsazione base, passiamo ora al secondo deflussaggio.

In questo campo di funzionamento la strategia di controllo del flusso e della coppia non cambia rispetto a quella della tecnica approssimata, ossia, quando la pulsazione supera il valore base, la macchina viene fatta lavorare in corrispondenza del punto di tangenza tra ellisse limite di tensione ed iperbole di coppia, garantendo così che venga erogata dal motore la massima coppia compatibile con i vincoli dell'azionamento. Rispetto al caso approssimato cambiano dunque soltanto le equazioni per la determinazione di tale punto di tangenza e le relazioni finali che legano il flusso rotorico e la coppia alla tensione massima ed alla pulsazione. Al fine di ricavare tali relazioni e l'espressione della pulsazione di secondo deflussaggio, riconsideriamo l'equazione della coppia (3.3.13), la quale, con la posizione (3.3.25) diviene

$$I_{sq}^e = \frac{d}{I_{sd}^e}. \quad (3.5.14)$$

Dalla equazione di statore (3.3.6) si ha che alla tensione massima di alimentazione risulta

$$\left(R_s^2 + \omega^2 L_s^2\right) I_{sd}^{e2} + \left(R_s^2 + \omega^2 L_s'^2\right) I_{sq}^{e2} + 2\omega R_s (L_s - L_s') I_{sd}^e I_{sq}^e - V_{s,MAX}^2 = 0. \quad (3.5.15)$$

Sostituendo la (3.5.14) nella (3.5.15) si ricava un'equazione di quarto grado nella quale l'incognita è rappresentata dall'ascissa dei quattro punti di intersezione tra due iperboli equilateri simmetriche rispetto all'origine di valore C_{EM} e un'ellisse a pulsazione ω

$$\left(R_s^2 + \omega^2 L_s^2\right) I_{sd}^{e4} + \left[2\omega R_s (L_s - L_s') d - V_{s,MAX}^2\right] I_{sd}^{e2} + \left(R_s^2 + \omega^2 L_s'^2\right) d^2 = 0. \quad (3.5.16)$$

Imponendo che le radici della precedente equazione siano coincidenti due a due, ovvero che le iperboli e l'ellisse siano tangenti, si ottiene, considerando solamente la radice positiva per motivi di simmetria

$$I_{sdT}^e = \frac{\sqrt{V_{S,MAX}^2 - 2\omega R_s (L_s - L_s')d}}{\sqrt{2}\sqrt{R_s^2 + \omega^2 L_s'^2}}. \quad (3.5.17)$$

Per quanto riguarda poi la componente di asse q del punto di tangenza, essa può essere determinata allo stesso modo della componente di asse d. Infatti invertendo la (3.5.14), ovvero ricavando I_{sd}^e in funzione di I_{sq}^e , sostituendo l'espressione ottenuta nella (3.5.15) in modo da ricavare un'equazione di quarto grado analoga alla (3.5.16) ed imponendo ancora la condizione di coincidenza delle radici, si ottiene

$$I_{sqT}^e = \frac{\sqrt{V_{S,MAX}^2 - 2\omega R_s (L_s - L_s')d}}{\sqrt{2}\sqrt{R_s^2 + \omega^2 L_s'^2}} \quad (3.5.18)$$

dove l'unica differenza rispetto alla (3.5.17) è rappresentata dalla presenza di L_s' al posto di L_s a denominatore.

A questo punto facendo il rapporto tra I_{sqT}^e e I_{sdT}^e si ricava il coefficiente angolare della retta passante per l'origine che interseca il punto di tangenza. Indicato questo coefficiente con m_2 , la sua espressione è la seguente

$$m_2 = \frac{\sqrt{R_s^2 + \omega^2 L_s'^2}}{\sqrt{R_s^2 + \omega^2 L_s'^2}} \quad (3.5.19)$$

nella quale si nota come esso sia funzione della pulsazione ω per via della variazione di dimensione e di inclinazione che subiscono le ellissi limite rispetto alle iperboli a coppia costante al variare di questa grandezza.

Fissata la pulsazione, intersecando la retta in questione con l'ellisse di tensione si ricava la componente di asse d della corrente statorica che a meno del coefficiente di mutua induzione M costituisce il riferimento di flusso rotorico da imporre alla macchina nel secondo deflussaggio.

Esprimendo I_{sqT}^e in funzione di I_{sdT}^e per mezzo della (3.5.19), si ottiene un'equazione formalmente identica alla (3.5.7) ricavata per il primo deflussaggio, nella quale però, al posto del coefficiente angolare m , compare il coefficiente m_2 appena definito. Se in questa equazione si riporta per esteso l'espressione di m_2 in funzione della pulsazione, si ricava la legge di variazione di I_{sd}^e nel secondo deflussaggio

$$I_{sd2}^e = \frac{V_{s,MAX}}{\sqrt{R_s^2 \left(1 + \frac{R_s^2 + \omega^2 L_s^2}{R_s^2 + \omega^2 L_s^2} \right) + 2\omega R_s (L_s - L_s') \sqrt{\frac{R_s^2 + \omega^2 L_s^2}{R_s^2 + \omega^2 L_s^2} + \omega^2 L_s^2 + \omega^2 L_s'^2} \left(\frac{R_s^2 + \omega^2 L_s^2}{R_s^2 + \omega^2 L_s'^2} \right)}}. \quad (3.5.20)$$

Ovviamente è anche possibile determinare la corrispondente legge di variazione di I_{sq}^e e quindi, per mezzo delle opportune costanti, risalire alla legge di variazione della coppia. Vista però la pesantezza di quest'ultima espressione si preferisce ometterla, operando peraltro in modo coerente con quanto fatto nel primo deflussaggio.

Ricavate le leggi di variazione delle componenti di asse d e q della corrente statorica in funzione della pulsazione, nel piano $\{I_{sd}^e, I_{sq}^e\}$ è possibile individuare la curva che costituisce il luogo geometrico dei punti di tangenza tra iperboli a coppia costante ed ellissi. La figura 3.16 mostra l'andamento di tale curva e riporta a titolo esemplificativo due ellissi limite di tensione con le relative iperboli tangenti.

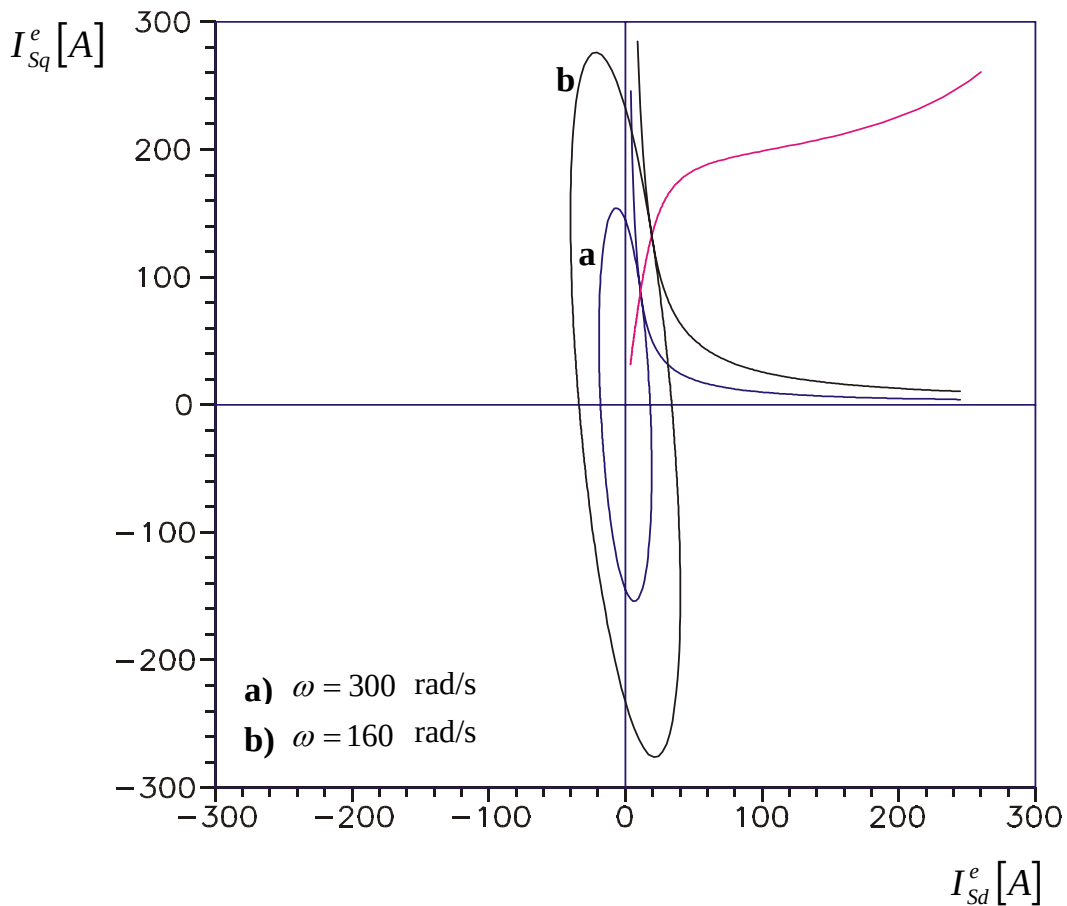


Figura 3.16 - Luogo dei punti di tangenza tra ellissi limite di tensione e iperboli di coppia

A questo punto possiamo affrontare il calcolo della pulsazione di secondo deflussaggio, ricordando che essa rappresenta quel particolare valore che determina il passaggio dalla zona di primo deflussaggio, in cui la corrente statorica è costante e pari al valore nominale, alla zona di secondo deflussaggio in cui essa inizia a calare all'aumentare della pulsazione. Detto questo ponendosi al limite del secondo deflussaggio analiticamente si ha

$$I_{SdT1}^e{}^2 + I_{SqT1}^e{}^2 = I_{SdT1}^e{}^2 (1 + m_{21}^2) = I_{S,nom}^2 \quad (3.5.21)$$

avendo contrassegnato con il pedice 1 il valore delle grandezze alla pulsazione di secondo deflussaggio ω_1 . Sviluppando le espressioni di I_{SdT1}^e e di m_{21} si ottiene

$$I_{S,nom}^2 = \frac{V_{S,MAX}^2}{R_s^2 \left(1 + \frac{R_s^2 + \omega_1^2 L_s'^2}{R_s^2 + \omega_1^2 L_s'^2} \right) + 2\omega_1 R_s (L_s - L_s') \sqrt{\frac{R_s^2 + \omega_1^2 L_s'^2}{R_s^2 + \omega_1^2 L_s'^2} + \omega_1^2 L_s'^2 + \omega_1^2 L_s'^2} \left(\frac{R_s^2 + \omega_1^2 L_s'^2}{R_s^2 + \omega_1^2 L_s'^2} \right)} \quad (3.5.22)$$

in cui l'incognita è rappresentata per l'appunto da ω_1 .

Data la notevole complessità della (3.5.22) si procede ad una sua semplificazione osservando che per gli usuali valori di R_s , L_s , L_s' , dal momento che ω_1 è relativa al campo di funzionamento della macchina a pulsazione molto elevata rispetto al valore nominale, si possono trascurare i termini R_s^2 rispetto a quelli del tipo $\omega_1^2 L_s'^2$ e $\omega_1^2 L_s'^2$. Così facendo essa si trasforma nella seguente

$$I_{S,nom}^2 = \frac{V_{S,MAX}^2}{2L_s'^2 \omega_1^2 + 2R_s (L_s - L_s') \frac{L_s'}{L_s'} \omega_1 + R_s^2 \left(1 + \frac{L_s'^2}{L_s'^2} \right)} \left(1 + \frac{L_s'^2}{L_s'^2} \right) \quad (3.5.23)$$

ovvero in una semplice equazione di secondo grado nell'incognita ω_1 .

Risolvendo la (3.5.23) e scartando la soluzione negativa si ricava l'espressione cercata della pulsazione di secondo deflussaggio rigorosa

$$\omega_1 = \frac{R_s(L_s' - L_s)}{2L_s' L_s} + \sqrt{\left[\frac{R_s(L_s' - L_s)}{2L_s' L_s} \right]^2 - \frac{L_s'^2 + L_s'^2}{2L_s'^2 L_s'^2} \left(R_s'^2 - \frac{V_{s,MAX}^2}{I_{s,nom}^2} \right)} \quad (3.5.24)$$

nella quale si osserva che ponendo la resistenza statorica R_s uguale a zero si riottiene l'espressione (3.3.28) della pulsazione di secondo deflussaggio approssimata.

3.6 Il metodo della massimizzazione della coppia modificato

Da quanto esposto nei paragrafi precedenti, emerge che il controllo del flusso della macchina asincrona costituisce un problema assai complicato. Affrontando la questione da un punto di vista rigoroso, ovvero tenendo conto del contributo delle cadute di tensione statoriche sulla tensione applicata, il metodo della massimizzazione della coppia conduce a leggi di deflussaggio che per la loro complessità analitica, come è già stato osservato, sono praticamente inutilizzabili in un sistema digitale a microprocessore. D'altra parte le leggi approssimate, con particolare riferimento a quelle di primo deflussaggio, pur essendo molto più semplici da implementare in un algoritmo di controllo, possono condurre ai già citati fenomeni di instabilità che impediscono al motore di raggiungere le velocità di rotazione normalmente indispensabili nelle applicazioni di trazione elettrica. Pare quindi ovvio cercare un compromesso tra la semplicità delle equazioni del metodo approssimato e il buon funzionamento dell'azionamento di cui fa parte la macchina che garantisce il metodo rigoroso. Questo compromesso prende forma nel metodo della massimizzazione della coppia modificato oggetto di questo paragrafo.

Concettualmente tale metodo è assai semplice e consiste nel riprendere le leggi di deflussaggio del metodo approssimato e applicare alle medesime un coefficiente riduttivo opportuno tale che per tutte le pulsazioni di funzionamento, nella zona a flusso decrescente, il valore di flusso rotorico e di coppia siano il più possibile vicini a quelli richiesti dalla legge rigorosa. Ovviamente all'atto pratico non è così immediato giungere alla soluzione ottimale, vista la forte dipendenza delle leggi di deflussaggio dai parametri di macchina. Questi infatti variano nel tempo, soprattutto per effetto della temperatura e della saturazione magnetica del ferro, la quale, se pur modesta, fa comunque sentire i suoi effetti durante la fase di riduzione del flusso dal valore nominale; essi inoltre sono intrinsecamente affetti da incertezze di misura e di stima.

Da ciò consegue che questo metodo modificato richiede una adeguata fase di taratura, da svolgersi in sede sperimentale, allo scopo di determinare il valore più idoneo del coefficiente tale da assicurare il corretto funzionamento dell'azionamento in tutte le condizioni in cui esso si trova ad operare, ovvero sia a regime che in condizioni transitorie a freddo e a caldo.

Chiarito questo punto non rimane che scrivere le equazioni che costituiscono le leggi di controllo del flusso e della coppia caratteristiche del metodo della massimizzazione della coppia modificato.

Per il primo deflussaggio esse sono le seguenti

$$\varphi_{R,REF} = Krs \cdot M \sqrt{\frac{\left(\frac{V_{S,MAX}}{\omega}\right)^2 - (L'_S I_{S,nom})^2}{L_S^2 - L_S'^2}} \quad (3.6.1)$$

$$C_{MAX} = Krs \cdot P \frac{M}{L_R} \sqrt{\frac{\left(\frac{V_{S,MAX}}{\omega}\right)^2 - (L'_S I_{S,nom})^2}{L_S^2 - L_S'^2}} \cdot \sqrt{\frac{(L_S I_{S,nom})^2 - \left(\frac{V_{S,MAX}}{\omega}\right)^2}{L_S^2 - L_S'^2}} \quad (3.6.2)$$

mentre per il secondo deflussaggio esse hanno la forma

$$\varphi_{R,REF} = Krs \cdot M \frac{V_{S,MAX}}{\sqrt{2\omega}L_S} \quad (3.6.3)$$

$$C_{MAX} = Krs \cdot P \frac{M^2}{L_R} \frac{1}{2L_S L_S'} \left(\frac{V_{S,MAX}}{\omega}\right)^2 \quad (3.6.4)$$

In tutte le espressioni scritte si nota la presenza del coefficiente moltiplicativo Krs , la cui funzione è quella descritta all'inizio del presente paragrafo.

Capitolo 4

La stima del flusso

4.1 Introduzione

Nei precedenti capitoli dopo avere introdotto il modello matematico della macchina asincrona, necessario per rappresentarne il funzionamento in ogni condizione operativa, è stata sviluppata la teoria sul controllo della coppia e del flusso. Essa ha portato all'identificazione delle equazioni in cui queste due grandezze costituiscono i due segnali di riferimento in funzione dei quali determinare le modalità di regolazione della tensione applicata o della corrente assorbita dal motore al variare della velocità di rotazione. Nello sviluppo della trattazione si è sorvolato volutamente, per rimandare l'argomento al presente capitolo, su un aspetto di estrema importanza: quello della valutazione dell'entità del flusso interno alla macchina. È evidente infatti che sia esso quello statorico, sia esso quello rotorico, essendo una grandezza non accessibile direttamente dall'esterno della macchina, la determinazione del suo valore presenti in genere una certa difficoltà, per superare la quale si rende indispensabile l'impiego di particolari tecniche di stima. Nel contesto degli algoritmi finalizzati al controllo della coppia e del flusso del motore, ai quali giungeremo nei prossimi capitoli, tali tecniche verranno poste in essere da speciali dispositivi denominati *stimatori*, i quali si differenziano in base al tipo di sensori utilizzati e al genere di grandezze misurate.

Fra essi ne prenderemo in considerazione di tre tipi:

- stimatore con sonde ad effetto Hall
- stimatore corrente-velocità
- stimatore corrente-tensione.

4.2 Stimatore con sonde ad effetto Hall

Lo stimatore in questione, come indica il nome stesso, basa il suo funzionamento sull'impiego di sonde ad effetto Hall che vengono collocate in apposite sedi ricavate all'interno della macchina asincrona. Tali sonde, come noto, consentono di determinare l'intensità del campo magnetico in cui sono immerse mediante la misura della tensione ai loro capi. Dalla misura dell'intensità del campo magnetico si può poi risalire al valore del flusso al traferro concatenato con le fasi. In particolare, essendo necessario ricavare la componente complessa di questa grandezza, ossia determinare il modulo e la fase del relativo vettore, vengono utilizzate due sonde disposte a 90° elettrici l'una rispetto all'altra. Ricavata la componente complessa del flusso concatenato al traferro, utilizzando due trasduttori di corrente posti su due fasi di alimentazione, è possibile, conoscendo i parametri di macchina, ricavare il vettore flusso rotorico. Infatti, qualunque sia la macchina asincrona trifase, purchè presenti una costruzione simmetrica, ai fini della determinazione del vettore flusso rotorico a partire dal vettore flusso al traferro, si può adottare una semplificazione: si può assumere che il coefficiente di autoinduzione delle fasi rotoriche sia uguale al massimo valore del coefficiente di mutua induzione fra statore e rotore. Questo in pratica equivale a supporre che l'avvolgimento rotorico e quello statorico abbiano lo stesso tipo di costruzione. In questo modo l'equazione che esprime il vettore flusso rotorico in funzione delle componenti complesse delle correnti si semplifica nel modo seguente

$$\bar{\varphi}_R^S = l_{DR} \bar{i}_R^S + L_{TR} \bar{i}_R^S + M \bar{i}_S^S = l_{DR} \bar{i}_R^S + M (\bar{i}_R^S + \bar{i}_S^S) \quad (4.2.1)$$

essendo ^S l'apice che indica il sistema di riferimento statorico.

D'altra parte potendosi anche scrivere

$$\bar{\varphi}_R^S = l_{DR} \bar{i}_R^S + \bar{\varphi}_{TR}^S \quad (4.2.2)$$

risulta

$$\bar{\varphi}_{TR}^S = M (\bar{i}_R^S + \bar{i}_S^S). \quad (4.2.3)$$

Per l'equazione generale del flusso rotorico si ha inoltre

$$\bar{i}_R^S = \frac{\bar{\varphi}_R^S - M\bar{i}_S}{L_R}. \quad (4.2.4)$$

Sostituendo la (4.2.4) nella (4.2.3) si ottiene la relazione finale che in termini vettoriali lega il flusso rotorico al flusso al traferro e alla corrente statorica, ovvero che esprime la stima cercata in funzione delle grandezze di macchina misurabili

$$\bar{\varphi}_R^S = \frac{L_R}{M} \bar{\varphi}_T^S - l_{DR} \bar{i}_S. \quad (4.2.5)$$

A proposito della semplificazione introdotta dall'ipotesi di cui sopra, si vuole sottolineare come essa non vada ad inficiare in alcun modo la correttezza del metodo di stima qui descritto. Infatti supporre di avere un avvolgimento rotorico con la stessa costruzione di quello statorico, equivale a ipotizzare che le correnti rotoriche abbiano un valore diverso da quello che possederebbero andando a considerare l'effettiva struttura di tali avvolgimenti, ma tale da dar luogo agli stessi flussi prodotti dalle correnti reali.

Per quello che concerne poi l'impiego dello stimatore in un sistema di controllo del motore, si osserva come sia piuttosto problematico, giacchè il dispositivo richiede l'uso di due sensori da applicare all'interno della macchina nei relativi alloggiamenti e quindi come non possa essere utilizzato per la stima del flusso rotorico di macchine asincrone di serie. Questo, assieme alla fragilità e al costo, è il motivo principale per cui esso nella pratica viene adottato raramente e per cui nel seguito non verrà più preso in considerazione. Si vedrà infatti che con gli altri due tipi di stimatori è possibile effettuare una stima del flusso rotorico o statorico misurando solamente grandezze accessibili dall'esterno, senza che sia necessario ricorrere ad una architettura particolare del motore, con un evidente vantaggio in termini di costi e di flessibilità dell'azionamento.

4.3 *Stimatore corrente-velocità*

Questo tipo di stimatore, altrimenti detto semplicemente *stimatore in corrente*, fonda il suo funzionamento sulla misura di due delle tre correnti di fase del motore e della

velocità meccanica di rotazione dell'albero, dai cui valori vengono determinati il vettore corrente statorica $\bar{i}_s$ e la velocità angolare elettrica ω_m , ovvero la velocità di rotazione espressa in radianti elettrici al secondo.

Per quello che riguarda la misura di $\bar{i}_s$ sono sufficienti due trasduttori di corrente, tipicamente costituiti da due moduli *LEM* inseriti su due fasi qualsiasi, mentre per quanto concerne la misura di ω_m è necessario un trasduttore di velocità, il quale in generale può essere una *dinamo tachimetrica*, un *resolver*, o un *encoder*. In ogni caso il dispositivo scelto deve avere caratteristiche tali da fornire una lettura di precisione, in quanto, come vedremo, lo stimatore in esame è estremamente sensibile all'errore commesso nella misura di ω_m .

Una volta noti $\bar{i}_s$ e ω_m diventa possibile calcolare il flusso rotorico con il metodo che verrà qui illustrato ed in seguito anche passare dalla stima del flusso rotorico a quella del flusso statorico. Riprendiamo l'equazione del flusso statorico del sistema (1.6.7) e sostituiamo in essa l'espressione della corrente rotorica in funzione del flusso rotorico e della corrente statorica ottenuta dalla seconda equazione dello stesso sistema.

Omettendo per semplicità di scrittura l'apice ^S del sistema di riferimento statorico da qui sino alla fine del capitolo otteniamo

$$\bar{\varphi}_s = L_s \bar{i}_s + \frac{M}{L_R} \bar{\varphi}_R - \frac{M^2}{L_R} \bar{i}_s. \quad (4.3.1)$$

Considerando ora il coefficiente $\sigma = (L_s L_R - M^2) / L_s L_R$ si può esprimere il flusso statorico in funzione di quello rotorico

$$\bar{\varphi}_s = \frac{M}{L_R} \bar{\varphi}_R + \sigma L_s \bar{i}_s. \quad (4.3.2)$$

Quest'ultima equazione mette in evidenza come sia del tutto indifferente stimare l'uno o l'altro flusso una volta che sia nota la corrente statorica. Per poter esprimere il flusso rotorico in funzione della corrente statorica e della velocità meccanica, è necessario ricavare l'espressione della $\bar{i}_R$ dalla terza delle (1.6.6)

$$\bar{i}_R = \frac{1}{R_R} \left(j \omega_m \bar{\varphi}_R - \frac{d\bar{\varphi}_R}{dt} \right). \quad (4.3.3)$$

La (4.3.3) appena ricavata la si può ora inserire nella seconda delle (1.6.7) ottenendo

$$\bar{\varphi}_R = M\bar{i}_S + \frac{L_R}{R_R} \left(j\omega_m \bar{\varphi}_R - \frac{d\bar{\varphi}_R}{dt} \right). \quad (4.3.4)$$

Quest'ultima espressione può anche essere posta nella forma

$$\frac{d\bar{\varphi}_R}{dt} = \frac{M}{\tau_R} \bar{i}_S + \left(j\omega_m - \frac{1}{\tau_R} \right) \bar{\varphi}_R \quad (4.3.5)$$

dove si è considerato $\tau_R = L_R/R_R$.

La (4.3.5) è l'equazione dello stimatore corrente-velocità o più semplicemente l'equazione dello stimatore in corrente. Come si può facilmente notare, si tratta di una equazione differenziale del primo ordine nella variabile complessa $\bar{\varphi}_R$ in cui compaiono i due parametri τ_R e M/τ_R che dipendono dai parametri rotorici R_R e L_R . Se ora ci poniamo in condizioni di regime sinusoidale simmetrico ed equilibrato possiamo scrivere

$$\begin{aligned} \bar{i}_S &= \bar{I}_S e^{j\omega t} \\ \bar{\varphi}_R &= \bar{\Phi}_R e^{j\omega t} \end{aligned} \quad (4.3.6)$$

e con ciò la (4.3.5) diventa

$$\bar{\Phi}_R = \frac{M\bar{I}_S}{1 + j\omega^r \tau_R} \quad (4.3.7)$$

essendo ω^r la pulsazione di scorrimento del flusso rotorico.

L'equazione dello stimatore corrente-velocità, come si è già notato, è di tipo differenziale, per cui per sua natura descrive l'evoluzione temporale di un sistema tempo-continuo del primo ordine in cui il flusso rotorico costituisce l'incognita, ossia la grandezza sotto osservazione, mentre la corrente e la velocità sono le grandezze note. Dato però che lo stimatore in questione, come del resto tutti gli altri tipi di stimatori, deve operare all'interno di un sistema di controllo del motore di tipo

digitale, in cui tutte le grandezze, essendo discretizzate, evolvono in un dominio temporale tempo-discreto, si rende necessario sostituire a tale equazione differenziale una equazione in cui non compaia alcuna operazione di derivazione rispetto al tempo, giacchè essa in un tale sistema perde completamente di significato. Per fare questo è indispensabile procedere ad un campionamento uniforme delle grandezze di interesse, con un certo periodo T_C , e risolvere l'equazione differenziale in modo da ricavare, con la condizione iniziale $\bar{\varphi}_R(0) = \bar{\varphi}_{Rk}$, il valore di $\bar{\varphi}_R$ dopo un periodo di campionamento $\bar{\varphi}_{Rk+1} = \bar{\varphi}_R(T_C)$. Assumendo poi quest'ultimo valore come condizione iniziale per il ciclo successivo, si potrà ripetere la procedura di calcolo così da determinare la successione di valori che nel dominio tempo-discreto sostituisce la funzione continua del tempo soluzione dell'equazione differenziale.

Supponiamo ora che la velocità meccanica sia costante durante il tempo di campionamento T_C ¹ e che la variazione del vettore corrente statorica $\bar{i}_s$ sia lineare fra $\bar{i}_{sk}(t=0)$ e $\bar{i}_{sk+1}(t=T_C)$ ².

Allo scopo di semplificare i calcoli poniamo

$$\begin{aligned} G &= R_R \frac{M}{L_R} \\ \bar{A} &= j\omega_m - \frac{1}{\tau_R} \end{aligned} \quad (4.3.8)$$

Ora si può riscrivere l'equazione differenziale (4.3.5) nel modo seguente

$$\frac{d\bar{\varphi}_R}{dt} - \bar{A}\bar{\varphi}_R = G\bar{i}_s \quad (4.3.9)$$

Ritenendo costante, per le approssimazioni fatte, il valore di $\bar{A}$, considerato l'andamento lineare di $\bar{i}_s$, la (4.3.9) può essere riscritta nella forma

¹ Nella pratica il periodo di campionamento assume valori dell'ordine delle decine o centinaia di μs e in tali condizioni l'inerzia meccanica dell'albero fa sì che la costante di tempo meccanica sia maggiore di vari ordini di grandezza rispetto al tempo di campionamento T_C .

² Per quanto esposto nella nota 1, relativamente all'esiguità del tempo di campionamento, risulta anche che la costante di tempo elettrica dei circuiti è normalmente molto maggiore di T_C e ciò rende accettabile l'ipotesi di variazione lineare di $\bar{i}_s$ in un intervallo di campionamento.

$$\frac{d\bar{\varphi}_R}{dt} - \bar{A}\bar{\varphi}_R = G\left(\bar{i}_{Sk} + \frac{\bar{i}_{Sk+1} - \bar{i}_{Sk}}{T_C}t\right). \quad (4.3.10)$$

Risolvendo tale equazione differenziale è possibile determinare il valore di $\bar{\varphi}_{Rk+1}$, ossia ricavare la soluzione $\bar{\varphi}_R(t)$ per $t = T_C$. Essa è fornita dalla seguente espressione

$$\bar{\varphi}_{Rk+1} = \bar{\varphi}_{Rk}e^{\bar{A}T_C} + \frac{G}{\bar{A}}\left(e^{\bar{A}T_C} - 1\right)\bar{i}_{Sk} + \frac{G}{T_C}\left(\frac{\bar{i}_{Sk+1} - \bar{i}_{Sk}}{\bar{A}^2}\right)\left(e^{\bar{A}T_C} - 1 - \bar{A}T_C\right). \quad (4.3.11)$$

Poiché nella pratica i sistemi di controllo digitali sono dotati di microprocessori ad alta velocità di elaborazione che non sono in grado di effettuare calcoli di divisione ed esponenziali, l'equazione (4.3.11) risulta di difficile implementazione. Si ovvia a questo problema ricorrendo ad uno sviluppo in serie di Taylor dei termini esponenziali che compaiono in tale relazione; in particolare a queste funzioni vengono applicate l'approssimazione al primo ordine e al secondo ordine, dalle quali discendono le due versioni dello stimatore in corrente definite rispettivamente del *primo ordine* e del *secondo ordine*.

Considerando l'approssimazione al primo ordine si ha che

$$e^{\bar{A}T_C} = 1 + \bar{A}T_C \quad (4.3.12)$$

da cui risulta

$$\bar{\varphi}_{Rk+1} = \bar{\varphi}_{Rk} + \bar{A}T_C\bar{\varphi}_{Rk} + GT_C\bar{i}_{Sk}. \quad (4.3.13)$$

Tenendo conto delle posizioni effettuate nelle (4.3.8), quest'ultima equazione può essere riscritta nella forma

$$\bar{\varphi}_{Rk+1} = \bar{\varphi}_{Rk} + \left(j\omega_m - \frac{1}{\tau_R}\right)T_C\bar{\varphi}_{Rk} + R_R \frac{M}{L_R}T_C\bar{i}_{Sk}. \quad (4.3.14)$$

La (4.3.14) è l'equazione dello stimatore di flusso in corrente discretizzata e approssimata al primo ordine.

Considerando invece l'approssimazione al secondo ordine risulta

$$e^{\bar{A}T_C} = 1 + \bar{A}T_C + \frac{1}{2}\bar{A}^2T_C^2 \quad (4.3.15)$$

$$\bar{\varphi}_{Rk+1} = \bar{\varphi}_{Rk} + \bar{A}T_C\bar{\varphi}_{Rk} + \frac{1}{2}\bar{A}^2T_C^2\bar{\varphi}_{Rk} + GT_C\bar{i}_{Smk} + \frac{1}{2}G\bar{A}T_C^2\bar{i}_{Sk} \quad (4.3.16)$$

essendo $\bar{i}_{Smk} = \frac{\bar{i}_{Sk} + \bar{i}_{Sk+1}}{2}$ il valor medio assunto dal vettore corrente statorica durante il tempo di campionamento T_C .

La (4.3.16) con le posizioni introdotte nelle (4.3.8) diventa

$$\bar{\varphi}_{Rk+1} = \bar{\varphi}_{Rk} + \left(j\omega_m - \frac{1}{\tau_R}\right)\bar{\varphi}_{Rk}T_C + \left(\frac{1}{2\tau_R^2} - \frac{\omega_m^2}{2} - j\frac{\omega_m}{\tau_R}\right)\bar{\varphi}_{Rk}T_C^2 + \frac{1}{2}R_R\frac{M}{L_R}\left(j\omega_m - \frac{1}{\tau_R}\right)\bar{i}_{Sk}T_C^2 + R_R\frac{M}{L_R}\bar{i}_{Smk}T_C \quad (4.3.17)$$

la quale rappresenta l'equazione dello stimatore di flusso in corrente discretizzata e approssimata al secondo ordine.

4.3.1 Valutazione degli errori introdotti dall'operazione di discretizzazione

Come evidenziato al paragrafo precedente, l'impiego dello stimatore corrente-velocità in un sistema di controllo digitale gestito da microprocessore, rende indispensabile l'effettuazione dell'operazione di campionamento delle grandezze necessarie alla stima del flusso rotorico, nonché quella del flusso stesso, pertanto, come si è già evidenziato, l'equazione differenziale (4.3.5) viene risolta con la (4.3.14) o la (4.3.17) a seconda che vengano adottate rispettivamente l'approssimazione al primo o al secondo ordine.

Al fine di studiare l'errore determinato dall'impiego della soluzione approssimata al posto di quella rigorosa, prendiamo in considerazione un generico funzionamento di regime periodico. Per ogni armonica di frequenza f del sistema delle correnti di macchina, si ha che il vettore corrente statorica è di modulo costante e ruota nel piano

complesso a velocità angolare costante pari alla pulsazione $\omega = 2\pi f$. Esso quindi può essere rappresentato come segue

$$\bar{i}_s(t) = \bar{I}_s e^{j\omega t} . \quad (4.3.1.1)$$

Allo stesso modo per il flusso rotorico si ha

$$\bar{\varphi}_R(t) = \bar{\Phi}_R e^{j\omega t} . \quad (4.3.1.2)$$

Inserendo la (4.3.1.1) e la (4.3.1.2) nella (4.3.5), si ottiene una relazione analoga alla (4.3.7) ricavata al paragrafo precedente

$$\bar{\Phi}_R e^{j\omega t} = \frac{M}{1 + j\omega \tau_R} \bar{I}_s e^{j\omega t} \quad (4.3.1.3)$$

da cui si può dedurre, per l'ordine armonico considerato, il legame fra i due vettori rappresentativi della corrente e del flusso rotorico nel dominio del tempo

$$\bar{\Phi}_R = \frac{M}{1 + j\omega \tau_R} \bar{I}_s . \quad (4.3.1.4)$$

Dal momento che il microprocessore elabora grandezze campionate e quindi discretizzate, nella condizione di regime periodico ipotizzata, per la generica armonica di frequenza f , i vettori corrente e flusso all'istante k sono

$$\begin{aligned} \bar{i}_{Sk} &= \bar{I}_S^D e^{j\omega k T_C} \\ \bar{\varphi}_{Rk} &= \bar{\Phi}_R^D e^{j\omega k T_C} \end{aligned} \quad (4.3.1.5)$$

dove i vettori rappresentativi delle grandezze discretizzate sono stati indicati con l'apice ^D. Per comprendere il legame tra i vettori che compaiono nelle (4.3.1.5), dal momento che il flusso rotorico è quello stimato, nella seconda di queste due relazioni occorre inserire al posto di tale vettore l'espressione che ne consente la stima.

Le equazioni (4.3.14) e (4.3.17) si possono porre in una forma più compendiosa nel modo seguente

$$\bar{\varphi}_{Rk+1} = \bar{\varphi}_{Rk} \bar{B} + \bar{i}_{Sk} \bar{C} + \bar{i}_{Sk+1} \bar{D} \quad (4.3.1.6)$$

dove i coefficienti $\bar{B}, \bar{C}, \bar{D}$ assumono valori diversi a seconda che venga utilizzata l'espressione esatta, quella approssimata al primo ordine o quella approssimata al secondo ordine. I valori di tali coefficienti sono quelli riportati nella tabella che segue

Coefficiente	Soluzione esatta	Approssimazione al primo ordine	Approssimazione al secondo ordine
$\bar{B}$	$e^{\bar{A}T_c}$	$1 + \bar{A}T_c$	$1 + \bar{A}T_c + (\bar{A}T_c)^2 / 2$
$\bar{C}$	$(1 - e^{\bar{A}T_c} + \bar{A}T_c e^{\bar{A}T_c}) G \bar{A}^2 T_c$	$(GT_c + G \bar{A} T_c^2) / 2$	$(GT_c + G \bar{A} T_c^2) / 2$
$\bar{D}$	$(-1 - \bar{A}T_c + e^{\bar{A}T_c}) G \bar{A}^2 T_c$	$GT_c / 2$	$GT_c / 2$

Se ora inseriamo la (4.3.1.5) nella (4.3.1.6) otteniamo

$$\bar{\Phi}_R^D e^{j\omega k T_c} = \bar{\Phi}_R^D e^{j\omega k T_c} \bar{B} + \bar{I}_S e^{j\omega k T_c} \bar{C} + \bar{I}_S e^{j\omega k T_c} e^{j\omega T_c} \bar{D} \quad (4.3.1.7)$$

da cui si desume

$$\bar{\Phi}_R^D = \bar{I}_S \frac{\bar{C} + \bar{D} e^{j\omega T_c}}{e^{j\omega T_c} \bar{B} - 1}. \quad (4.3.1.8)$$

Si può dimostrare che passando al limite della (4.3.1.8) per T_c tendente a zero risulta

$$\bar{\Phi}_R^D \xrightarrow{T_c \rightarrow 0} \bar{\Phi}_R. \quad (4.3.1.9)$$

Questo risultato conferma che l'errore sul vettore flusso discretizzato è dovuto al campionamento, infatti con $T_C \rightarrow 0$ la grandezza assume lo stesso valore del caso continuo. Nel caso in cui i coefficienti della (4.3.1.6) siano quelli previsti dalla soluzione esatta, non si ottiene tuttavia l'uguaglianza rigorosa fra $\overline{\Phi}_R$ e $\overline{\Phi}_R^D$ perché il valore di questi coefficienti si rifà ad una soluzione che è stata ricavata sotto l'ipotesi semplificativa che il vettore corrente subisse una variazione lineare in un intervallo di campionamento, quando invece nella realtà esso sarebbe animato di moto circolare uniforme sul piano complesso e le sue parti reale e immaginaria avrebbero andamento sinusoidale nel tempo. Nella pratica però, come si può notare dai grafici delle figure 4.1 e 4.2, l'approssimazione di linearità della corrente è molto buona, cosicché sostanzialmente i due vettori $\overline{\Phi}_R$ e $\overline{\Phi}_R^D$ coincidono.

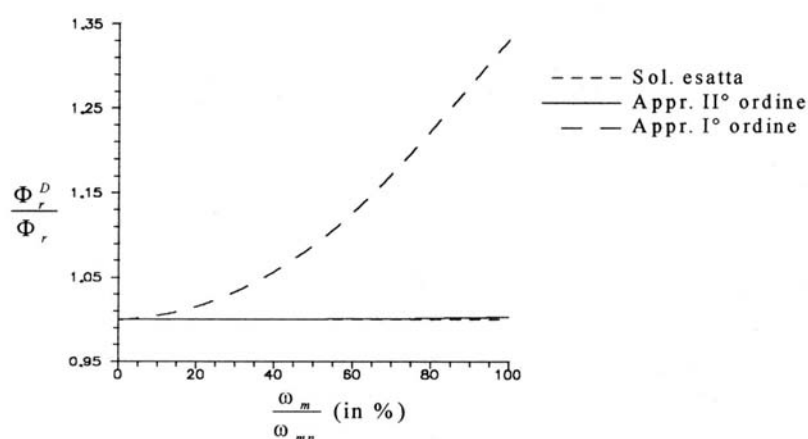


Figura 4.1 - Errore sul modulo del flusso introdotto dall'operazione di discretizzazione

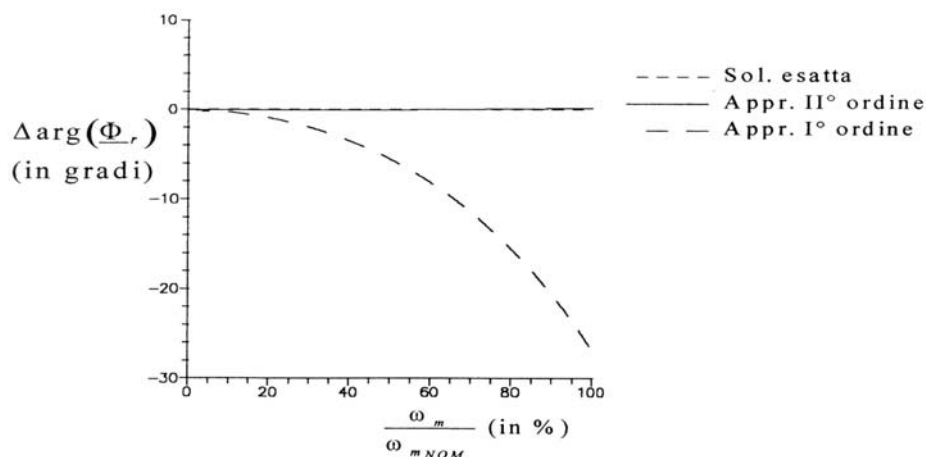


Figura 4.2 - Errore sull'argomento del flusso introdotto dall'operazione di discretizzazione

Infatti se andiamo a sostituire nella (4.3.1.6) i coefficienti riportati nella tabella possiamo valutare l'errore commesso dall'operazione di discretizzazione facendo la differenza fra il vettore $\bar{\Phi}_R$ che rappresenta il flusso rotorico reale e il vettore $\bar{\Phi}_R^D$ che rappresenta il flusso rotorico stimato. Nelle figure 4.1 e 4.2 sono riportati rispettivamente gli andamenti dell'errore di modulo e di fase commessi per l'armonica fondamentale in funzione della velocità di rotazione, ipotizzando che la macchina lavori allo scorrimento nominale.

Come si può osservare dalle stesse figure, la differenza fra la soluzione esatta e la soluzione approssimata al secondo ordine è molto piccola, pertanto, in una applicazione pratica in cui all'interno di un algoritmo di controllo per una macchina asincrona venga implementato lo stimatore basato sul modello in corrente, conviene utilizzare tale soluzione approssimata, la quale limita l'errore rispetto alla versione al primo ordine e al tempo stesso non appesantisce troppo il carico computazionale del sistema dal momento che richiede non molte istruzioni di programma in più.

L'equazione approssimata al primo ordine dal canto suo, pur determinando in generale significativi errori sulla stima del flusso, per velocità molto basse introduce imprecisioni di stima piuttosto limitate, pertanto, per un azionamento usato esclusivamente a basse velocità, potrebbe essere sufficiente l'implementazione di quest'ultima, con un risparmio sul numero di istruzioni necessarie e quindi con una maggiore economia sul tempo di calcolo.

4.3.2 Errori di stima causati dall'errata valutazione dei parametri di macchina

Riprendiamo l'equazione (4.3.7) relativa ad un funzionamento di regime sinusoidale della macchina, ritornando ad indicare per comodità le grandezze di regime con la lettera minuscola

$$\bar{\varphi}_R = \frac{M \bar{i}_s}{1 + j\omega^r \tau_R} \quad (4.3.2.1)$$

e sostituiamola nell'equazione che lega la coppia elettromagnetica al flusso rotorico e alla pulsazione di scorrimento

$$C_{EM} = \frac{p}{R_R} \omega^r \varphi_R^2 = p \frac{M^2}{L_R} \frac{\omega^r \tau_R}{1 + (\omega^r \tau_R)^2} i_S^2. \quad (4.3.2.2)$$

Analizziamo ora la sensibilità della stima del flusso rotorico e della coppia alle variazioni dei due parametri τ_R e M e della velocità angolare elettrica ω_m .

Iniziamo valutando la sensibilità parametrica al valore della resistenza rotorica R_R , osservando che un errore sul valore di tale parametro comporta anche un errore sulla costante di tempo rotorica τ_R , e calcoliamo la variazione del flusso stimato, rapportata al flusso stesso, corrispondente ad una variazione infinitesima di quest'ultimo parametro

$$\Delta \bar{\varphi}_R = \frac{\partial \bar{\varphi}_R}{\partial \tau_R} \Delta \tau_R \quad ; \quad \Delta C_{EM} = \frac{\partial C_{EM}}{\partial \tau_R} \Delta \tau_R. \quad (4.3.2.3)$$

Procedendo con i calcoli si ottiene

$$\begin{aligned} \frac{\Delta \bar{\varphi}_R}{\bar{\varphi}_R} &= - \frac{j \omega^r \tau_R}{1 + j \omega^r \tau_R} \frac{\Delta \tau_R}{\tau_R} \\ \frac{\Delta C_{EM}}{C_{EM}} &= \frac{1 + 2 \omega^r \tau_R - (\omega^r \tau_R)^2}{1 + (\omega^r \tau_R)^2} \frac{\Delta \tau_R}{\tau_R}. \end{aligned} \quad (4.3.2.4)$$

Si può ora calcolare l'errore in p.u. sulle grandezze stimate corrispondente a un errore in p.u. della costante di tempo rotorica τ_R (ovvero R_R) pari a $\alpha = \tau_R^* / \tau_R = R_R / R_R^*$, avendo indicato con l'asterisco le grandezze stimate. Dallo sviluppo delle equazioni del flusso rotorico e della coppia si ottiene

$$\begin{aligned} \frac{\varphi_R^*}{\varphi_R} &= \sqrt{\frac{1 + (\omega^r \tau_R)^2}{1 + \alpha^2 (\omega^r \tau_R)^2}} \\ \frac{C_{EM}^*}{C_{EM}} &= \alpha \frac{1 + (\omega^r \tau_R)^2}{1 + \alpha^2 (\omega^r \tau_R)^2}. \end{aligned} \quad (4.3.2.5)$$

Nelle figure 4.3 e 4.4 sono riportati gli andamenti degli errori risultanti dalle (4.3.2.5). Osservando questi grafici si nota che per bassi valori della pulsazione rotorica ω^r la stima del flusso non è soggetta ad errori, mentre la stima della coppia, per valori di ω^r attorno al valore nominale, è affetta da errori di valore modesto. È da notare che il valore della pulsazione di scorrimento ω^r è strettamente legato a quello della coppia dalla (4.3.2.2). Poiché a caldo la resistenza rotorica può arrivare fino al 150% del valore che tale parametro assume a macchina fredda, il corrispondente valore di τ_R può essere ridotto anche del 70%. Per tale motivo nella rappresentazione degli andamenti illustrati nei grafici si è considerata una variazione del parametro α da 0.7 a 1.5.

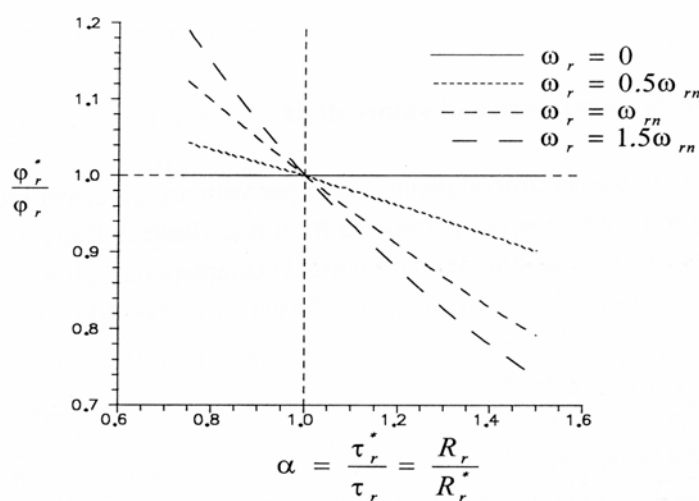


Figura 4.3 - Andamento dell'errore sul flusso rotorico in funzione dell'errore sulla resistenza rotorica

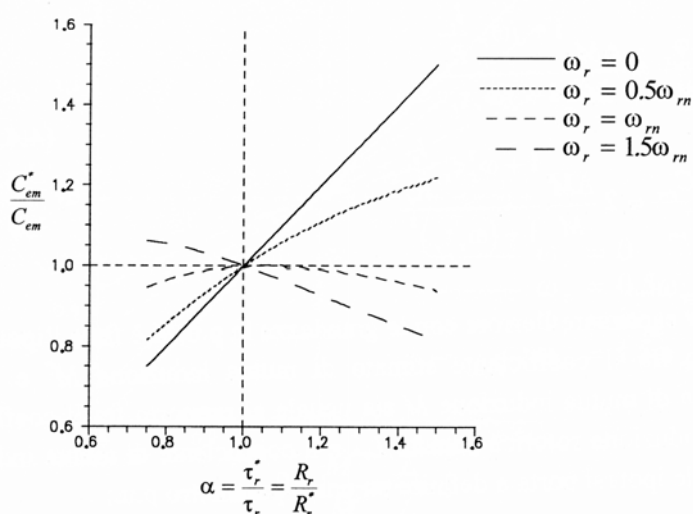


Figura 4.4 - Andamento dell'errore sulla coppia elettromagnetica in funzione dell'errore sulla resistenza rotorica

Con un procedimento analogo a quello adottato per valutare gli errori introdotti dalla imprecisione di stima della resistenza rotorica, si può ricavare l'errore determinato dall'imprecisione di stima del coefficiente di mutua induzione M (naturalmente a parità di valore di tutti gli altri parametri), considerato che esso influisce su τ_R per mezzo del legame espresso dalla relazione

$$\tau_R = \frac{L_R}{R_R} = \frac{l_{DR} + M}{R_R}. \quad (4.3.2.6)$$

Ora sviluppando i calcoli sotto l'ipotesi di piccole variazioni, così da poter applicare il differenziale mantenendo un'approssimazione accettabile, per gli errori relativi causati da M sul flusso rotorico e sulla la coppia si ha

$$\begin{aligned} \frac{\Delta \bar{\varphi}_R}{\bar{\varphi}_R} &= \frac{\Delta M}{M} \frac{1 + j\omega^r \frac{l_{DR}}{R_R}}{1 + j\omega^r \tau_R} \\ \frac{\Delta C_{EM}}{C_{EM}} &= 2 \frac{\Delta M}{M} \frac{1 + \omega^{r^2} \tau_R \frac{l_{DR}}{R_R}}{1 + (\omega^r \tau_R)^2}. \end{aligned} \quad (4.3.2.7)$$

Volendo poi valutare l'errore per mezzo di grandezze espresse in p.u., si fa l'ulteriore ipotesi che il rapporto fra il coefficiente stimato M^* e il vero coefficiente M sia uguale al rapporto fra il coefficiente rotorico stimato L_R^* e il coefficiente rotorico reale L_R . Con ciò si arriva a definire un unico parametro in p.u. in funzione del quale si ricavano le seguenti espressioni

$$\begin{aligned} \frac{\varphi_R^*}{\varphi_R} &= \beta \sqrt{\frac{1 + (\omega^r \tau_R)^2}{1 + \beta^2 (\omega^r \tau_R)^2}} \\ \frac{C_{EM}^*}{C_{EM}} &= \beta^2 \frac{1 + (\omega^r \tau_R)^2}{1 + \beta^2 (\omega^r \tau_R)^2}. \end{aligned} \quad (4.3.2.8)$$

Gli andamenti di queste due grandezze al variare di β sono riportati nelle figure 4.5 e 4.6. Si nota che il campo di variazione dell'errore sul parametro M è solitamente più

piccolo di quello sulla resistenza rotorica R_r , per cui nelle figure suddette il parametro β varia su un intervallo meno esteso di quello considerato per il parametro α .

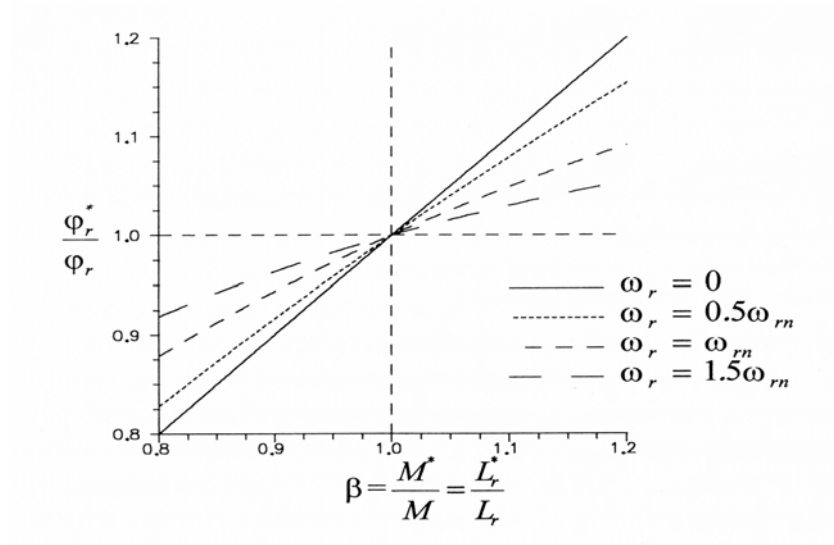


Figura 4.5 - Andamento dell'errore sul flusso rotorico in funzione dell'errore sul parametro M

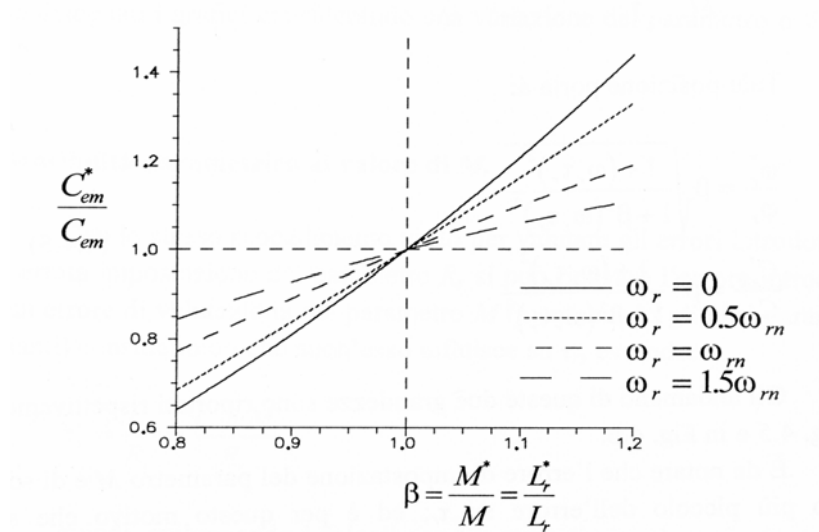


Figura 4.6 - Andamento dell'errore sulla coppia elettromagnetica in funzione dell'errore sul parametro M

Consideriamo infine l'influenza dell'errore sulla misura della velocità angolare di rotazione ω_m . Esso comporta un errore sulla stima della pulsazione del flusso rotorico ω^r , il cui valore è pari alla differenza tra la pulsazione di alimentazione ω e la stessa ω_m , che può essere studiato allo stesso modo degli errori precedentemente considerati. Sviluppando i calcoli si ottiene

$$\begin{aligned}\frac{\Delta \bar{\varphi}_R}{\bar{\varphi}_R} &= \frac{j \tau_R \omega_m}{1 + j \tau_R \omega_m} \frac{\Delta \omega_m}{\omega_m} \\ \frac{\Delta C_{EM}}{C_{EM}} &= - \frac{1 - (\omega^r \tau_R)^2}{1 + (\omega^r \tau_R)^2} \frac{\omega_m}{\omega^r} \frac{\Delta \omega_m}{\omega_m}\end{aligned}\quad (4.3.2.9)$$

Se ora si pone $\gamma = \frac{\omega_m^*}{\omega_m}$, l'espressione dell'errore riferito alle grandezze in p.u. risulta essere

$$\begin{aligned}\frac{\varphi_R^*}{\varphi_R} &= \sqrt{\frac{1 + (\omega^r \tau_R)^2}{1 + [\omega^r + (1 - \gamma)\omega_m]^2 \tau_R^2}} \\ \frac{C_{EM}^*}{C_{EM}} &= \left[1 + (1 - \gamma) \frac{\omega_m}{\omega^r} \right] \frac{1 + (\omega^r \tau_R)^2}{1 + [\omega^r + (1 - \gamma)\omega_m]^2 \tau_R^2}.\end{aligned}\quad (4.3.2.10)$$

Allo scopo di visualizzare gli errori nel modo più vantaggioso possibile è opportuno esprimere l'errore di flusso in p.u. e l'errore di velocità in valore assoluto. Tenendo conto che vale la relazione

$$(1 - \gamma)\omega_m = \left(1 - \frac{\omega_m^*}{\omega_m} \right) \omega_m = \omega_m - \omega_m^* = -\Delta \omega_m \quad (4.3.2.11)$$

le (4.3.2.10) diventano

$$\begin{aligned}\frac{\varphi_R^*}{\varphi_R} &= \sqrt{\frac{1 + (\omega^r \tau_R)^2}{1 + (\omega^r - \Delta \omega_m)^2 \tau_R^2}} \\ \frac{C_{EM}^*}{C_{EM}} &= \left(\frac{\omega^r - \Delta \omega_m}{\omega^r} \right) \frac{1 + (\omega^r \tau_R)^2}{1 + (\omega^r - \Delta \omega_m)^2 \tau_R^2}.\end{aligned}\quad (4.3.2.12)$$

Nelle figure 4.7 e 4.8 sono mostrati i grafici che rappresentano rispettivamente l'errore di flusso rotorico in p.u. e l'errore di coppia in p.u. in funzione dell'errore di velocità espresso in percentuale della velocità di rotazione nominale. A proposito dell'errore di coppia, si nota dalla seconda delle (4.3.2.9) come esso sia direttamente proporzionale

all'errore assoluto sulla misura di tale grandezza e come nel grafico che ne illustra l'andamento sia escluso il caso a cui corrisponde pulsazione di scorrimento nulla. Quest'ultima circostanza è da attribuirsi al fatto che quando ω^r tende a zero, la coppia tende analogamente ad annullarsi e quindi l'errore relativo ad assumere un valore infinito a cui non corrisponde alcun significato fisico.

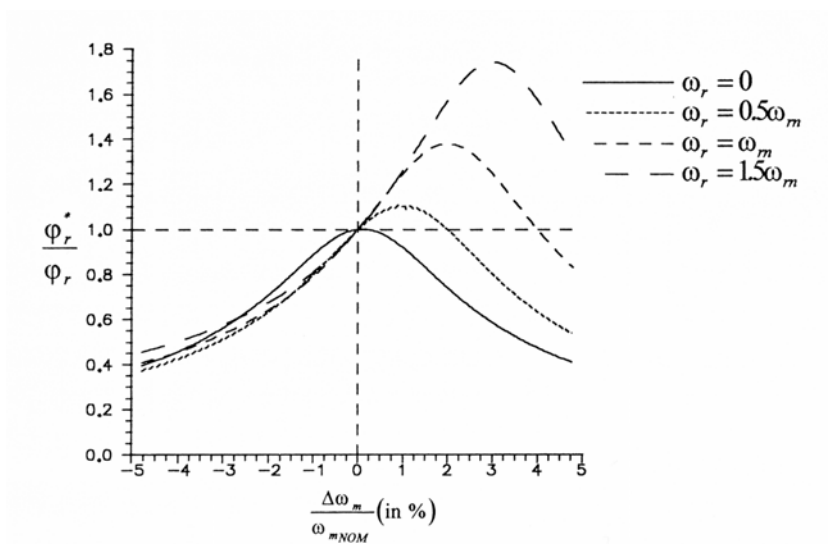


Figura 4.7 - Andamento dell'errore sul flusso rotorico in funzione dell'errore sulla velocità di rotazione

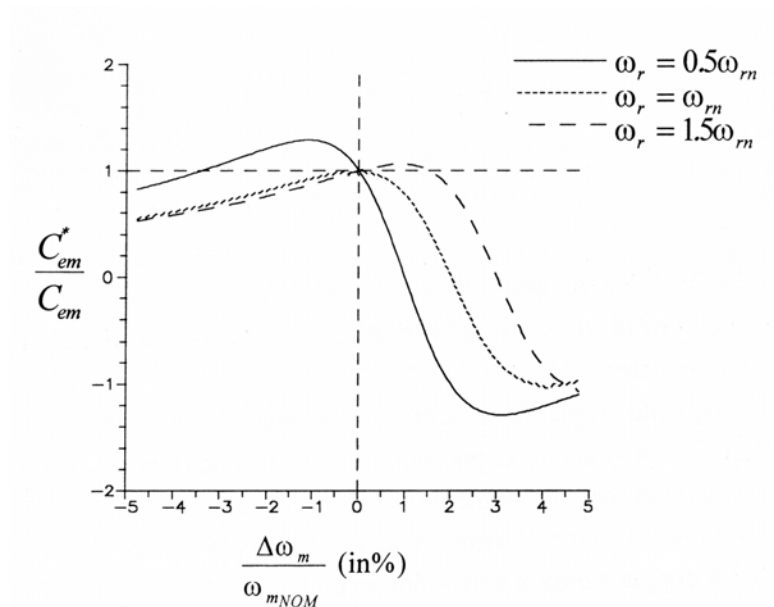


Figura 4.8 - Andamento dell'errore sulla coppia elettromagnetica in funzione dell'errore sulla velocità di rotazione

Come si può osservare dagli andamenti riportati nelle figure, risulta che la stima del flusso rotorico e della coppia sono molto sensibili all'errore assoluto sul segnale di velocità. Questo è il limite più grosso dello stimatore basato sul modello in corrente. Alle basse velocità solitamente l'errore assoluto sulla misura di ω_m è modesto e lo stimatore corrente-velocità dà buone prestazioni, ma quando questa raggiunge valori più elevati, tipicamente da quello nominale in su, tale errore assoluto viene ad assumere un valore non più trascurabile e ciò influenza pesantemente la stima; infatti, come si può notare dal grafico della figura 4.7, in corrispondenza della velocità nominale, può bastare un errore sulla velocità del 2-3% per produrre un flusso rotorico stimato il cui valore è del 40% più alto di quello vero. Contestualmente, poiché la stima del flusso rotorico condiziona anche quella della coppia, si ha che a fronte di un simile errore sul flusso la coppia stimata è addirittura di segno opposto a quella reale, come dimostra il grafico di figura 4.8.

4.4 Stimatore corrente-tensione

Un tipo di stimatore alternativo a quello appena visto e largamente diffuso nel controllo delle macchine asincrone è lo stimatore corrente-tensione, altrimenti detto semplicemente *stimatore in tensione*. La sua denominazione deriva dal fatto che esso per la stima del flusso necessita della misura della tensione applicata al motore e della corrente assorbita dalle sue fasi. Lo stimatore in questione viene impiegato essenzialmente negli azionamenti denominati *sensorless*, ovvero privi di sensori di posizione o di velocità posti sull'albero del motore, in quanto esso non abbisogna della misura di nessuna di tali due grandezze per procedere alla stima del flusso, anche se questo, soprattutto alle basse velocità, comporta una maggiore imprecisione rispetto allo stimatore basato sul modello in corrente. D'altra parte la mancanza di un trasduttore calettato sull'albero della macchina costituisce un elemento di indubbio interesse che depone a favore dello stimatore in tensione, sia per questioni di convenienza economica dell'azionamento, sia per motivi di robustezza e di semplicità del medesimo.

Vediamo il principio di funzionamento di questo stimatore di flusso. Dalle equazioni di macchina risultano le seguenti relazioni

$$\begin{cases} \frac{d\bar{\varphi}_S}{dt} = \bar{v}_S - R_S \bar{i}_S \\ \bar{\varphi}_R = \frac{L_R}{M} \bar{\varphi}_S - \frac{L_S L_R \sigma}{M} \bar{i}_S \end{cases} \quad (4.4.1)$$

Se in esse al posto delle componenti complesse delle tensioni di macchina e delle correnti reali, nonché al posto dei parametri reali, si introducono i loro valori misurati e stimati, le variabili $\bar{\varphi}_S$ e $\bar{\varphi}_R$ divengono le componenti complesse dei flussi statorici e dei flussi rotorici stimati, le quali, per essere distinte dalle grandezze vere, verranno indicate nel seguito con $\tilde{\varphi}_S$ e $\tilde{\varphi}_R$ rispettivamente. In questo modo la prima delle (4.4.1) diviene *l'equazione dello stimatore corrente-tensione* o più semplicemente *l'equazione dello stimatore in tensione*. Considerando il vettore $\bar{\varphi}_S$ come variabile di stato, il vettore $\bar{\varphi}_R$ come variabile d'uscita e assumendo $\bar{v}_S$ e $\bar{i}_S$ come variabili di ingresso, il sistema precedente risulta espresso in forma di stato e può essere tradotto nello schema a blocchi rappresentato nella figura seguente.

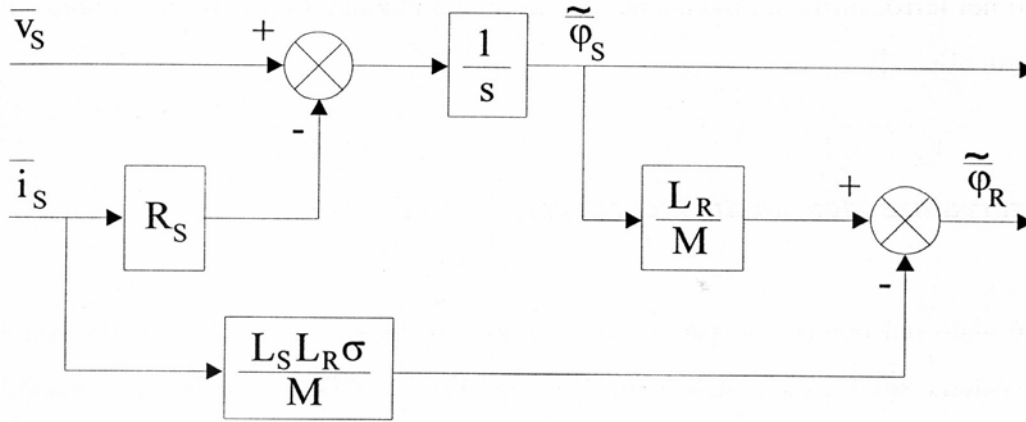


Figura 4.9 - Schema a blocchi del modello matematico della macchina asincrona in forma di stato

Nell'ipotesi che tensioni, correnti e resistenza statorica vengano misurate senza alcuna imprecisione, definito l'errore di stima introdotto dallo stimatore in tensione come

$$\bar{E} = \tilde{\varphi}_S - \bar{\varphi}_S \quad (4.4.2)$$

si ha evidentemente

$$\frac{d\bar{E}}{dt} = 0 \quad (4.4.3)$$

ovvero l'errore di stima è costante nel tempo. Questo si deve al fatto che non essendo il flusso statorico una grandezza direttamente misurabile, non è nota la condizione iniziale sul valore di $\tilde{\varphi}_s$. Se le misure delle tensioni e delle correnti, come accade nella realtà, anziché essere ideali sono affette da errori aleatori e sistematici, non è affatto garantito che lo stimatore in tensione abbia un comportamento stabile. Se infatti supponiamo che la misura del vettore corrente sia affetta da un errore sistematico di offset costante nel tempo e pari a $\bar{i}_0$, l'errore di stima diverge, in quanto si ha

$$\frac{d\bar{E}}{dt} = -R_s \bar{i}_0. \quad (4.4.4)$$

Nonostante ciò questo stimatore, il quale opera totalmente in catena aperta, viene frequentemente impiegato nel campo degli azionamenti elettrici, in quanto normalmente esso viene inserito all'interno di un sistema di controllo in catena chiusa che per mezzo del suo anello di retroazione ne stabilizza il funzionamento; a questo effetto stabilizzante contribuisce anche la saturazione magnetica del ferro della macchina e il fatto che prima dell'avviamento del sistema il flusso all'interno della medesima è nullo e quindi è noto lo stato iniziale del modello rappresentato nello schema a blocchi di figura 4.9.

Lo stimatore qui descritto, oltre al fatto di essere assai semplice da implementare in un sistema digitale di controllo, ha la caratteristica fondamentale di fornire buone prestazioni in termini di precisione di stima nel funzionamento a velocità medio-alta, ma di essere assai impreciso quando la macchina lavora ai bassi regimi, a causa dell'incertezza sul valore della resistenza statorica.

A supporto di quest'ultima affermazione, indichiamo con $\tilde{R}_s$ la resistenza statorica misurata e con ΔR_s lo scarto fra questa e la resistenza statorica reale, ossia supponiamo che sia

$$R_s = \tilde{R}_s + \Delta R_s. \quad (4.4.5)$$

Con ciò si ha che l'errore nella stima del flusso statorico soddisfa l'equazione

$$\frac{d\bar{E}}{dt} = \Delta R_s \bar{i}_s \quad (4.4.6)$$

Supponendo di lavorare in condizioni di regime sinusoidale la (4.4.6) porge

$$\bar{E}(t) = \Delta R_s \int_0^t \bar{i}_s(\tau) d\tau = \frac{\Delta R_s}{j\omega} \bar{I}_s e^{j\omega t} = \frac{\Delta R_s}{j\omega} \bar{i}_s \quad (4.4.7)$$

con l'ipotesi che sia $\bar{E}(0) = 0$.

La (4.4.7) conferma quanto asserito, evidenziando un legame di proporzionalità inversa tra l'errore di stima e la pulsazione di alimentazione, ovviamente legata alla velocità di rotazione della macchina. A conclusione di questo paragrafo si osserva che normalmente gli schemi di controllo basati sulla stima del flusso operata da questo stimatore in catena aperta, consentono di ottenere buone prestazioni dell'azionamento a cui vengono applicati soltanto per velocità superiori ad un certo limite prossimo al valore nominale. Al di sotto di quest'ultimo, il flusso statorico di macchina viene sovrastimato e la coppia erogata all'albero del motore risulta inferiore a quella desiderata.

4.5 *Stimatore in tensione retroazionato*

Come si è visto nel precedente paragrafo, lo stimatore corrente-tensione, basato sul modello della macchina in forma di stato, agisce in catena aperta, cioè per la stima del flusso impiega le sole variabili di ingresso e non tiene in alcun conto l'effettivo stato del sistema osservato. Per evitare gli inconvenienti a cui questa circostanza conduce, una soluzione diffusa è quella di confrontare l'uscita del modello in forma di stato con la stima corrispondente. La differenza fra questa uscita e il valore stimato, presente a causa degli inevitabili errori di stima, può venire amplificata per mezzo di una costante di guadagno G ed essere utilizzata come ingresso all'equazione statorica del modello per correggere la stima stessa. Con questa semplice operazione di chiusura di un anello di retroazione sulla variabile di uscita del modello, si ottiene quello che viene definito

lo stimatore in tensione retroazionato, il cui schema generale è quello riportato nella figura 4.10.

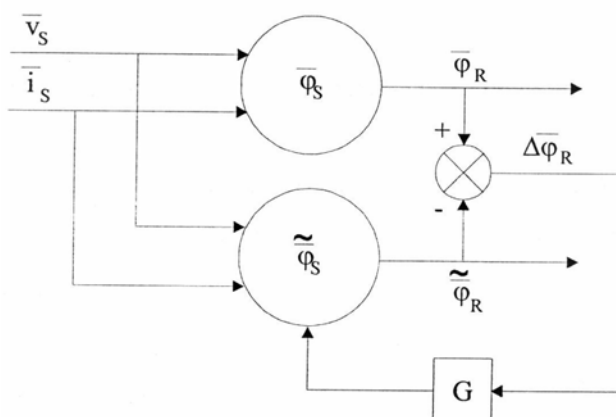


Figura 4.10 - Schema generale dello stimatore in tensione retroazionato

Le equazioni che descrivono matematicamente tale stimatore sono le seguenti

$$\begin{cases} \frac{d\tilde{\varphi}_S}{dt} = \bar{v}_S - R_S \bar{i}_S + G(\bar{\varphi}_R - \tilde{\varphi}_R) \\ \tilde{\varphi}_R = \frac{L_R}{M} \tilde{\varphi}_S - \frac{L_S L_R \sigma}{M} \bar{i}_S \end{cases} \quad (4.4.8)$$

Esse si possono tradurre graficamente nel seguente schema a blocchi

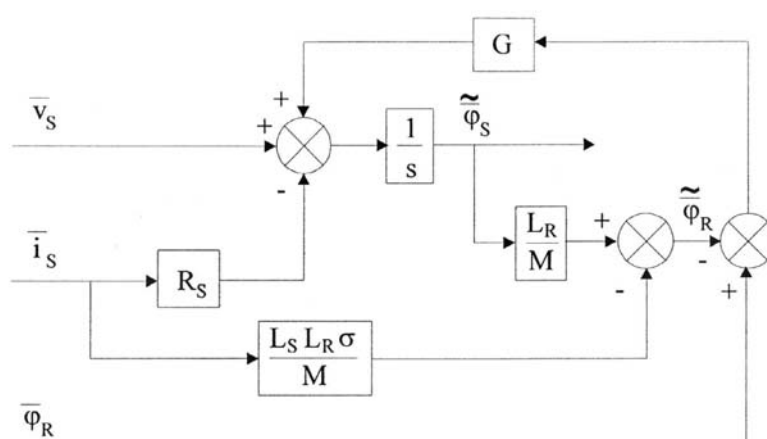


Figura 4.11 - Schema a blocchi dello stimatore in tensione retroazionato

Analizzando l'errore di stima commesso da questo tipo di stimatore, si deduce immediatamente dalle equazioni del modello che esso soddisfa alla relazione

$$\frac{d\bar{E}}{dt} = -G \frac{L_R}{M} \bar{E} \quad (4.4.9)$$

dalla quale si desume che per $G > 0$ il sistema agli errori è asintoticamente stabile.

Si osserva che in pratica lo stimatore in tensione retroazionato non è altro che un modello del sistema sotto osservazione che si corregge autonomamente per mezzo della retroazione esistente tra la propria uscita e quella del sistema stesso. Tale retroazione non solo informa il modello sul comportamento effettivo del sistema ma ne aumenta anche la prontezza di risposta, rendendo lo stimatore idoneo ad inseguirne l'evoluzione nel tempo. Per dare un'idea dell'effetto stabilizzante introdotto dalla retroazione, rispetto allo stimatore in catena aperta, supponiamo ancora una volta che la misura del vettore corrente di macchina sia affetta da un offset costante nel tempo e pari a $\bar{i}_0$. L'errore di stima del flusso statorico in questo caso è fornito dall'equazione

$$\frac{d\bar{E}}{dt} = -R_s \bar{i}_0 + G \left(-\frac{L_R}{M} \bar{E} + \frac{\sigma L_s L_R}{M} \bar{i}_0 \right) \quad (4.4.10)$$

la quale trasformata secondo Laplace diviene

$$\bar{E} = \frac{-R_s + G \frac{\sigma L_s L_R}{M} \bar{i}_0}{s + G \frac{L_R}{M}} \frac{\bar{i}_0}{s}. \quad (4.4.11)$$

Poichè la (4.4.11) rappresenta la risposta di un sistema del primo ordine ad una eccitazione costante, risulta dunque che l'errore $\bar{E}$ non diverge, ma a regime tende anch'esso ad un valore costante, come si evince applicando il teorema del valore finale

$$\bar{E}(t)_{t \rightarrow \infty} = \lim_{s \rightarrow 0} s \bar{E}(s) = \left(\sigma L_s - \frac{R_s M}{G L_R} \right) \bar{i}_0. \quad (4.4.12)$$

Alle considerazioni svolte va aggiunto che questo tipo di stimatore, comportandosi come un sistema dinamico del primo ordine, esercita sul modello una azione di filtro di tipo passa-basso, cosa che gli consente di filtrare un eventuale rumore ad alta frequenza sulle grandezze stimate; tuttavia non può essere direttamente utilizzato così com'è in uno schema di controllo, in quanto non è nota la misura del flusso rotorico. Nonostante questo le ottime caratteristiche dello stimatore in tensione retroazionato si conservano in larga parte se al posto del vero valore del flusso rotorico si utilizza una sua stima. Infatti se l'algoritmo di controllo del motore preposto alla regolazione della tensione applicata alla macchina, in funzione del suo stato e dei riferimenti di coppia e flusso imposti, funziona sufficientemente bene, allora il modulo del flusso rotorico reale è approssimabile con quello del flusso rotorico di riferimento, mentre la fase $\mathcal{G}_r$ rimane quella stimata dallo stimatore. In questo caso il vettore flusso rotorico può essere espresso come segue

$$\overline{\varphi}_R \cong \varphi_{R\text{ REF}} e^{jg_R} \quad (4.4.13)$$

e lo schema a blocchi dello stimatore diviene quello dello stimatore in tensione retroazionata modificato riportato nella figura 4.12.

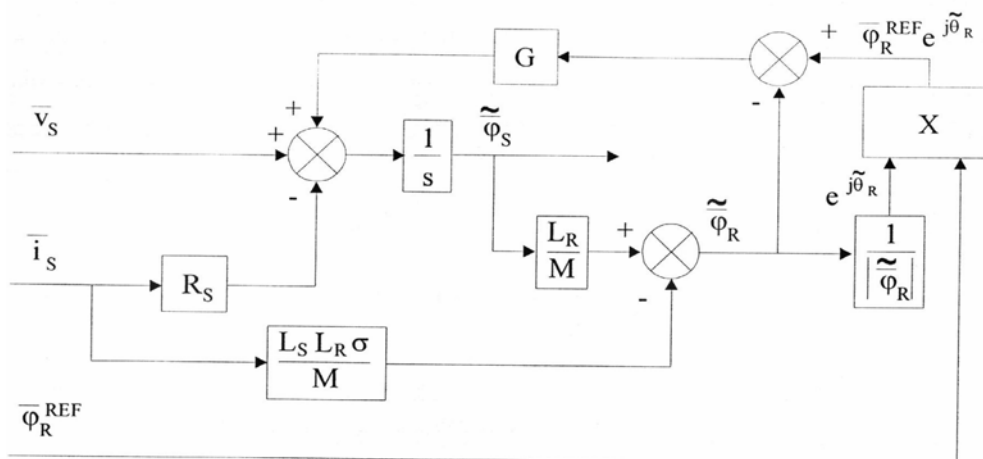


Figura 4.12 - Schema a blocchi dello stimatore in tensione retroazionato modificato

Capitolo 5

La modulazione della tensione impressa con la tecnica SVM

5.1 Introduzione

I concetti sviluppati nei capitoli della parte prima hanno permesso di giungere alle leggi che correlano, per ogni velocità di rotazione, la coppia elettromagnetica ed il flusso richiesti alla macchina asincrona al sistema di correnti o di tensioni con cui essa deve essere alimentata. Ricavate tali leggi occorre ora individuare le strategie più opportune che consentano a queste correnti o tensioni di essere effettivamente applicate per mezzo dei tradizionali convertitori elettronici statici. Fra questi ultimi quelli di maggiore interesse nelle applicazioni che fanno uso di motori asincroni, in particolare nel campo della trazione elettrica, sono gli *inverter trifase a tensione impressa*, indicati comunemente con la sigla VSI (Voltage Source Inverter). Questi ultimi per loro natura sono dei convertitori DC/AC che operano come regolatori di tensione diretti, ovvero come dispositivi che alimentati da una tensione continua applicata in ingresso consentono di regolare in modo diretto la tensione in uscita. Nondimeno essi possono funzionare come regolatori di corrente indiretti, ossia come convertitori che agendo sul carico alimentato per mezzo di un sistema di tensioni controllate in modo diretto, obbligano indirettamente la corrente in esso circolante ad assumere valori comunque dipendenti dalle modalità con cui i convertitori medesimi vengono comandati. Per quanto visto nella teoria, risulta chiaro che la modalità di impiego degli inverter come regolatori di tensione è quella richiesta negli azionamenti a controllo diretto di coppia, in cui la variabile controllata è la componente complessa delle tensioni applicate alle fasi della macchina, mentre l'utilizzo come regolatori di corrente è quello richiesto negli azionamenti a controllo vettoriale, in cui la variabile controllata è la componente complessa delle correnti da essa assorbite.

Indipendentemente dal tipo di grandezza regolata dall'inverter, si ha comunque che il problema fondamentale relativo al suo impiego in un sistema di controllo è quello di stabilire il modo in cui esso deve essere comandato per produrre un sistema di tensioni in uscita che coincida con il sistema delle tensioni di riferimento che sia negli algoritmi derivati dalle tecniche a controllo diretto di coppia, sia in quelli derivati dalle tecniche a controllo vettoriale, viene generato come output finale.

Il presente capitolo è dedicato proprio all'analisi di questo problema, il quale comunemente va sotto il nome di *problema della modulazione della tensione impressa*. All'atto pratico esso consiste nell'individuare la *legge di commutazione* dell'inverter, ovvero la legge che correla l'evoluzione temporale del vettore tensione statorica $\bar{v}_s$, che si vuole applicare al motore alla sequenza delle commutazioni degli interruttori statici dai quali il convertitore è costituito. In questo contesto, nel presente capitolo e in quello successivo, verranno dapprima illustrate due tecniche di modulazione ormai piuttosto consolidate nel campo degli azionamenti elettrici, ossia la SVM (Space Vector Modulation) e la DTC (Direct Torque Control), per poi passare al capitolo in cui verrà presentata una tecnica innovativa denominata DSVM (Discrete Space Vector Modulation), la quale, per quanto si vedrà, collocandosi concettualmente tra la tecnica DTC e la SVM, costituisce un compromesso in grado di coniugare le migliori peculiarità di entrambe queste modalità di modulazione. Prima di entrare nel merito della tecnica SVM, si ritiene tuttavia utile richiamare nel primo paragrafo lo schema circuitale di un inverter trifase di tipo VSI e ricordare quali sono le particolarità più importanti che ne caratterizzano il funzionamento.

5.2 *L'inverter trifase a tensione impressa*

L'inverter trifase a tensione impressa è un convertitore DC/AC del tipo rappresentato in figura 5.1, costituito da tre rami muniti ciascuno di due interruttori statici comandati in modo complementare. Con riferimento all'inverter VSI utilizzato per lo sviluppo e la verifica sperimentale degli algoritmi di controllo che verranno descritti nel seguito di questo lavoro, consideriamo la rete di commutazione del convertitore composta da sei transistori di potenza ideali di tipo IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) dotati dei relativi diodi di libera circolazione in antiparallelo. Gli IGBT in questione vengono comandati tramite uno stadio *driver* realizzato con transistori ad effetto di campo che

consentono tempi di commutazione molto contenuti e che garantiscono l'isolamento galvanico tra la sezione di comando e quella di potenza.

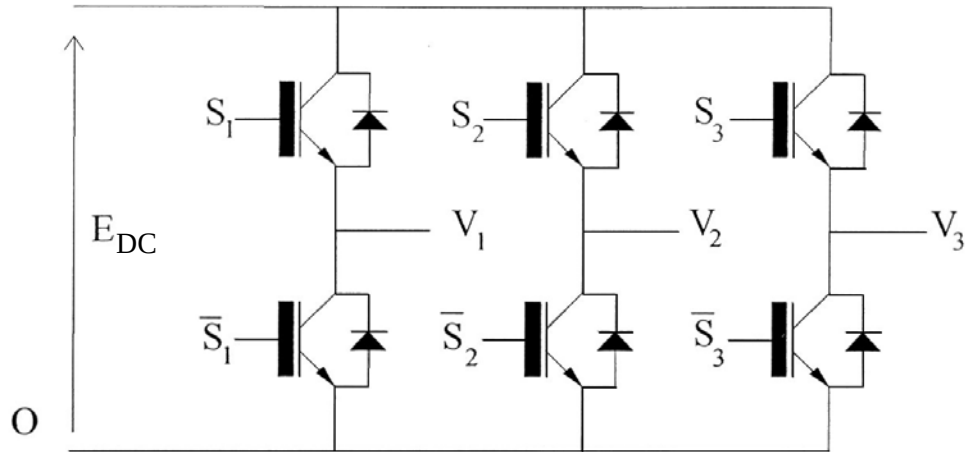


Figura 5.1 - Inverter trifase VSI

Lo stato dell'inverter dipende esclusivamente dalla configurazione dei tre rami ed è quindi caratterizzabile per mezzo di tre variabili logiche $\{S_1, S_2, S_3\}$. Queste definiscono lo stato di ciascuno dei tre rami, identificato per ognuna di esse dal relativo pedice. Adottando la convenzione della cosiddetta *logica positiva*, si ha che lo stato logico delle tre variabili assume il seguente significato

$$S_i = \begin{cases} 1 & \begin{array}{l} \text{Interruttore superiore del ramo } i \text{ chiuso} \\ \text{Interruttore inferiore del ramo } i \text{ aperto} \end{array} \\ 0 & \begin{array}{l} \text{Interruttore superiore del ramo } i \text{ aperto} \\ \text{Interruttore inferiore del ramo } i \text{ chiuso.} \end{array} \end{cases} \quad i=1,2,3$$

Con questa convenzione i potenziali rispetto a massa delle tre fasi dell'inverter sono esprimibili come

$$\begin{cases} v_{10} = S_1 E_{DC} \\ v_{20} = S_2 E_{DC} \\ v_{30} = S_3 E_{DC} \end{cases} \quad (5.2.1)$$

Con riferimento alla figura 5.2, supponiamo ora che l'inverter sia collegato ad un motore asincrono trifase le cui fasi consideriamo connesse a stella, indipendentemente dal loro collegamento effettivo, ed il cui centro stella indichiamo con N.

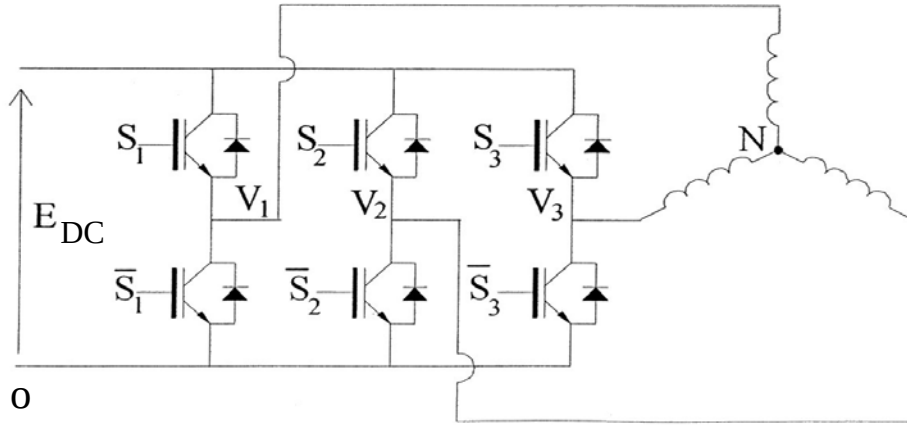


Figura 5.2 - Motore asincrono trifase alimentato da un inverter VSI

Le tensioni di fase valgono

$$\begin{cases} v_{1N} = v_{10} - v_{NO} \\ v_{2N} = v_{20} - v_{NO} \\ v_{3N} = v_{30} - v_{NO} \end{cases} \quad (5.2.2)$$

Applicando la trasformazione di Park alla (5.2.2) si ha

$$\begin{cases} \bar{v}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(v_{10} + v_{20} e^{j\frac{2}{3}\pi} + v_{30} e^{j\frac{4}{3}\pi} \right) \\ v_{s0} = 0 \end{cases} \quad (5.2.3)$$

da cui, introducendo le variabili di stato dei tre rami, si ottiene

$$\bar{v}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} E_{DC} \left(S_1 + S_2 e^{j\frac{2}{3}\pi} + S_3 e^{j\frac{4}{3}\pi} \right). \quad (5.2.4)$$

È possibile visualizzare graficamente lo stato dei tre rami dell'inverter, ovvero tutte le configurazioni in cui esso può trovarsi, in funzione dei valori logici di $\{S_3, S_2, S_1\}$, ricorrendo alla rappresentazione sul piano complesso del vettore tensione stellata statorica $\bar{v}_s$. La situazione è quella mostrata in figura 5.3.

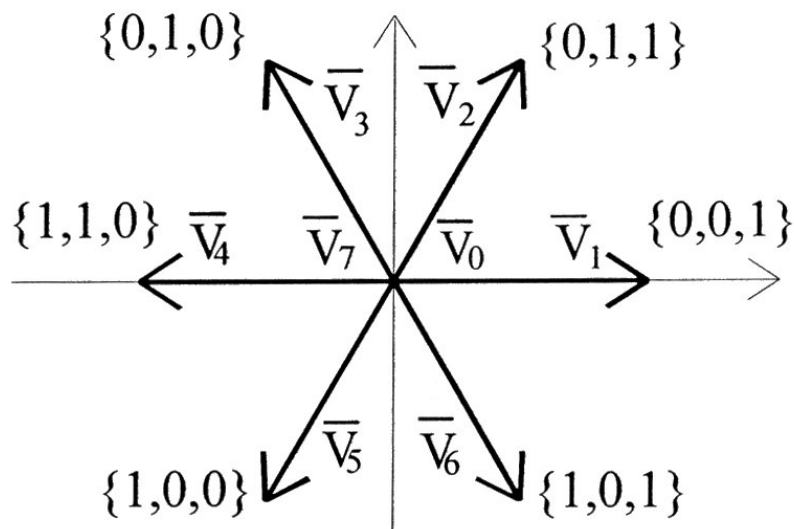


Figura 5.3 - Rappresentazione del vettore tensione stellata statorica in funzione del valore logico assunto dalle variabili di stato $\{S_3, S_2, S_1\}$

Come si può constatare da questa figura, nonché dalla tabella delle configurazioni sotto riportata, i vettori $\bar{V}_0$ e $\bar{V}_7$ sono di modulo uguale a zero e vengono definiti *configurazioni nulle*, mentre i vettori da $\bar{V}_1$ a $\bar{V}_6$ hanno modulo non nullo e vengono chiamati *configurazioni attive*. Si nota altresì come due configurazioni attive adiacenti siano individuate da terne di variabili di stato che differiscono per un solo bit. Questo implica che per passare da un vettore tensione statorica non nullo a quello adiacente è sufficiente variare lo stato di uno solo dei rami dell'inverter.

S_3	S_2	S_1	$\bar{v}_s$	Vettore rappresentativo
0	0	0	0	$\bar{v}_0$
0	0	1	$\sqrt{\frac{2}{3}}E_{DC}$	$\bar{v}_1$
0	1	1	$\sqrt{\frac{2}{3}}E_{DC}\left(1 + e^{j\frac{2}{3}\pi}\right)$	$\bar{v}_2$
0	1	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}E_{DC}e^{j\frac{2}{3}\pi}$	$\bar{v}_3$
1	1	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}E_{DC}\left(e^{j\frac{2}{3}\pi} + e^{j\frac{4}{3}\pi}\right)$	$\bar{v}_4$
1	0	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}E_{DC}e^{j\frac{4}{3}\pi}$	$\bar{v}_5$
1	0	1	$\sqrt{\frac{2}{3}}E_{DC}\left(1 + e^{j\frac{4}{3}\pi}\right)$	$\bar{v}_6$
1	1	1	0	$\bar{v}_7$

Tabella 5.1 - Configurazioni generabili dall'inverter e relativi vettori tensione statorica stellata prodotti

Allo scopo di disporre di tutti gli elementi necessari per lo sviluppo della trattazione sulle tecniche di modulazione della tensione impressa, possiamo anche compilare una tabella che associa le configurazioni dell'inverter ai valori delle componenti sugli assi d e q (ovvero asse reale e asse immaginario) del vettore tensione stellata generato, normalizzate rispetto alla tensione continua che alimenta l'inverter, la quale nel seguito verrà indicata brevemente con il nome di *tensione del bus DC*. Si ha infatti che

$$\bar{v}_s = \sqrt{\frac{2}{3}}E_{DC}\left(S_1 + S_2e^{j\frac{2}{3}\pi} + S_3e^{j\frac{4}{3}\pi}\right) = v_d + jv_q \quad (5.2.5)$$

Normalizzando le componenti di $\bar{v}_s$ rispetto alla tensione sul bus DC si ottiene

$$K_{vd} = \frac{v_d}{E_{DC}} \quad ; \quad K_{vq} = \frac{v_q}{E_{DC}} \quad (5.2.6)$$

Associando le componenti normalizzate del vettore tensione stellata allo stato dei tre rami d'inverter si ottiene la tabella 5.2.

S_3	S_2	S_1	Vettore rappresentativo	α	K_{vd}	K_{vq}
0	0	0	$\bar{v}_0$	-	0	0
0	0	1	$\bar{v}_1$	0	0.816	0
0	1	1	$\bar{v}_2$	$\pi/3$	0.408	0.707
0	1	0	$\bar{v}_3$	$2\pi/3$	-0.408	0.707
1	1	0	$\bar{v}_4$	π	-0.816	0
1	0	0	$\bar{v}_5$	$4\pi/3$	-0.408	-0.707
1	0	1	$\bar{v}_6$	$5\pi/3$	0.408	-0.707
1	1	1	$\bar{v}_7$	-	0	0

Tabella 5.2 - Componenti normalizzate del vettore tensione statorica stellata in funzione delle variabili di stato dell'inverter

A conclusione del presente paragrafo si fa presente che questo breve richiamo sull'inverter trifase VSI poggia sull'ipotesi che la rete di commutazione del convertitore sia costituita da IGBT ideali, ovvero da interruttori statici che non dissipano alcuna potenza. Nella realtà però i componenti non ideali, quando si trovano nello stato di conduzione, dissipano potenza elettrica in virtù della caduta di tensione presente ai loro capi e questo oltre ad avere inevitabili ricadute negative sull'efficienza energetica del convertitore, incide anche sul valore delle tensioni da esso generate. A proposito di ciò, si osserva come tale valore sia dipendente dal verso delle correnti circolanti in ognuna delle fasi e dallo stato ON/OFF degli interruttori a cui queste sono connesse. Si consideri ad esempio la figura 5.4 nella quale è mostrato un ramo

dell'inverter in cui il transistor superiore conduce con corrente uscente dal morsetto afferente al ramo medesimo ($i > 0$).

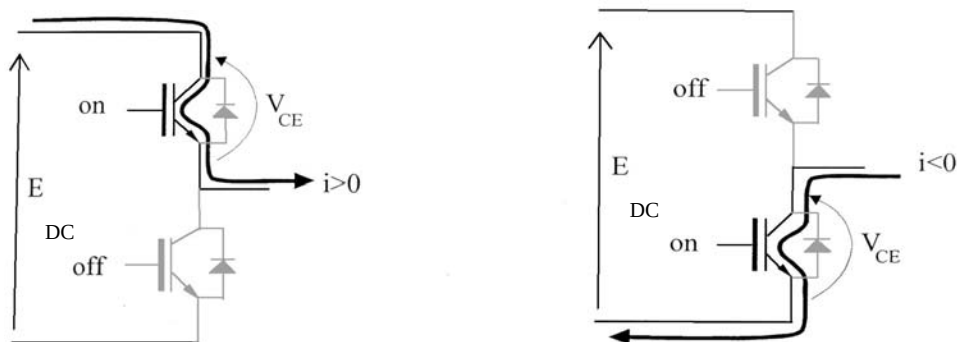


Figura 5.4 - Transistori in conduzione con corrente entrante o uscente dal morsetto della fase collegata al ramo

La tensione di fase v_{i0} in questo caso non vale più E_{DC} bensì $E_{DC} - V_{CE}$. Se invece è il transistor inferiore a condurre, con corrente entrante nel morsetto collegato al ramo ($i < 0$), la tensione v_{i0} non è più nulla ma è pari alla V_{CE} . Tenuto conto poi che interruttori statici non ideali oltre a presentare perdite nello stato di conduzione richiedono anche tempi di commutazione non nulli, va messo in evidenza il fatto che lo stadio driver che comanda gli IGBT invia ai medesimi segnali di comando complementari i quali, onde evitare pericolosi cortocircuiti sulla sorgente di alimentazione a tensione continua, vengono opportunamente ritardati tra loro con modalità dettate dalla procedura di generazione dei cosiddetti *tempi morti di commutazione*.

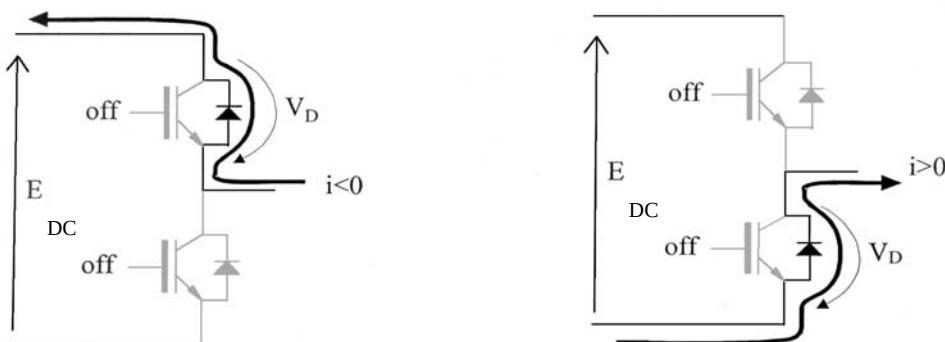


Figura 5.5 - Transistori entrambi interdetti e corrente fluente attraverso i diodi di libera circolazione

In virtù di ciò, durante il funzionamento dell'inverter, accade che entrambi i transistori di uno stesso ramo si trovino in uno stato di interdizione e che in queste fasi la corrente sia costretta a fluire nei diodi di libera circolazione. La situazione è quella rappresentata nella figura 5.5. Nel caso di corrente negativa (entrante nel morsetto) la caduta di tensione sul diodo in conduzione si va a sommare alla tensione E_{DC} del lato continua, cosicché la tensione di fase v_{i0} diviene uguale a $E_{DC} + V_D$. Con corrente positiva invece la tensione v_{i0} vale $-V_D$. Si ha infine il caso, illustrato in figura 5.6, in cui un interruttore statico è in conduzione ma la corrente ha senso opposto rispetto a quello che avrebbe se il componente si trovasse in uno stato di conduzione diretta senza diodo di libera circolazione in antiparallelo. Anche in quest'ultima condizione la corrente di fase è costretta a fluire nel diodo e la tensione di fase v_{i0} ad assumere gli stessi valori del caso precedente a seconda che sia in conduzione l'interruttore superiore o quello inferiore del ramo.

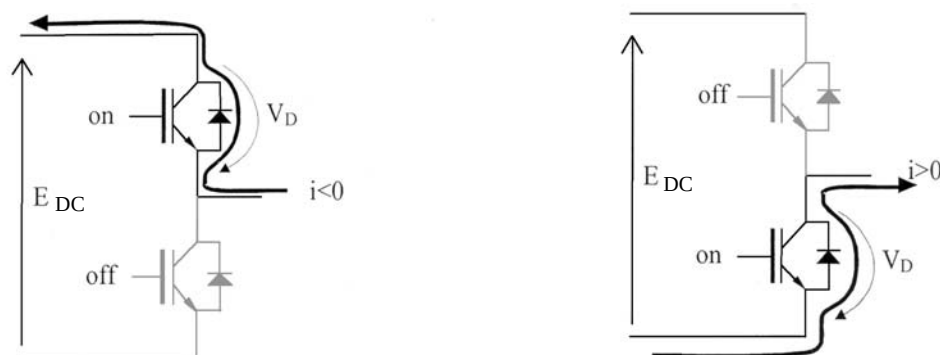


Figura 5.6 - Diodi di libera circolazione attraversati da corrente in presenza di transistori in conduzione

Tutti i casi considerati relativamente all'effetto delle correnti circolanti negli interruttori di una rete di commutazione non ideale possono essere riassunti nella tabella 5.3, nella quale nella prima colonna è riportato il segno della corrente nella generica fase k , nella seconda colonna il valore logico della variabile di stato che impone la configurazione agli interruttori del ramo ad essa collegato, nella terza colonna lo stesso valore logico negato e nell'ultima colonna la tensione di fase corrispondente. Si osserva come in tale tabella le ultime due righe riportino una apparente incongruenza in termini di valori logici delle variabili di stato; questo si

deve alla presenza delle già menzionate fasi di funzionamento in cui per la durata corrispondente ai tempi morti i segnali di comando che i driver inviano agli interruttori perdono la loro caratteristica di complementarità essendo entrambi forzati al livello di interdizione.

i_K	S_k	$\bar{S}_k$	v_k
>0	1	0	$E - V_{CE}$
<0	1	0	$E + V_D$
>0	0	1	$-V_D$
<0	0	1	V_{CE}
>0	0	0	$-V_D$
<0	0	0	$E + V_D$

Tabella 5.3 - Tabella riassuntiva del valore delle tensioni di fase in funzione del segno della corrente e della configurazione del ramo

Si nota infine come la non idealità degli interruttori statici renda le tensioni di fase generate dall'inverter dipendenti non solo dal valore logico delle variabili di stato della rete di commutazione, ma anche dall'intensità della corrente che attraversa ciascun IGBT e dalla temperatura, nonché da tutta una serie di altri fattori che però in questa sede non verranno presi in considerazione. A supporto di quanto asserito si riportano nella figura 5.7, a titolo di esempio, la transcaratteristica corrente-tensione di un IGBT e quella di un diodo di potenza.

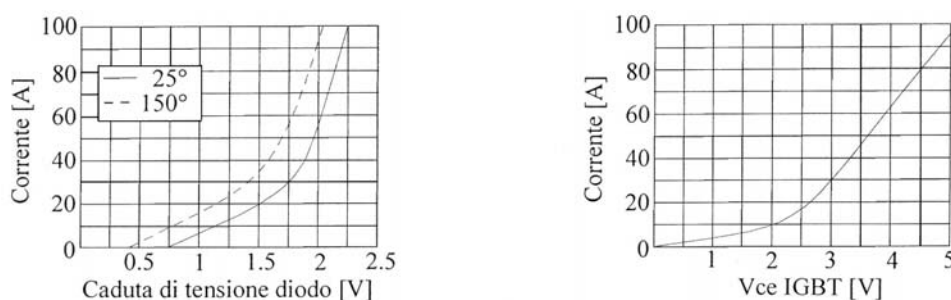


Figura 5.7 - Transcaratteristica corrente-tensione di un IGBT e di un diodo di potenza

5.3 La tecnica di modulazione SVM

La modulazione della tensione impressa ad una macchina asincrona trifase mediante un inverter VSI, per quanto si è accennato nell'introduzione, consiste nella possibilità di generare, per mezzo delle commutazioni degli interruttori statici che lo compongono, una terna di tensioni variabili nel tempo con legge prestabilita. Facendo riferimento, ad esempio, ad una condizione di funzionamento di regime della macchina, in cui la terna delle tensioni di alimentazione deve essere sinusoidale e simmetrica, la sequenza delle commutazioni degli interruttori deve essere tale da consentire la generazione di un vettore tensione di modulo costante che ruoti nel piano complesso a velocità angolare costante. Questo risultato può essere ottenuto ricorrendo alla ben nota tecnica PWM (Pulse Width Modulation) sinusoidale, tramite la quale, confrontando il valore assunto da un primo segnale di riferimento a forma triangolare (onda portante) con quello assunto da un secondo segnale ad andamento sinusoidale (onda modulante), si può generare, per ognuno dei rami dell'inverter, una tensione periodica la cui componente fondamentale costituisce la tensione sinusoidale di fase desiderata. Il confronto tra la modulante e la portante definisce la legge di commutazione di ogni ramo, stabilendo la durata degli intervalli di tempo in cui gli interruttori corrispondenti devono condurre o trovarsi in uno stato di interdizione. Questo modo di operare della tecnica PWM può essere generalizzato svincolandosi dal concetto di onda portante e onda modulante in modo da arrivare al calcolo diretto dei tempi di commutazione degli interruttori in funzione del valore assunto dal vettore tensione richiesto. Così facendo diviene possibile modulare una tensione in uscita dall'inverter variabile con legge qualsiasi, purchè entro i limiti intrinseci del convertitore e della sorgente che lo alimenta, in grado di seguire con un buon grado di fedeltà il riferimento di tensione imposto dal sistema di controllo che sovrintende al funzionamento della macchina, sia a regime che nelle fasi transitorie. Inoltre l'impiego della tecnica SVM consente di ottenere, rispetto alla tecnica PWM sinusoidale, notevoli vantaggi in merito alla riduzione del numero di commutazioni dei dispositivi di potenza, alla diminuzione del contenuto armonico delle correnti negli avvolgimenti del motore ed al migliore sfruttamento della tensione di alimentazione derivante da un minore assorbimento di armoniche di distorsione dalla medesima. Per entrare nel vivo della trattazione sulla tecnica SVM, supponiamo di dover generare un certo vettore tensione statorica $\bar{v}_s$ che non coincida con nessuno dei vettori base corrispondenti alle configurazioni attive dell'inverter né al vettore nullo. La situazione potrebbe essere ad

esempio quella mostrata nella figura 5.8. È evidente che un vettore tensione avente un modulo e una fase come quelle rappresentate in figura non può essere rigorosamente ottenuto per mezzo di nessuna delle otto configurazioni generabili dal convertitore. Tuttavia, definito un certo tempo di ciclo T_C , si può applicare alla macchina, per un certo intervallo di tempo, inferiore al tempo di ciclo, uno dei vettori base adiacenti al vettore desiderato e per un'altra frazione di tale intervallo l'altro vettore base adiacente, in modo da produrre un vettore tensione che mediamente, nel T_C considerato, possieda il modulo e la fase richiesti.

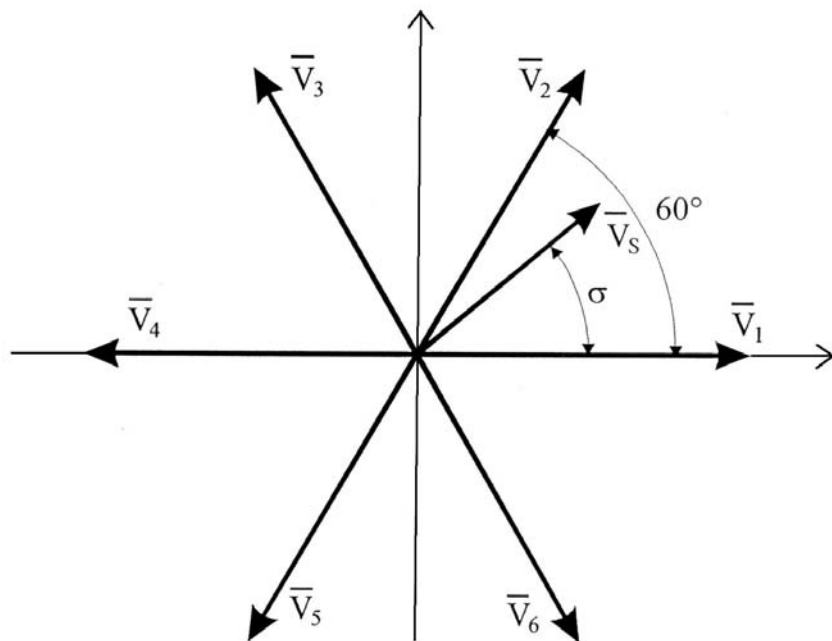


Figura 5.8 - Modulazione di un vettore tensione statorica

La tecnica SVM si basa dunque sul soddisfacimento di una condizione di eguaglianza esprimibile nel seguente modo

$$\bar{v}_s T_C = \bar{v}_\alpha T_\alpha + \bar{v}_\beta T_\beta \quad (5.3.1)$$

ovvero sul concetto che l'applicazione di un certo vettore tensione $\bar{v}_s$ per un determinato tempo T_C produca lo stesso effetto medio di due vettori tensione base $\bar{v}_\alpha$ e $\bar{v}_\beta$ applicati per le frazioni del tempo di ciclo T_α e T_β . La durata di queste due frazioni dipende dalla direzione e dal modulo del vettore medio che deve essere modulato ed è tale che la somma di questi due tempi sia sempre minore o al più uguale a T_C . Nel caso in cui essa sia inferiore all'intera durata del ciclo, per il tempo mancante al raggiungimento di quest'ultimo valore, indicato nel seguito con T_0 , viene applicata una configurazione a cui corrisponde il vettore nullo. Se si dividono entrambi i membri della precedente espressione per T_C , si ottiene la legge di commutazione degli interruptori in funzione delle variabili S_α e S_β che rappresentano i tempi di applicazione delle configurazioni corrispondenti ai relativi vettori base in *per unità* rispetto al tempo di ciclo

$$\bar{v}_s = \bar{v}_\alpha S_\alpha + \bar{v}_\beta S_\beta \quad (5.3.2)$$

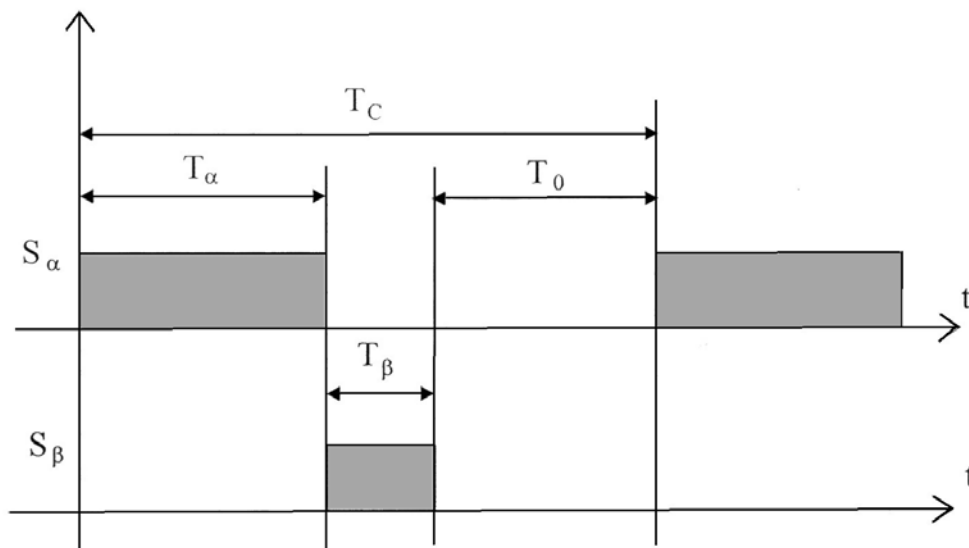


Figura 5.9 - Tempi di applicazione dei vettori base

Ipotizzando una legge di commutazione come quella riportata in figura 5.9, cioè asimmetrica a tre configurazioni, abbiamo che le variabili adimensionali sopra definite possono essere sviluppate in serie di Fourier come segue

$$\begin{aligned} S_{\alpha}(t) &= S_{\alpha 0} + \sum_{k=1}^{\infty} S_{\alpha k} \cos\left(\frac{2\pi}{T_C} kt + \alpha_k\right) \\ S_{\beta}(t) &= S_{\beta 0} + \sum_{k=1}^{\infty} S_{\beta k} \cos\left(\frac{2\pi}{T_C} kt + \beta_k\right). \end{aligned} \quad (5.3.3)$$

Esprimendo tali sviluppi per mezzo di vettori si ottiene

$$\begin{aligned} S_{\alpha}(t) &= S_{\alpha 0} + \sum_{k=1}^{\infty} |\bar{S}_{\alpha k}| \cos\left(\frac{2\pi}{T_C} kt + \arg \bar{S}_{\alpha k}\right) \\ S_{\beta}(t) &= S_{\beta 0} + \sum_{k=1}^{\infty} |\bar{S}_{\beta k}| \cos\left(\frac{2\pi}{T_C} kt + \arg \bar{S}_{\beta k}\right) \end{aligned} \quad (5.3.4)$$

avendo posto

$$\begin{aligned} \bar{S}_{\alpha k} &= S_{\alpha k} e^{j\alpha_k} \\ \bar{S}_{\beta k} &= S_{\beta k} e^{j\beta_k}. \end{aligned} \quad (5.3.5)$$

Con ciò si ha che il vettore tensione statorica impresso dall'inverter risulta essere

$$\bar{v}_s = \bar{v}_{\alpha} \left(S_{\alpha 0} + \sum_{k=1}^{\infty} |\bar{S}_{\alpha k}| \cos\left(\frac{2\pi}{T_C} kt + \arg \bar{S}_{\alpha k}\right) \right) + \bar{v}_{\beta} \left(S_{\beta 0} + \sum_{k=1}^{\infty} |\bar{S}_{\beta k}| \cos\left(\frac{2\pi}{T_C} kt + \arg \bar{S}_{\beta k}\right) \right). \quad (5.3.6)$$

Nell'espressione precedente è possibile individuare un termine utile e una componente di distorsione così definiti

$$\begin{aligned} \bar{v}_{S,UTILE} &= \bar{v}_{S,0} = \bar{v}_{\alpha} S_{\alpha 0} + \bar{v}_{\beta} S_{\beta 0} \\ \bar{v}_{S,DISTORSIONE} &= \bar{v}_{\alpha} \sum_{k=1}^{\infty} |\bar{S}_{\alpha k}| \cos\left(\frac{2\pi}{T_C} kt + \arg \bar{S}_{\alpha k}\right) + \bar{v}_{\beta} \sum_{k=1}^{\infty} |\bar{S}_{\beta k}| \cos\left(\frac{2\pi}{T_C} kt + \arg \bar{S}_{\beta k}\right). \end{aligned} \quad (5.3.7)$$

Il termine utile è costituito dal valore medio della tensione $\bar{v}_s$ modulata dall'inverter, mentre il termine di distorsione è ovviamente costituito dalle armoniche di ordine superiore alla componente continua. Per poter applicare alla macchina un vettore tensione medio che coincida con il termine utile che compare nelle (5.3.7), ossia per porre in essere la legge di commutazione corretta, é necessario ricavare dalla prima di

queste due equazioni le componenti $S_{\alpha 0}$ e $S_{\beta 0}$. Per fare questo moltiplichiamo scalarmente tale relazione per $j\bar{v}_\alpha$ e $j\bar{v}_\beta$

$$\begin{cases} \bar{v}_{S,0} \bullet j\bar{v}_\beta = \bar{v}_\alpha S_{\alpha 0} \bullet j\bar{v}_\beta \\ \bar{v}_{S,0} \bullet j\bar{v}_\alpha = \bar{v}_\beta S_{\beta 0} \bullet j\bar{v}_\alpha \end{cases} \quad (5.3.8)$$

da cui si ricava

$$\begin{cases} S_{\alpha 0} = \frac{\bar{v}_{S,0} \bullet j\bar{v}_\beta}{\bar{v}_\alpha \bullet j\bar{v}_\beta} \\ S_{\beta 0} = \frac{\bar{v}_{S,0} \bullet j\bar{v}_\alpha}{\bar{v}_\beta \bullet j\bar{v}_\alpha} \end{cases} \quad (5.3.9)$$

I vettori base $\bar{v}_\alpha$ e $\bar{v}_\beta$, i quali coincidono con le componenti complesse delle tensioni stellate generate dall'inverter, possiedono un'ampiezza dipendente dal valore della tensione lato continua e una direzione dipendente dallo stato dei rami del convertitore. Indicando con $\hat{v}_\alpha$ e $\hat{v}_\beta$ i versori di tali vettori si ha infatti

$$\begin{aligned} \bar{v}_\alpha &= \sqrt{\frac{2}{3}} E_{DC} \hat{v}_\alpha \\ \bar{v}_\beta &= \sqrt{\frac{2}{3}} E_{DC} \hat{v}_\beta \end{aligned} \quad (5.3.10)$$

Il vettore utile, che per semplicità si torna ad indicare con $\bar{v}_s$, può essere espresso per mezzo della notazione trigonometrica come

$$\bar{v}_s = v_s e^{j\sigma} \quad (5.3.11)$$

Poiché i versori $\hat{v}_\alpha$ e $\hat{v}_\beta$ delimitano un settore del piano complesso che sottende un angolo di 60° , nell'ipotesi semplificativa che tale settore sia il primo, ovvero quello che nella figura 5.8 è compreso tra i vettori $\bar{v}_1$ e $\bar{v}_2$, si ha che

$$S_{\alpha 0} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{V_s}{E_{DC}} (\sqrt{3} \cos \sigma - \sin \sigma)$$

$$S_{\beta 0} = \sqrt{2} \frac{V_s}{E_{DC}} \sin \sigma \cdot$$
(5.3.12)

Deve inoltre essere verificata la seguente condizione sui tempi di applicazione adimensionali

$$S_{\alpha 0} + S_{\beta 0} + S_0 = 1$$
(5.3.13)

ossia la somma del tempo per cui è applicato il vettore α , del tempo per cui è applicato il vettore β e del tempo per cui è applicata la configurazione nulla, deve essere pari al tempo di ciclo

$$T_C = T_\alpha + T_\beta + T_0 \cdot$$
(5.3.14)

Nell'ipotesi che sia $S_0 = 0$, si può dimostrare che al variare di S_α e di S_β il vettore $\bar{v}_s$ si muove sulla congiungente degli estremi di $\bar{v}_\alpha$ e $\bar{v}_\beta$. Da ciò consegue che il vettore di modulo massimo che può essere generato con la tecnica SVM ha l'estremo che cade sul perimetro dell'esagono regolare definito dalle tensioni stellate mostrato nella successiva figura 5.10. Se invece S_0 è maggiore di zero, il vettore medio $\bar{v}_s$, avendo necessariamente un modulo inferiore a quello massimo, cade all'interno del perimetro. Per quello che riguarda poi il calcolo del tempo di applicazione della configurazione nulla, fissato il vettore medio da produrre, esso risulta immediato, in quanto una volta che siano stati ricavati $S_{\alpha 0}$ e $S_{\beta 0}$ dalle (5.3.12), lo si può dedurre semplicemente per differenza dalla (5.3.13)

$$S_0 = 1 - S_{\alpha 0} - S_{\beta 0} \cdot$$
(5.3.15)

A proposito del luogo geometrico occupato dall'estremo del vettore tensione medio modulato dall'inverter, si osserva che quando tale convertitore alimenta un motore che opera in condizioni di regime, la legge di commutazione deve dare luogo ad un vettore tensione statorica di modulo costante che ruota nel piano complesso ad una velocità angolare costante pari alla pulsazione di alimentazione. In questo caso dovendo il

vettore desiderato descrivere una circonferenza ed essere al tempo stesso contenuto nell'esagono delle tensioni stellate, risulta ovvio che il massimo modulo del vettore tensione stellata statorica media generabile in condizioni di regime $v_{S,MAX}$ coincide con il raggio della circonferenza tangente all'esagono stesso. La circonferenza in questione è quella mostrata in figura 5.10, mentre $v_{S,MAX}$ vale

$$v_{S,MAX} = \sqrt{\frac{2}{3}} E_{DC} \cos \frac{\pi}{6} = \frac{1}{\sqrt{2}} E_{DC} . \quad (5.3.16)$$

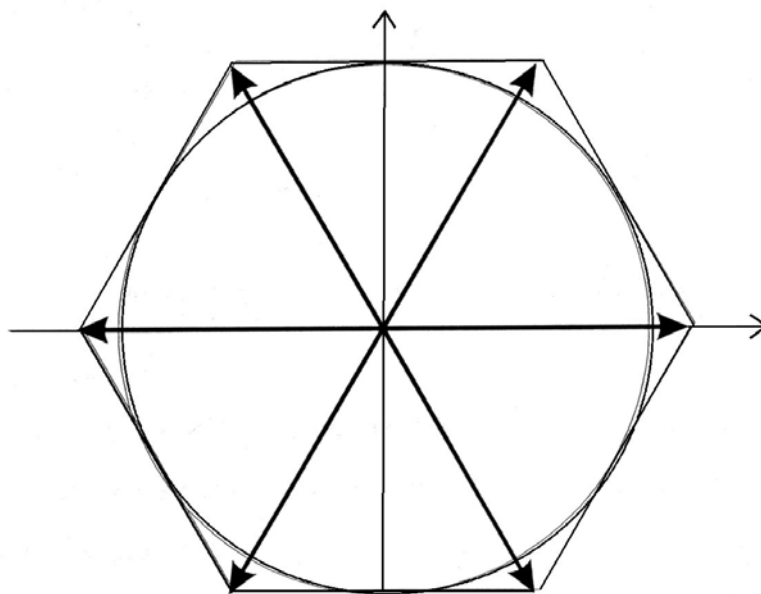


Figura 5.10 - Esagono delle tensioni stellate e circonferenza della massima tensione stellata statorica media modulabile

Il contenuto armonico della tensione applicata alla macchina asincrona è strettamente dipendente dal tipo di modulazione del vettore tensione adottato. Il più semplice tra questi è quello che prevede la cosiddetta *modulazione asimmetrica a tre settori*, nella quale i vettori $\bar{v}_\alpha$ e $\bar{v}_\beta$ e il vettore nullo vengono applicati successivamente per i tempi T_α , T_β e T_0 nel modo indicato in figura 5.11.

Questo tipo di modulazione introduce sulle correnti assorbite dalla macchina un ripple piuttosto consistente, nonostante le fasi del motore siano fortemente induttive e per loro natura costituiscano un filtro passa-basso che tende a tagliare le armoniche ad elevata frequenza.

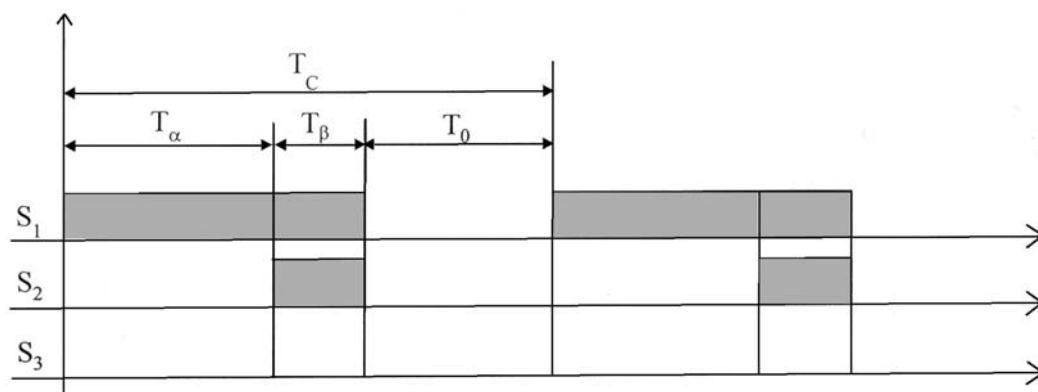


Figura 5.11 - Modulazione asimmetrica a tre settori

Una possibile soluzione atta a limitare questo problema è quella di ridurre il tempo di ciclo dell'inverter per consentire una migliore azione filtrante da parte dell'induttanza propria della macchina. Tuttavia l'esigenza di rispettare i già citati tempi morti di commutazione e quella di consentire all'unità di controllo dell'azionamento che comanda il motore di compiere i calcoli necessari, impediscono di ridurre questo tempo oltre un certo limite. Un modo assai più conveniente per contenere la distorsione della corrente consiste perciò nel ridurre il contenuto armonico del vettore tensione generato. Questo risultato può essere raggiunto adottando una modulazione di tipo simmetrico che presenta contestualmente anche il vantaggio di ridurre al minimo il numero delle commutazioni necessarie per passare da una configurazione all'altra in ogni ciclo. Tale legge di commutazione, definita di tipo *simmetrico a cinque settori*, può essere realizzata *a nulla centrale* o *a nulla laterale* a seconda che la configurazione nulla venga assunta a metà del tempo di ciclo o agli estremi del ciclo stesso, come illustrato nella figura 5.12.

Nella modulazione a nulla centrale i tempi di applicazione del vettore α e del vettore β , che ricordiamo rappresentano il primo vettore tensione ed il secondo vettore tensione (designati come tali rispetto alla convenzione adottata sulla numerazione) che delimitano uno dei sei settori in cui è suddiviso il piano complesso, sono ripartiti all'inizio e alla fine del tempo di ciclo. La sequenza di applicazione delle configurazioni è data dalla ripetizione periodica, con periodo T_C , della successione $\bar{V}_\alpha, \bar{V}_\beta, \bar{V}_0, \bar{V}_\beta, \bar{V}_\alpha$.

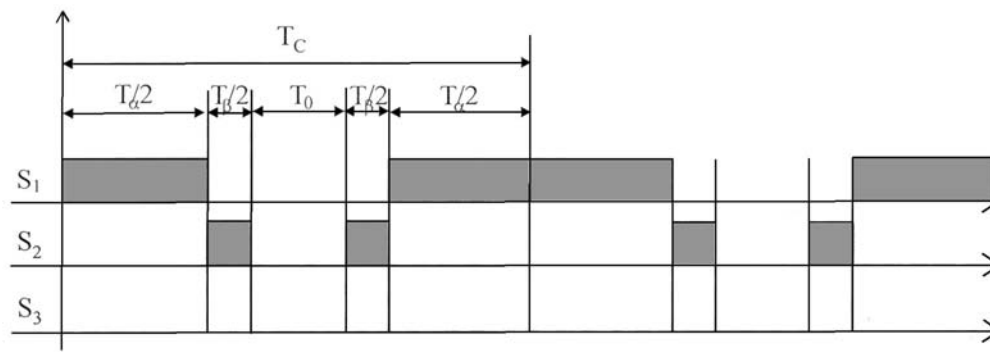


Figura 5.12 - Modulazione simmetrica a cinque settori a nulla centrale

Con la convenzione di considerare la numerazione dei sei settori del piano complesso variabile da 0 a 5, procedendo in senso antiorario dal primo settore compreso nell'intervallo angolare $[0^\circ, 60^\circ]$ fino all'ultimo settore delimitato dall'intervallo angolare $[300^\circ, 360^\circ]$, la successione degli stati logici a cui corrispondono le configurazioni necessarie per generare i vettori $\bar{v}_\alpha, \bar{v}_\beta, \bar{v}_0, \bar{v}_\beta, \bar{v}_\alpha$ è quella riportata nella seguente tabella 5.4.

Settore	$\bar{v}_\alpha$	$\bar{v}_\beta$	$\bar{v}_0$	$\bar{v}_\beta$	$\bar{v}_\alpha$
0	(0,0,1)	(0,1,1)	(1,1,1)	(0,1,1)	(0,0,1)
1	(0,1,1)	(0,1,0)	(0,0,0)	(0,1,0)	(0,1,1)
2	(0,1,0)	(1,1,0)	(1,1,1)	(1,1,0)	(0,1,0)
3	(1,1,0)	(1,0,0)	(0,0,0)	(1,0,0)	(1,1,0)
4	(1,0,0)	(1,0,1)	(1,1,1)	(1,0,1)	(1,0,0)
5	(1,0,1)	(0,0,1)	(0,0,0)	(0,0,1)	(1,0,1)

Tabella 5.4 - Successione degli stati logici dei rami dell'inverter per la modulazione simmetrica a cinque settori a nulla centrale

Il tempo complessivo di applicazione di ciascun vettore rimane immutato rispetto alla configurazione asimmetrica.

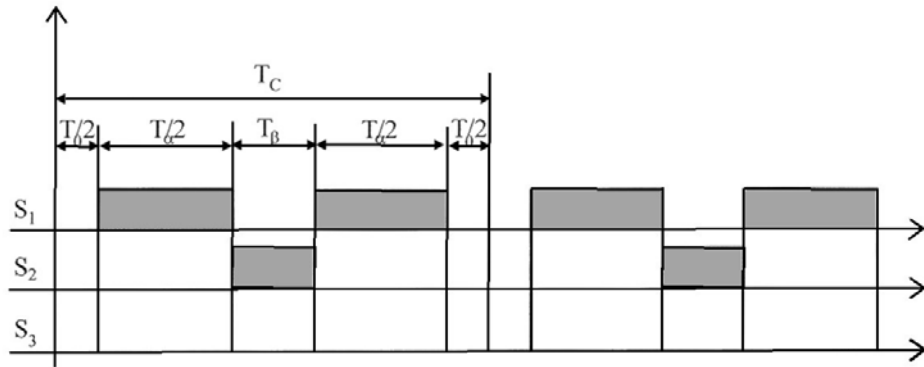


Figura 5.13 - Modulazione simmetrica a cinque settori a nulla laterale

Nella configurazione a nulla laterale, illustrata in figura 5.13, il vettore nullo e il vettore α sono ripartiti all'inizio e alla fine del tempo di ciclo e la sequenza di applicazione dei vettori tensione è $\bar{v}_0, \bar{v}_\alpha, \bar{v}_\beta, \bar{v}_\alpha, \bar{v}_0$. Nella tabella 5.5 è riportata, analogamente al caso precedente, la tabella che mostra la successione degli stati logici che determinano le configurazioni necessarie per generare tale sequenza.

Settore	$\bar{v}_0$	$\bar{v}_\alpha$	$\bar{v}_\beta$	$\bar{v}_\alpha$	$\bar{v}_0$
0	(0,0,0)	(0,0,1)	(0,1,1)	(0,0,1)	(0,0,0)
1*	(0,0,0)	(0,1,0)	(0,1,1)	(0,1,0)	(0,0,0)
2	(0,0,0)	(0,1,0)	(1,1,0)	(0,1,0)	(0,0,0)
3*	(0,0,0)	(1,0,0)	(1,1,0)	(1,0,0)	(0,0,0)
4	(0,0,0)	(1,0,0)	(1,0,1)	(1,0,0)	(0,0,0)
5*	(0,0,0)	(0,0,1)	(1,0,1)	(0,0,1)	(0,0,0)

Tabella 5.5 - Successione degli stati logici dei rami dell'inverter per la modulazione simmetrica a cinque settori a nulla laterale

Nella prima colonna della tabella 5.5 per i settori contrassegnati con l'asterisco * è stato invertito l'ordine di applicazione dei vettori $\bar{v}_\alpha$ e $\bar{v}_\beta$ al fine di minimizzare il numero delle commutazioni.

Un'ultima possibilità per ridurre il ripple di corrente è offerta dalla *modulazione simmetrica a sette settori*, di cui è riportato un esempio in figura 5.14, la quale consiste nel suddividere l'intervallo di tempo di applicazione del vettore nullo in modo che questo venga generato all'inizio, a metà e alla fine del tempo di ciclo. In questo caso la sequenza di applicazione è $\bar{v}_0, \bar{v}_\alpha, \bar{v}_\beta, \bar{v}_0, \bar{v}_\beta, \bar{v}_\alpha, \bar{v}_0$.

Settore	$\bar{v}_0$	$\bar{v}_\alpha$	$\bar{v}_\beta$	$\bar{v}_0$	$\bar{v}_\beta$	$\bar{v}_\alpha$	$\bar{v}_0$
0	(0,0,0)	(0,0,1)	(0,1,1)	(1,1,1)	(0,1,1)	(0,0,1)	(0,0,0)
1*	(0,0,0)	(0,1,0)	(0,1,1)	(1,1,1)	(0,1,1)	(0,1,0)	(0,0,0)
2	(0,0,0)	(0,1,0)	(1,1,0)	(1,1,1)	(1,1,0)	(0,1,0)	(0,0,0)
3*	(0,0,0)	(1,0,0)	(1,1,0)	(1,1,1)	(1,1,0)	(1,0,0)	(0,0,0)
4	(0,0,0)	(1,0,0)	(1,0,1)	(1,1,1)	(1,0,1)	(1,0,0)	(0,0,0)
5*	(0,0,0)	(0,0,1)	(1,0,1)	(1,1,1)	(1,0,1)	(0,0,1)	(0,0,0)

Tabella 5.6 - Successione degli stati logici dei rami dell'inverter per la modulazione simmetrica a sette settori

Nella tabella 5.6, ancora una volta, per i settori contrassegnati da * è stato invertito l'ordine di applicazione dei vettori $\bar{v}_\alpha$ e $\bar{v}_\beta$ per il motivo già esposto.

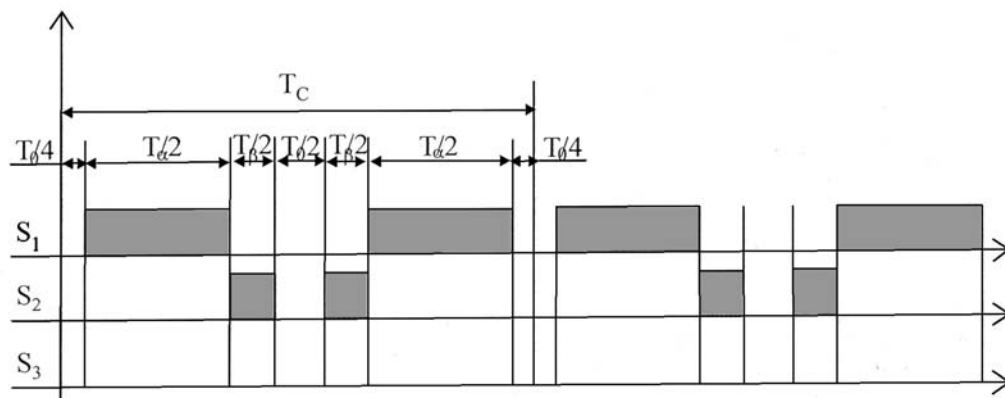


Figura 5.14 - Modulazione simmetrica a sette settori

5.3.1 L'effetto dei tempi morti sulla modulazione SVM

Quanto visto al paragrafo precedente a proposito della tecnica SVM si riferisce al caso ideale in cui la commutazione degli interruttori statici avvenga in modo istantaneo, cioè senza alcun tipo di ritardo. Nella realtà la presenza dei tempi morti di commutazione e l'esistenza dei tempi di entrata in conduzione e di interdizione propri dei componenti impiegati, impediscono che questa condizione di funzionamento possa effettivamente verificarsi. A proposito dei tempi di commutazione degli interruttori statici, la figura 5.15 riporta a scopo esemplificativo un diagramma in cui è schematicamente rappresentato l'andamento della corrente che percorre un transistor di tipo IGBT a fronte di un segnale di comando applicato al suo ingresso per un certo tempo.

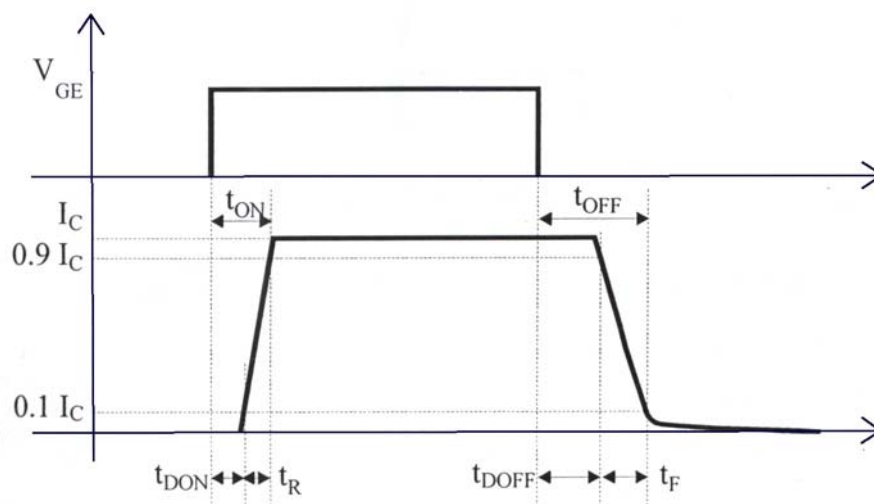


Figura 5.15 - Tempi di accensione e spegnimento di un IGBT

Come si può notare, la risposta dell'IGBT al segnale di comando V_{GE} risulta ritardata: nella fase di entrata in conduzione il ritardo è dato da t_{ON} , il quale viene comunemente denominato *tempo di accensione*, mentre nella fase di ritorno allo stato di interdizione è dato da t_{OFF} , denominato *tempo di spegnimento*.

Per quello che concerne invece i tempi morti, si osserva che esistono varie modalità per ritardare l'entrata in conduzione di un interruttore mentre quello complementare posto sullo stesso ramo dell'inverter sta effettuando la commutazione verso lo stato di interdizione. Si può ricorrere sia a tecniche digitali, implementate nel sistema di

controllo via software, con cui vengono generati dei tempi morti che permettono di condizionare opportunamente nel tempo i segnali di controllo applicati all'ingresso dei driver di pilotaggio, sia a tecniche hardware che mediante appositi circuiti ritardatori provvedono ad introdurre dei ritardi sui segnali di uscita dei driver medesimi in modo tale da rispettare i tempi di commutazione dei componenti adottati. In ogni caso sia i tempi di commutazione che i tempi morti, nonché le cadute di tensione sui componenti in conduzione, influiscono sul modulo e sulla fase del vettore tensione modulato con la tecnica SVM, facendolo differire in modo anche piuttosto significativo dal vettore desiderato richiesto dall'algoritmo di controllo e rendendo anche impossibile la generazione di alcuni vettori tensione interni all'esagono delle tensioni consentite, per via delle bande proibite delle quali si vedrà meglio in seguito.

Detto questo, possiamo ora passare alla determinazione del vettore tensione effettivamente applicato dall'inverter alla macchina asincrona tenendo conto sia delle cadute di tensione sui componenti sia dell'effetto dei tempi morti e di commutazione. Facciamo l'ipotesi che la tecnica di generazione dei tempi morti sia tale da ritardare i soli fronti di salita dei segnali di comando inviati agli interruttori, mentre i fronti di discesa rimangono inalterati, e consideriamo inizialmente la modulazione di un vettore tensione appartenente al settore 0, per poi generalizzare agli altri casi.

Riprendiamo per comodità la tabella che riassume il valore della tensione generata dalla fase k in funzione del segno della corrente e della configurazione del ramo.

i_k	S_k	$\bar{S}_k$	v_k	Stato
>0	1	0	$E-V_{CE}$	ON
<0	1	0	$E+V_D$	
>0	0	1	$-V_D$	OFF
<0	0	1	V_{CE}	
>0	0	0	$-V_D$	Tempo morto
<0	0	0	$E+V_D$	

Consideriamo dapprima il caso in cui siano positive sia i_2 che i_3 , quindi che sia i_1 negativa. Indichiamo con ρ_1, ρ_2, ρ_3 , i cicli di lavoro dei tre rami dell'inverter e con $\bar{\tau}$

il rapporto fra il tempo di ritardo totale τ , somma del tempo morto e del tempo di accensione di un IGBT, e il tempo di ciclo T_c . Supponiamo inoltre che il tipo di modulazione SVM adottato sia quello simmetrico a cinque settori a nulla centrale.

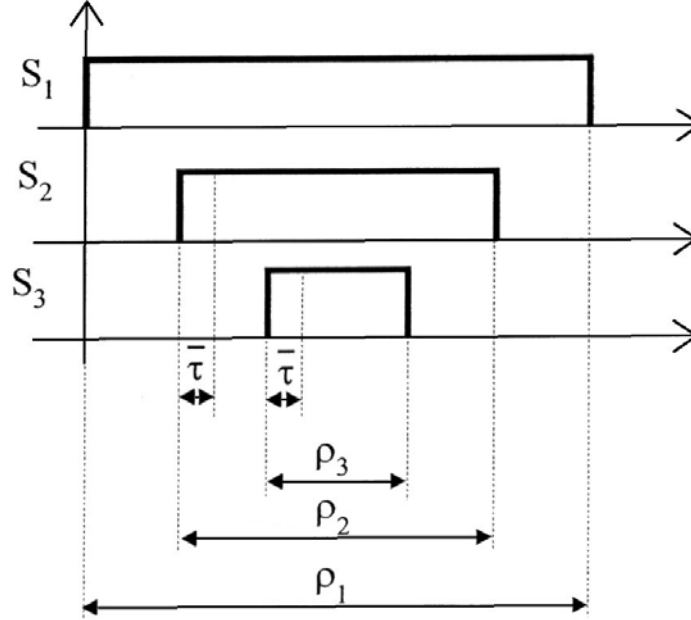


Figura 5.16 - Rappresentazione dei cicli di lavoro degli interruttori statici

Dalla tabella si ricava che la tensione effettivamente applicata dall'inverter alla macchina vale

$$\begin{aligned} \bar{v}_s' = \sqrt{\frac{2}{3}} \left\{ (E_{DC} + V_D(i_1)) + [(E_{DC} - V_{CE}(i_2))\rho_2 + (-V_D(i_2))(1-\rho_2) - (E_{DC} - V_{CE}(i_2) + V_D(i_2))\bar{\tau}]e^{j\frac{2}{3}\pi} + \right. \\ \left. + [(E_{DC} - V_{CE}(i_3))\rho_3 + (-V_D(i_3))(1-\rho_3) - (E_{DC} - V_{CE}(i_3) + V_D(i_3))\bar{\tau}]e^{j\frac{4}{3}\pi} \right\}. \end{aligned} \quad (5.3.1.1)$$

Raccogliendo i termini che nella (5.3.1.1) contengono E_{DC} è possibile rappresentare il vettore tensione applicata $\bar{v}_s'$ come la somma di due vettori: quello desiderato, dato da $\bar{v}_s$, e il vettore errore dovuto alle cadute di tensione e ai tempi morti che indicheremo con $\Delta\bar{v}_s$. L'espressione del vettore errore è la seguente

$$\Delta \bar{v}_S = \sqrt{\frac{2}{3}} \left\{ V_D(i_1) - [V_{CE}(i_2)\rho_2 + V_D(i_2)(1-\rho_2) + (E_{DC} - V_{CE}(i_2) + V_D(i_2))\bar{\tau}]e^{j\frac{2}{3}\pi} - [V_{CE}(i_3)\rho_3 + V_D(i_3)(1-\rho_3) + (E_{DC} - V_{CE}(i_3) + V_D(i_3))\bar{\tau}]e^{j\frac{4}{3}\pi} \right\} \quad (5.3.1.2)$$

Nel caso in cui siano negative sia i_2 che i_3 , dunque che sia i_1 positiva, si ha invece

$$\bar{v}_S' = \sqrt{\frac{2}{3}} \left\{ (E - V_{CE}(i_1)) + [(E + V_D(i_2))\rho_2 + (V_{CE}(i_2))(1-\rho_2) + (E - V_{CE}(i_2) - V_D(i_2))\bar{\tau}]e^{j\frac{2}{3}\pi} + [(E + V_D(i_3))\rho_3 + (V_{CE}(i_3))(1-\rho_3) - (E - V_{CE}(i_3) - V_D(i_3))\bar{\tau}]e^{j\frac{4}{3}\pi} \right\} \quad (5.3.1.3)$$

In questo caso il vettore $\Delta \bar{v}_S$ è dato da

$$\Delta \bar{v}_S = \sqrt{\frac{2}{3}} \left\{ -V_{CE}(i_1) + [V_D(i_2)\rho_2 + V_{CE}(i_2)(1-\rho_2) + (E_{DC} - V_{CE}(i_2) - V_D(i_2))\bar{\tau}]e^{j\frac{2}{3}\pi} + [V_D(i_3)\rho_3 + V_{CE}(i_3)(1-\rho_3) + (E - V_{CE}(i_3) - V_D(i_3))\bar{\tau}]e^{j\frac{4}{3}\pi} \right\} \quad (5.3.1.4)$$

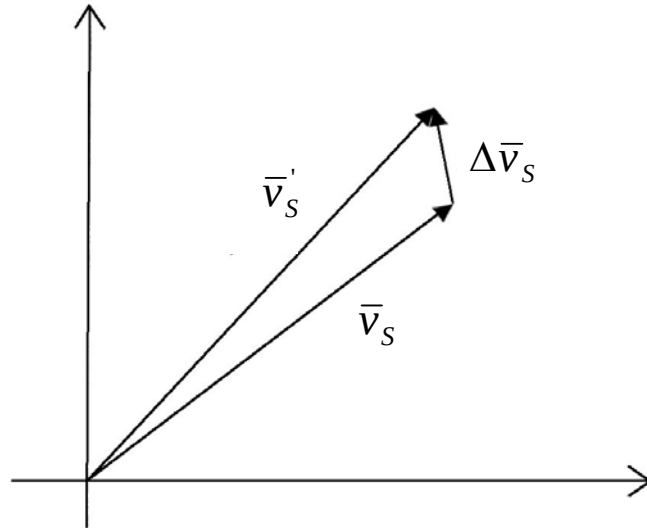


Figura 5.17 - Effetto del vettore errore sul vettore tensione effettivamente applicato

Oltre alle cause di errore di cui si è parlato, ovvero quelle dovute ai tempi morti e alle cadute di tensione sui componenti statici in conduzione, vi è poi da tenere conto che la generazione del vettore tensione desiderato con la tecnica SVM incontra un altro tipo di errore: quello dovuto al passaggio del vettore tensione modulato dall'inverter da un settore del piano complesso ad un altro adiacente. Quando si verifica questa particolare circostanza si ha infatti che per effetto dei tempi morti e dei tempi di commutazione viene a mancare la continuità fra la parte finale di applicazione di una determinata configurazione e la parte iniziale di applicazione della stessa nel ciclo successivo, come illustrato nella figura 5.18 relativamente ai settori 0 e 1.

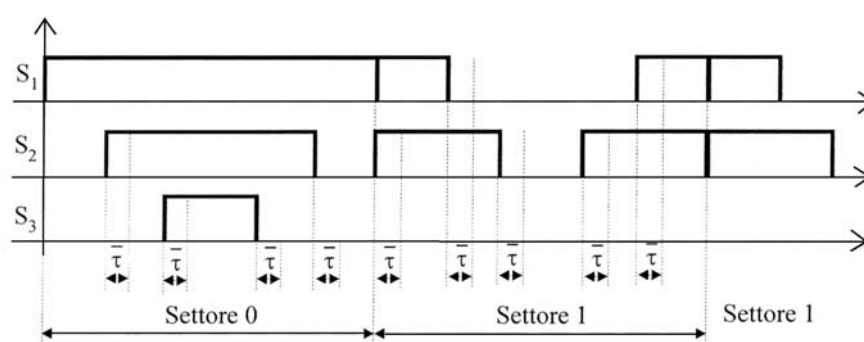


Figura 5.18 - Transizione della modulazione SVM dal settore 0 al settore 1

In tale figura si nota infatti che la variabile logica S_2 che definisce la configurazione del ramo connesso alla fase 2, nella transizione dal settore 0 al settore 1, subisce un cambiamento di stato per cui, con le convenzioni adottate, l'interruttore superiore commuta dallo stato OFF allo stato ON e viceversa l'interruttore inferiore, mentre contestualmente le variabili S_1 e S_3 non subiscono alcuna transizione e dunque rimangono continue. La commutazione sulla seconda fase avviene necessariamente con un certo ritardo rispetto all'istante teorico coincidente con la fine del ciclo in cui il vettore è modulato nel settore 0 e l'inizio di quello in cui è modulato nel settore 1 e l'errore che deriva da questo ritardo, definito *tempo morto per passaggio di settore*, causa il corrispondente *errore di tensione per passaggio di settore*. Le condizioni operative in cui la modulazione SVM determina questi tempi morti per passaggio di settore sono riassunte nella seguente tabella 5.7, dove l'indicazione $+\tau$, relativa ad una certa fase, segnala che questa è solo questa risente del passaggio di settore.

Settore	Passaggio	Tempo morto per passaggio di settore
0	5→0	=
	1→0	=
1	0→1	+τ fase 2
	2→1	+τ fase 1
2	1→2	=
	3→2	=
3	2→3	+τ fase 3
	4→3	+τ fase 2
4	3→4	=
	5→4	=
5	4→5	+τ fase 1
	0→5	+τ fase 3

Tabella 5.7 - Tabella riassuntiva dei tempi morti per passaggio di settore

Nell'ipotesi che le correnti i_2 e i_3 siano positive, in questo caso in cui la modulazione passa dal settore 0 al settore 1, risulta che il vettore tensione realmente applicato assume la seguente espressione

$$\begin{aligned} \bar{v}_s' = \sqrt{\frac{2}{3}} \Big\{ (E_{DC} + V_D(i_1))\rho_1 + V_{CE}(i_1)(1-\rho_1) - (E_{DC} - V_{CE}(i_1) + V_D(i_1))\bar{\tau} + \\ [(E_{DC} - V_{CE}(i_2))\rho_2 + (-V_D(i_2))(1-\rho_2) - (E_{DC} - V_{CE}(i_2) + V_D(i_2))2\bar{\tau}]e^{j\frac{2}{3}\pi} + (-V_D(i_3))e^{j\frac{4}{3}\pi} \end{aligned} \quad (5.3.1.5)$$

da cui si ricava quella del corrispondente vettore errore

$$\begin{aligned} \Delta \bar{v}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \Big\{ V_D(i_1)\rho_1 + V_{CE}(i_1)(1-\rho_1) - (E_{DC} - V_{CE}(i_1) + V_D(i_1))\bar{\tau} + \\ [(-V_{CE}(i_2))\rho_2 + (-V_D(i_2))(1-\rho_2) - (E_{DC} - V_{CE}(i_2) + V_D(i_2))2\bar{\tau}]e^{j\frac{2}{3}\pi} + (-V_D(i_3))e^{j\frac{4}{3}\pi} . \end{aligned} \quad (5.3.1.6)$$

Se invece le correnti i_2 e i_3 sono negative si ha

$$\bar{v}_s' = \sqrt{\frac{2}{3}} \left\{ (E_{DC} - V_{CE}(i_1))\rho_1 + (-V_D(i_1))(1 - \rho_1) - (E_{DC} - V_{CE}(i_1) + V_D(i_1))\bar{\tau} + \right. \\ \left. [(E_{DC} + V_D(i_2))\rho_2 + V_{CE}(i_2)(1 - \rho_2) - (E_{DC} - V_{CE}(i_2) + V_D(i_2))2\bar{\tau}]e^{j\frac{2}{3}\pi} + V_{CE}(i_3)e^{j\frac{4}{3}\pi} \right. \quad (5.3.1.7)$$

$$\Delta \bar{v}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \left\{ (-V_{CE}(i_1))\rho_1 + (-V_D(i_1))(1 - \rho_1) - (E_{DC} - V_{CE}(i_1) + V_D(i_1))\bar{\tau} + \right. \\ \left. [V_D(i_2)\rho_2 + V_{CE}(i_2)(1 - \rho_2) - (E_{DC} - V_{CE}(i_2) + V_D(i_2))2\bar{\tau}]e^{j\frac{2}{3}\pi} + V_{CE}(i_3)e^{j\frac{4}{3}\pi} \right. \quad (5.3.1.8)$$

Dal confronto tra il gruppo di equazioni che va dalla (5.3.1.1) alla (5.3.1.4), il quale si riferisce ad una modulazione senza passaggio di settore, ed il gruppo che va dalla (5.3.1.5) alla (5.3.1.8), che invece è relativo ad una modulazione con transizione del settore, emerge che in quest'ultimo caso, dal punto di vista del calcolo del vettore tensione generato e del corrispondente vettore errore, l'unica differenza consiste nel fattore $2\bar{\tau}$ che moltiplica il termine $(E_{DC} - V_{CE} + V_D)$ in luogo di $\bar{\tau}$. Questo accade perché, quando si verifica un passaggio di settore, si ha che per una e una soltanto delle tre fasi dell'inverter l'interruttore superiore del relativo ramo del convertitore subisce due commutazioni del tipo OFF/ON all'interno dello stesso ciclo di modulazione e questo introduce due ritardi, dovuti ai tempi morti per passaggio di settore, sul fronte di salita della variabile logica che controlla lo stato di tale interruttore, quando invece nelle fasi in cui non avviene alcun passaggio si ha un solo ritardo. Volendo generalizzare le equazioni finora ricavate per il calcolo del vettore errore ad una qualsiasi condizione di modulazione che avvenga in uno qualsiasi dei sei settori, tenendo conto sia verso delle correnti che dell'eventuale passaggio di settore, possiamo scrivere

$$\Delta \bar{v}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\Delta v_1 + \Delta v_2 e^{j\frac{2}{3}\pi} + \Delta v_3 e^{j\frac{4}{3}\pi} \right) \quad (5.3.1.9)$$

Per il contributo della fase k al vettore errore si assume la seguente espressione

$$\Delta v_K = \begin{cases} -V_{CE}(i_K)\rho_K - V_D(i_K)(1-\rho_K) - (E - V_{CE}(i_K) + V_D(i_K))c_{1K}(1+c_{2K})\bar{\tau} & \text{con } i_K > 0 \\ V_D(i_K)\rho_K + V_{CE}(i_K)(1-\rho_K) - (E - V_{CE}(i_K) + V_D(i_K))c_{1K}(1+c_{2K})\bar{\tau} & \text{con } i_K < 0 \end{cases} \quad (5.3.1.10)$$

dove

$$c_{1K} = \begin{cases} 0 & \text{se } \rho_K = 1 \\ 0 & \text{se } \rho_K = 0 \\ 1 & \text{se } \rho_K \neq 0,1. \end{cases} \quad (5.3.1.11)$$

Per quanto riguarda il coefficiente c_{2K} , esso vale 1 se la fase k risente dei tempi morti per passaggio di settore, altrimenti vale 0.

La finalità dello studio qui affrontato relativamente all'effetto dei tempi morti sul vettore tensione modulato con la tecnica SVM, è quella di poter disporre di uno strumento analitico che nelle varie condizioni operative dell'inverter permetta di calcolare di quanto la tensione effettivamente applicata alla macchina differisca da quella desiderata, così da poter mettere in atto una adeguata procedura di correzione dell'errore, la quale viene comunemente detta *compensazione delle cadute di tensione dovute ai tempi morti*.

La compensazione delle cadute di tensione dovute ai tempi morti può essere articolata nelle seguenti fasi:

- riconoscimento del settore di modulazione del vettore richiesto $\bar{v}_s$, della sequenza delle configurazioni dell'inverter necessarie a generarlo e dei tempi di modulazione degli interruttori
- determinazione del segno delle correnti circolanti nelle fasi
- determinazione dei coefficienti C_{1K} e C_{2K} ($K=1,2,3$) per il calcolo del vettore errore
- determinazione del vettore correzione $\Delta \bar{v}_s^*$ da applicare al vettore desiderato come opposto del vettore errore $\Delta \bar{v}_s$

- ricalcolo del vettore desiderato $\bar{v}_s^*$ come somma del vettore inizialmente richiesto e del vettore correzione (vedi figura 5.19).

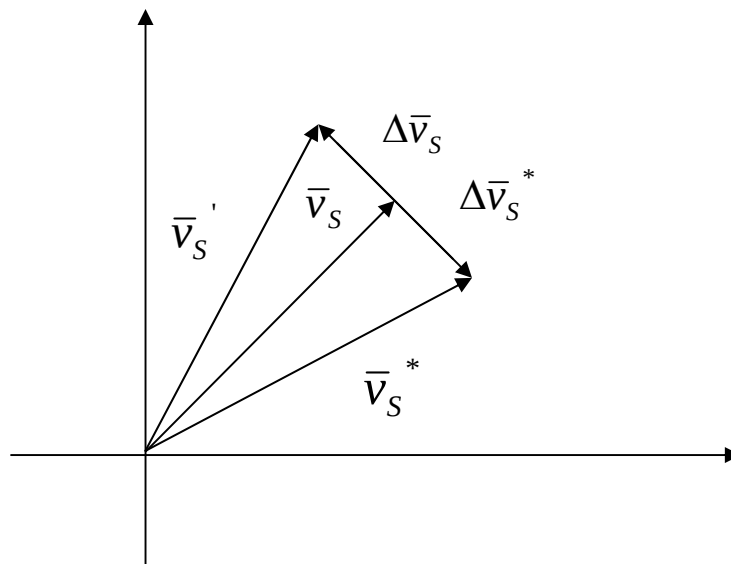


Figura 5.19 - Correzione dell'errore sul vettore tensione modulato

All'atto pratico la compensazione delle cadute dovute ai tempi morti, con la procedura sopra descritta, comporta però non poche difficoltà realizzative, per i motivi a cui si è già accennato nel precedente capitolo, ovvero sostanzialmente per la limitata disponibilità di risorse computazionali da parte del microprocessore che nel sistema di controllo effettua i calcoli richiesti dall'algoritmo impiegato per comandare il motore. L'architettura relativamente semplice dell'unità di calcolo di un microprocessore destinato ad un azionamento elettrico, tipicamente di un DSP (Digital Signal Processor) a virgola fissa, consente in generale una elevata velocità di elaborazione, ma richiede un set di istruzioni molto esteso e complesso. Per questo motivo normalmente non conviene appesantire eccessivamente il carico di lavoro di tale dispositivo, obbligando il controllo ad operare con tempi di ciclo della modulazione SVM troppo elevati, per mettere in atto una procedura di compensazione dei tempi morti troppo sofisticata, la quale in definitiva rimane pur sempre una appendice dell'algoritmo di controllo. Oltre a questo si deve osservare che, in base a quanto è emerso dalle prove sperimentali condotte sui controlli sviluppati nel contesto di questo lavoro, la compensazione delle cadute dovute ai tempi morti può essere realizzata in

modo piuttosto efficace anche soltanto considerando ideali i componenti statici dell'inverter, ossia trascurando le cadute di tensione che essi introducono nella fase di conduzione.

Per questi motivi, nel seguito della trattazione, si supporranno tutti i componenti del convertitore ideali e la compensazione delle cadute di tensione prodotte dai tempi morti diverrà semplicemente la compensazione dell'errore di tensione causato dai tempi morti.

Nonostante questo tipo di semplificazione, in ogni caso giustificata dall'esperienza, si ha comunque che i tempi morti di commutazione impediscono, in qualche caso, di modulare il vettore tensione desiderato. Si consideri al proposito quanto accade nel settore 0. Trascurando le cadute sui componenti, cioè ponendo $V_{D,K}=0$ e $V_{CE,K}=0$ ($K=1,2,3$), per ogni combinazione di corrente nelle fasi si può definire un errore di tensione normalizzato

$$\Delta \tilde{v}_s = \frac{\Delta \bar{v}_s}{\bar{\tau} E_{DC}} \quad (5.3.1.12)$$

che si può esprimere come segue

$$\Delta \tilde{v}_s = \Delta \tilde{v}_{sd} + j \Delta \tilde{v}_{sq} = -C_{11} \text{Sign}(i_1) - C_{12} \text{Sign}(i_2) e^{j\frac{2}{3}\pi} - C_{13} \text{Sign}(i_3) e^{j\frac{4}{3}\pi}. \quad (5.3.1.13)$$

Segno i_1	Segno i_2	Segno i_3	Combinazione	$\Delta \tilde{v}_{sd}$	$\Delta \tilde{v}_{sq}$
+	+	+	1	-1	0
-	+	+	2	-1	0
+	-	+	3	0	-1.732
-	-	+	4	0	-1.732
+	+	-	5	0	1.732
-	+	-	6	0	1.732
+	-	-	7	1	0
-	-	-	8	1	0

Tabella 5.8 - Componenti di asse d e q dell'errore normalizzato in funzione del segno delle correnti

Noto il segno delle correnti sulle tre fasi, mediante la (5.3.1.13) si può risalire immediatamente alle componenti di asse d e q del vettore errore normalizzato. Poiché in quest'ultima equazione le grandezze di cui viene rilevato il segno sono tre, il numero complessivo delle combinazioni di segno da prendere in considerazione è pari a otto, come mostrato nella tabella 5.8. Tuttavia di queste otto le due corrispondenti ai casi in cui tutti i segni sono positivi o negativi non hanno alcun significato fisico. Infatti essendo i segni riferiti al verso delle correnti elettriche circolanti su tre conduttori di un sistema trifase, si ha che essi in qualunque caso devono essere tali da dare somma nulla delle grandezze. Ciononostante, dal punto di vista strettamente matematico, questi due casi particolari vanno presi in considerazione, salvo verificare che essi non conducano la (5.3.1.13) a porgere risultati assurdi. Questa verifica è immediata se si osserva che in tale equazione, in ogni condizione di modulazione, dato che questa è di tipo simmetrico a cinque settori a nulla centrale, uno dei tre rami non commuta mai durante il ciclo, quindi il corrispondente coefficiente C_{ik} è sempre uguale a zero e il segno di una delle tre correnti viene sempre ignorato dal calcolo. In questo modo il risultato fornito dall'equazione nel caso 1, fisicamente non ammissibile, diviene identico a quello del caso 2, fisicamente accettabile, e così pure accade per i casi 7 e 8.

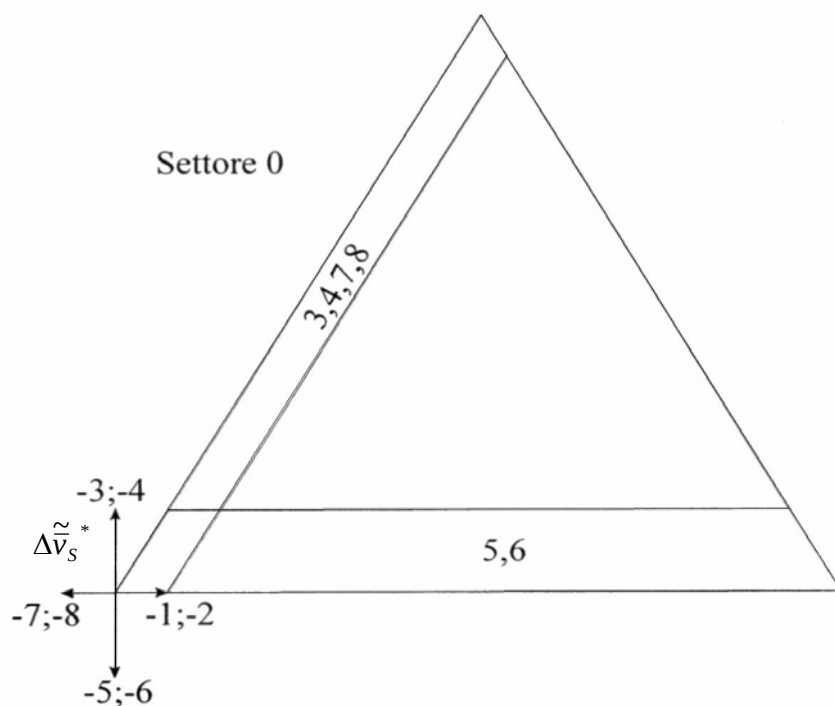


Figura 5.20 - Vettori correzione e bande proibite nel settore 0

Nella figura 5.20 è riportato un diagramma vettoriale che mostra, relativamente al settore 0, la disposizione dei vettori correzione normalizzati da applicare al vettore tensione normalizzato richiesto per ottenere la compensazione dell'errore causato dai tempi morti in corrispondenza di tutte le possibili combinazioni sui segni delle correnti. In essa sono inoltre rappresentate due fasce: quella orizzontale contrassegnata dalle combinazioni 5 e 6 e quella obliqua contrassegnata dalle combinazioni 3, 4, 7, 8. Tali fasce vengono normalmente chiamate *bande proibite*, ad indicare con questo nome che esse rappresentano i luoghi geometrici del piano $\{d, q\}$ all'interno dei quali il vettore tensione richiesto non può essere compensato dell'errore e quindi non può essere modulato dall'inverter. La figura 5.21 chiarisce ulteriormente quanto asserito.

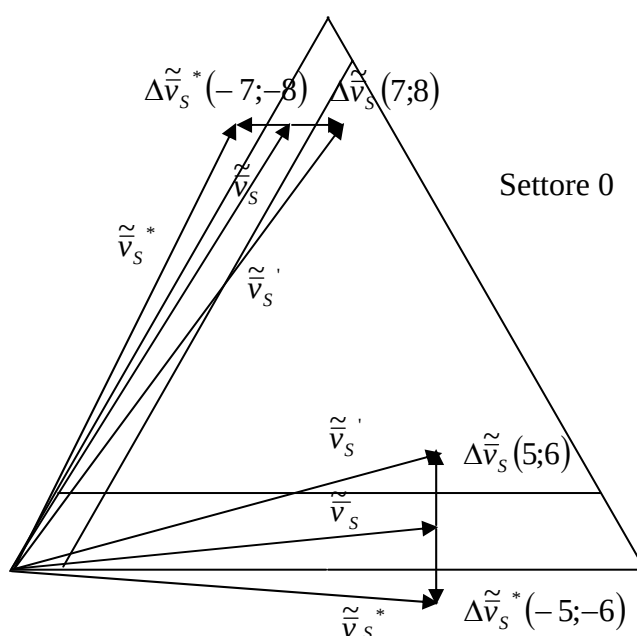


Figura 5.21 - Compensazione di vettori tensione normalizzati interni alle bande proibite

In essa sono mostrati due casi in cui è impossibile la compensazione dell'errore: il caso corrispondente alla modulazione del vettore richiesto normalizzato $\tilde{v}_s$ nelle configurazioni 5 e 6 all'interno della banda proibita orizzontale ed il caso della generazione di tale vettore nelle configurazioni 7 e 8 all'interno della banda proibita obliqua. Nel primo caso il vettore errore normalizzato $\Delta \tilde{v}_s(5;6)$ ed il suo opposto $\Delta \tilde{v}_s^*(-5;-6)$, cioè il vettore correzione, hanno un modulo pari a 1.732 coincidente con

l'ampiezza della banda orizzontale; questo significa che il vettore tensione normalizzato $\tilde{v}_s^*$, ottenuto come somma del vettore tensione normalizzato richiesto $\tilde{v}_s$ e del vettore correzione, cade al di fuori del settore 0 e dunque non può essere modulato. Considerazioni analoghe valgono per il secondo caso in cui il vettore errore normalizzato $\Delta\tilde{v}_s(7;8)$ ed il vettore correzione $\Delta\tilde{v}_s^*(-7;-8)$ hanno modulo unitario pari all'ampiezza della banda obliqua. Quanto esposto in merito alla compensazione dell'errore sul vettore tensione desiderato nelle varie configurazioni di corrente possibili, nonché sulle bande proibite nel settore 0, può essere esteso senza difficoltà a tutti gli altri settori in cui è stato suddiviso il piano complesso. Considerando l'intero piano, la disposizione delle bande proibite, con le relative configurazioni di corrente, diviene dunque quella mostrata nella seguente figura 5.22.

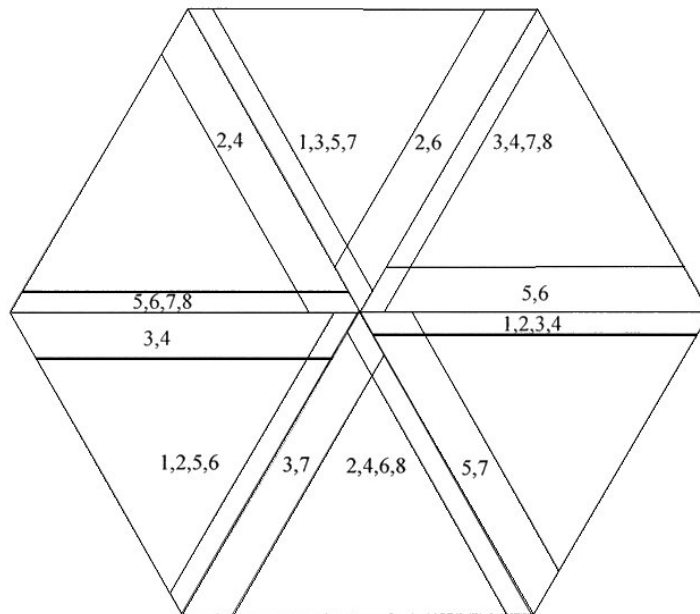


Figura 5.22 - Rappresentazione delle bande proibite sul piano complesso

Per quanto visto in quest'ultima parte del presente sottoparagrafo, risulta chiaro che l'esistenza delle bande proibite introduce sul vettore tensione desiderato un errore di modulazione impossibile da eliminare. D'altra parte, se esso non può essere eliminato, può comunque essere limitato in vari modi. Tenuto conto infatti che le bande proibite, a parità di configurazione di corrente, non sono adiacenti, si può richiedere all'inverter di modulare un vettore di ampiezza uguale al vettore desiderato ma con direzione

uguale a quella del vettore base più vicino. Per fare questo però occorre ricalcolare il nuovo settore di appartenenza del vettore da applicare dopo la correzione, determinare il vettore correzione relativo a tale settore ed effettuare infine la correzione stessa. In alternativa si può richiedere all'inverter di modulare un vettore di ampiezza pari al vettore desiderato che ricada sul limite della banda vietata. Infine si può richiedere al convertitore di modulare, nel settore di appartenenza del vettore desiderato, il vettore tensione corretto dell'errore, ponendo uguali a zero i tempi di applicazione di un vettore base che necessariamente dal calcolo risulteranno negativi.

Nella realizzazione dei controlli che utilizzano la tecnica di modulazione SVM, sviluppati nel contesto di questo lavoro, la metodologia adottata per la limitazione dell'errore causato dalle bande proibite è l'ultima descritta, in quanto essa è la meno onerosa dal punto di vista computazionale e fornisce risultati paragonabili se non addirittura superiori alle altre metodologie.

In definitiva, utilizzando la tecnica di compensazione dei tempi morti illustrata in precedenza, nell'ipotesi di interruttori statici ideali, e compensando gli effetti delle bande proibite come sopra, si eliminano quasi completamente gli effetti dei tempi morti nei casi in cui il vettore tensione da generare si trova al di fuori delle bande proibite, mentre nei casi in cui esso risulta interno è presente un errore che dipende dal rapporto fra tensione del lato continua e la tensione da generare. In particolare per piccole tensioni del bus DC aumenta la probabilità di trovarsi in una zona vietata, così come avviene all'aumentare del rapporto fra la durata del tempo morto e del tempo di ciclo, e questo inevitabilmente comporta che l'errore di modulazione sia percentualmente più consistente rispetto ai casi in cui la tensione è più elevata e la dinamica degli interruttori più veloce nei confronti del ciclo di modulazione. Da queste considerazioni si evince come le condizioni peggiori di funzionamento, ai fini della compensazione degli errori causati dai tempi morti, siano quelle in cui la macchina asincrona ruota a bassissima velocità erogando una coppia pressoché nulla. In tal caso infatti il vettore tensione percorre molto lentamente il piano $\{d, q\}$ e la probabilità che questo si trovi in una banda proibita risulta elevata, anche a causa della contemporanea richiesta di un modesto valore di coppia, la quale, come noto, si traduce nella richiesta di una bassa tensione da modulare.

Capitolo 6

La modulazione della tensione impressa con la tecnica DTC

6.1 *Introduzione*

Nel precedente capitolo si è visto come a partire da una certo vettore tensione di riferimento sia possibile, per mezzo della tecnica SVM, generare una successione di configurazioni dell'inverter tale che il vettore in questione possa essere mediamente ottenuto in un ciclo di modulazione. Il raggiungimento di questo risultato è condizionato, per quanto si è visto, dalla scelta di una adeguata legge di commutazione che stabilisca lo stato degli interruttori statici del convertitore, nonché la durata dell'intervallo di tempo per cui questo stato deve essere mantenuto. Questo tipo di approccio alla modulazione della tensione impressa deriva dalla necessità di inseguire fedelmente il riferimento di tensione prodotto dall'algoritmo di controllo che sovrintende al funzionamento del motore. L'algoritmo in questione appartiene alla categoria di quelli utilizzati nei controlli di tipo vettoriale, in cui l'obiettivo fondamentale è quello di controllare la coppia e il flusso della macchina con la massima precisione possibile. Tale obiettivo, come già chiarito, viene raggiunto individuando la legge che lega la coppia elettromagnetica e il flusso desiderati al vettore corrente statorica e successivamente, prevedendo di utilizzare l'inverter come regolatore di tensione, ricavando la legge di variazione della corrispondente tensione di riferimento. Questo modo di procedere conduce a ottimi risultati dal punto di vista

delle prestazioni del motore e dello sfruttamento della sorgente dalla quale l'azionamento trae energia, ma comporta non poche difficoltà nell'implementazione dell'algoritmo di controllo su microprocessore. Infatti un controllo di tipo vettoriale richiede l'esecuzione di molti calcoli e la conoscenza del valore di un consistente numero di parametri di macchina con un buon livello di precisione. La determinazione di questi ultimi, in particolare, richiede l'esecuzione di prove dedicate, nonché il corretto trattamento dei risultati delle prove stesse laddove queste evidenzino, come normalmente avviene, una sensibile variazione dei parametri per effetto della temperatura e delle condizioni di saturazione magnetica del ferro.

La tecnica DTC, illustrata in questo capitolo, si propone di semplificare, rispetto al controllo vettoriale, le operazioni che portano dalla imposizione del valore dei riferimenti di flusso e coppia del controllo alla modulazione della tensione impressa alla macchina mediante l'inverter. In particolare essa si prefigge di operare in maniera diretta sulle commutazioni dei rami dell'inverter al fine di ottenere l'inseguimento della coppia e del flusso di riferimento, senza che tra queste grandezze in ingresso e i segnali di comando per gli interruttori statici in uscita sia presente nell'algoritmo di controllo qualche blocco che effettua complessi calcoli intermedi. In sostanza quindi, dati la coppia elettromagnetica di riferimento C_{EM}^* , il modulo del flusso rotorico di riferimento φ_R^* , e quindi il modulo del flusso statorico di riferimento φ_S^* , lo scopo di questa tecnica è quello di individuare direttamente le configurazioni che l'inverter deve produrre affinché la coppia ed il flusso varino intorno ai rispettivi valori di riferimento con una certa tolleranza. Tale tolleranza è stabilita da due bande di oscillazione che nel gergo specialistico vengono definite *banda della coppia* e *banda del flusso*. Naturalmente poiché né la coppia elettromagnetica né il flusso sono grandezze di macchina accessibili, non è possibile controllare i loro valori effettivi, ma soltanto modulare la tensione dell'inverter in modo tale che i loro valori stimati si mantengano all'interno delle relative bande.

La scelta del modulo del flusso rotorico come secondo segnale di riferimento trova la sua giustificazione nelle considerazioni svolte nel secondo capitolo a proposito del controllo della coppia elettromagnetica a regime, mentre il passaggio dal flusso rotorico di riferimento al flusso statorico di riferimento deriva dalla necessità di utilizzare come comando di flusso una grandezza direttamente correlata alla tensione applicata alla macchina, la quale consenta di valutare in modo immediato l'effetto delle configurazioni applicate dall'inverter sulle variazioni della medesima intorno ai corrispondenti valori di riferimento.

6.2 La regolazione del flusso statorico

Il modulo del flusso statorico di riferimento può essere ricavato dal modulo del flusso rotorico di riferimento tramite le equazioni del controllo vettoriale della coppia in funzione della corrente. Fra queste riprendiamo le relazioni (2.4.21) e (2.4.22) ricavate nel secondo capitolo

$$\varphi_{sd}^{e*} = L_S i_{sd}^e + M i_{rd}^e = \frac{L_S}{M} \varphi_R^* \quad (6.2.1)$$

$$\varphi_{sq}^{e*} = L_S i_{sq}^e + M i_{rq}^e = \frac{L_S L_R \sigma}{pM} \frac{C_{EM}^*}{\varphi_R^*} \quad (6.2.2)$$

e ricordiamo che φ_{sd}^{e*} e φ_{sq}^{e*} sono le componenti di asse d e q del vettore flusso statorico di riferimento espresse nel sistema del flusso rotorico. Il modulo del vettore flusso statorico di riferimento è pertanto esprimibile come segue

$$\varphi_S^* = \sqrt{\left(\frac{L_S}{M} \varphi_R^*\right)^2 + \left(\frac{\sigma L_S L_R}{pM} \frac{C_{EM}^*}{\varphi_R^*}\right)^2} \quad (6.2.3)$$

Noto il modulo del flusso statorico di riferimento, la modulazione della tensione generata dall'inverter deve essere tale da mantenere il flusso statorico stimato $\tilde{\varphi}_S$ all'interno della banda del flusso, ovvero deve realizzarsi la condizione $\tilde{\varphi}_S \in \varphi_S^{*B}$, ove con l'apice ^B indichiamo la banda attorno al valore di riferimento φ_S^* . Nel piano $\{d, q\}$ questo significa far ricadere il vettore flusso statorico stimato entro una corona circolare il cui raggio medio è pari al flusso statorico di riferimento e la cui ampiezza è pari alla larghezza della banda del flusso, come mostrato in figura 6.1.

A questo punto ricorrendo all'ipotesi già più volte introdotta che la macchina abbia le fasi statoriche collegate a stella, valutiamo l'effetto che una data configurazione generata dall'inverter, ossia una data terna di tensioni di fase, produce sul flusso statorico.

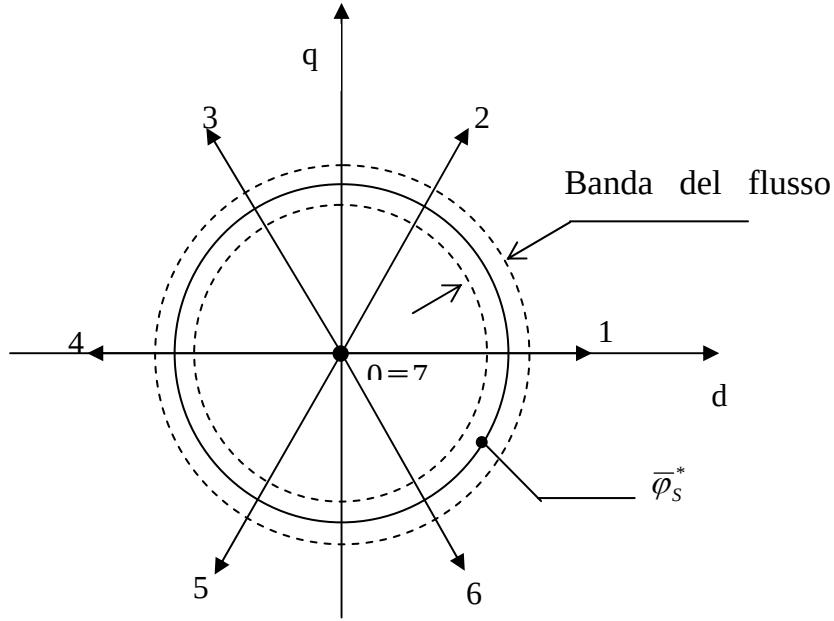


Figura 6.1 - Rappresentazione della banda attorno al flusso statorico di riferimento

Dall'equazione statorica di macchina espressa in forma vettoriale si ha

$$\overline{v_s} = R_s \overline{i_s} + \frac{d\overline{\varphi_s}}{dt}. \quad (6.2.4)$$

Integrando fra i generici istanti t e $t+T_C$, essendo T_C il tempo di ciclo della modulazione della tensione impressa, si ricava

$$\overline{\varphi_s} \Big|_{(t+T_C)} = \overline{\varphi_s} \Big|_t + \int_t^{t+T_C} (\overline{v_s} - R_s \overline{i_s}) dt. \quad (6.2.5)$$

Supponiamo ora che la tensione e la corrente statorica rimangano costanti nel tempo di ciclo. Questa ipotesi è sicuramente valida per la tensione, dato che l'inverter applica una configurazione fissa in ogni ciclo di modulazione, mentre introduce una certa approssimazione per ciò che concerne la corrente; tuttavia dato che la caduta prodotta dalla resistenza statorica è normalmente trascurabile rispetto alla tensione applicata, essa si può considerare senz'altro accettabile.

Con ciò la (6.2.5) porge

$$\overline{\varphi}_{S(H+1)} = \overline{\varphi}_{S(H)} + (\overline{v}_{SK(H)} - R_s \overline{i}_{S(H)}) T_C \quad (6.2.6)$$

dove

- $\overline{\varphi}_{S(H+1)}$ è il vettore flusso statorico all'istante H+1
- $\overline{\varphi}_{S(H)}$ è il vettore flusso statorico all'istante H
- $\overline{v}_{SK(H)}$ è il vettore tensione corrispondente alla configurazione K applicato nel ciclo [H,H+1], con $K = 0 \div 7$
- $\overline{i}_{S(H)}$ è il vettore corrente statorica all'istante H.

Trascurando la caduta statorica si arriva alla seguente legge di variazione del flusso statorico

$$\begin{aligned} \Delta \overline{\varphi}_{S[H,H+1]} &= \overline{\varphi}_{S(H+1)} - \overline{\varphi}_{S(H)} = (\overline{v}_{SK(H)} - R_s \overline{i}_{S(H)}) T_C \\ \Delta \overline{\varphi}_{S[H,H+1]} &\cong \overline{v}_{SK(H)} T_C \end{aligned} \quad (6.2.7)$$

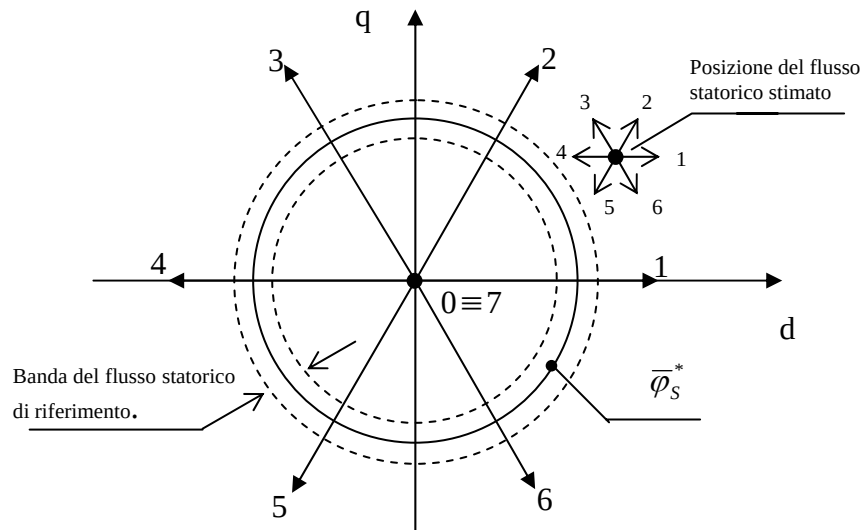


Figura 6.2 - Variazioni possibili del vettore flusso statorico in funzione della tensione applicata

La (6.2.7) mostra che applicando una delle sette possibili configurazioni dell'inverter (considerato che le due corrispondenti al vettore nullo coincidono), il vettore flusso

statorico si sposta in direzione parallela al vettore $\overline{v_{SK}}$ applicato. Se il flusso statorico stimato è individuato da un vettore che nel piano $\{d, q\}$ cade al di fuori della relativa banda è necessario applicare un vettore tensione $\overline{v_{SK}}$ che tenda a riportarlo all'interno della stessa. La scelta della $\overline{v_{SK}}$ da applicare non è però univoca in quanto, oltre ad essere legata alla variazione che deve subire il vettore flusso statorico, dipende anche dallo stato della coppia, ovvero dal fatto che questa deve aumentare, diminuire, oppure rimanere invariata rispetto al valore di riferimento. La figura 6.2 illustra dal punto di vista grafico il concetto appena espresso. Essa si riferisce ad una ipotetica situazione di funzionamento della macchina in cui il flusso statorico stimato si trova al di sopra del limite superiore della banda del flusso, rappresentato dalla circonferenza più esterna della corona circolare. Come si evince chiaramente osservando il diagramma vettoriale, le configurazioni 4 e 5 sono entrambe appropriate ed equivalenti nei confronti della correzione del modulo vettore flusso statorico, ovvero tendono entrambe a riportare tale vettore entro la banda, ma non hanno la stessa influenza sulla coppia. Infatti queste due configurazioni dando luogo ad un diverso spostamento del vettore flusso statorico verso l'interno della corona circolare e quindi ad una diversa variazione della sua fase, la quale si traduce in un diverso sfasamento tra tale vettore e il vettore flusso rotorico, per quanto si è visto al paragrafo 2.5 del capitolo 2, comportano una diversa variazione della coppia elettromagnetica sviluppata.

6.3 La strategia di controllo della coppia e del flusso

Poste le basi per lo studio, illustriamo ora nel dettaglio i principi su cui si fonda la strategia di controllo della coppia e del flusso di una macchina asincrona che sta alla base della tecnica DTC. Procediamo innanzitutto ad una suddivisione del piano $\{d, q\}$ in sei settori uguali, ognuno avente come bisettrice il corrispondente vettore tensione statorica, come indicato in figura 6.3. Riprendiamo inoltre dal paragrafo 2.5 del capitolo 2 l'equazione (2.5.20) che fornisce la variazione della coppia elettromagnetica fra gli istanti H e $H+1$ per effetto della tensione applicata all'istante H in corrispondenza della velocità di rotazione della macchina ω_m

$$\Delta C_{EM_{[H, H+1]}} = p \frac{M}{\sigma L_R L_S} T_C \left[\left(\overline{v_{S_{[H]}}} - j \omega_m \overline{\varphi_{S_{[H]}}} \right) \bullet j \overline{\varphi_{R_{[H]}}}^s \right]. \quad (6.3.1)$$

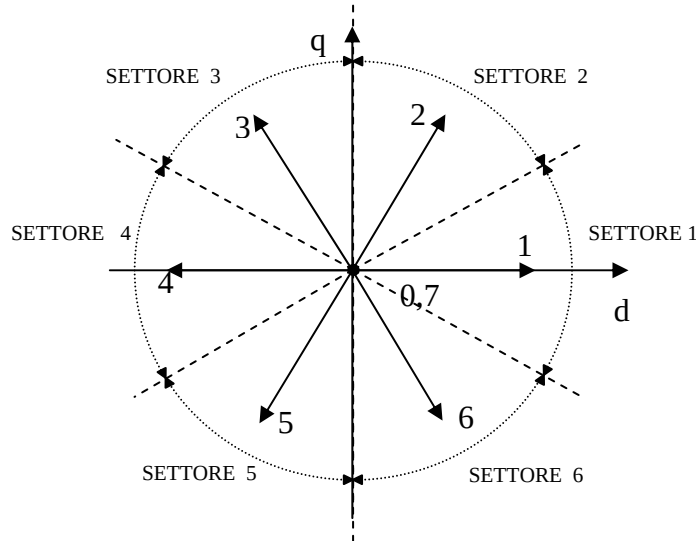


Figura 6.3 - Definizione dei settori di appartenenza dei vettori tensione generabili dall'inverter

Per rendere la trattazione più generica possibile supponiamo ora che il vettore flusso statorico all'istante H $\bar{\varphi}_{S[H]}$ appartenga al generico settore K , con K variabile da 1 a 6. Assumiamo inoltre che i vettori tensione statorica, così come i rispettivi settori del piano $\{d, q\}$, vengano identificati entrambi dallo stesso numero K che individua il settore di appartenenza del vettore flusso statorico $\bar{\varphi}_{S[H]}$, come illustrato in figura 6.4.

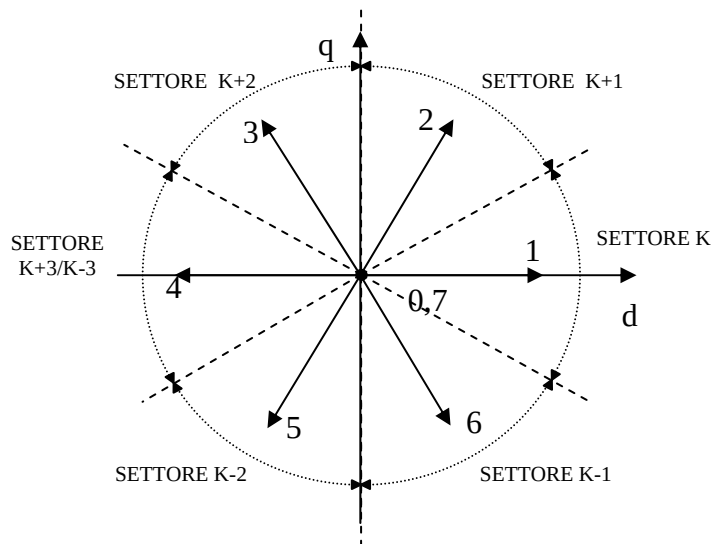


Figura 6.4 - Definizione dei settori con numerazione relativa al settore K di appartenenza del vettore $\bar{\varphi}_{S[H]}$

Associamo ora al piano $\{d, q\}$ una terza dimensione mediante un asse ad esso perpendicolare, orientato in modo che il suo verso positivo sia quello uscente dal piano stesso. Su questo asse riportiamo i valori della variazione di coppia corrispondenti al modulo e alla posizione dei vettori $\bar{\varphi}_{R_{[H]}}^S$ e $\bar{v}_{S_{[H]}}$ nell'ipotesi di poter alimentare la macchina con un qualsivoglia vettore tensione statorica $\bar{v}_{SK_{[H]}}$, con K da 0 a 7. Di questa superficie interessa in particolare visualizzare le curve di livello, ovvero le curve a variazione di coppia costante. Supponiamo inizialmente che la macchina sia ferma, ovvero che sia $\omega_m = 0$, e che la coppia sviluppata all'istante H sia nulla. Dalla equazione della coppia (2.5.17) del capitolo 2, che per comodità viene di seguito riportata,

$$C_{EM_{[H]}} = p \frac{M}{\sigma L_R L_S} (\bar{\varphi}_{S_{[H]}} \bullet j \bar{\varphi}_{R_{[H]}}^S) \quad (6.3.2)$$

risulta che essendo la coppia $C_{EM_{[H]}}$ nulla, il flusso rotorico nel sistema di riferimento statorico $\bar{\varphi}_{R_{[H]}}^S$ ed il flusso statorico $\bar{\varphi}_{S_{[H]}}$ sono in fase tra loro. Nella condizione di funzionamento ipotizzata la (6.3.1) si semplifica come segue

$$\Delta C_{EM_{[H, H+1]}} = p \frac{M}{\sigma L_R L_S} T_C [\bar{v}_{S_{[H]}} \bullet j \bar{\varphi}_{R_{[H]}}^S]. \quad (6.3.3)$$

Come si può notare, per ottenere una variazione di coppia diversa da zero è necessario applicare alla macchina un vettore tensione statorica $\bar{v}_{S_{[H]}}$ avente una componente non nulla nella direzione ortogonale al vettore flusso rotorico $\bar{\varphi}_{R_{[H]}}^S$ (ovvero non nulla nella direzione del vettore $j \bar{\varphi}_{R_{[H]}}^S$). Da ciò consegue che vettori tensione statorica diversi aventi uguale componente nella direzione del vettore $j \bar{\varphi}_{R_{[H]}}^S$ danno uguali variazioni di coppia. Questo significa, come del resto è ben evidenziato in figura 6.5, che le curve di livello sono rette parallele all'asse d e che la condizione ottimale di alimentazione della macchina, a parità di variazione di coppia, è quella per la quale il vettore tensione

è ortogonale a $\overline{\varphi}_{R[H]}^S$. Applicando vettori tensione statorica opposti si ottengono variazioni di coppia uguali in valore assoluto ma di segno opposto: vi è quindi una perfetta simmetria tra le variazioni positive e negative di coppia, ovvero la retta a variazione di coppia nulla passa per l'origine.

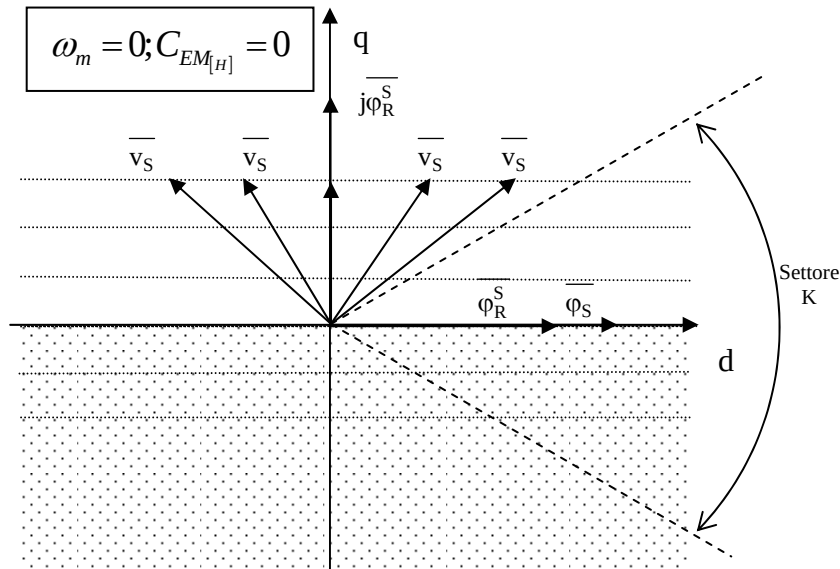


Figura 6.5 - Curve di livello della variazione di coppia nel caso $\omega_m = 0$ e $C_{EM[H]} = 0$

Consideriamo adesso il caso in cui la macchina è ferma e all'istante H eroga una certa coppia positiva ($C_{EM[H]} > 0$). Poiché la velocità di rotazione è nulla l'espressione della variazione di coppia prodotta dato vettore tensione statorica è data ancora dalla (6.3.3). Per avere una variazione di coppia diversa da zero, anche in questo secondo caso, è necessario applicare un vettore tensione con componente non nulla in direzione ortogonale al flusso rotorico, ossia in fase con il vettore $j\overline{\varphi}_{R[H]}^S$. Essendo la coppia all'istante H non nulla, il flusso statorico $\overline{\varphi}_{S[H]}^S$ e il flusso rotorico nel riferimento statorico $\overline{\varphi}_{R[H]}^S$ non sono più in fase e quindi il vettore $j\overline{\varphi}_{R[H]}^S$ non è più ortogonale al vettore flusso statorico. Dal momento che, senza ledere di generalità, abbiamo ipotizzato di posizionare il vettore flusso statorico sull'asse d, si ha che il vettore $j\overline{\varphi}_{R[H]}^S$ non giace più sull'asse q ma risulta ruotato rispetto ad esso di un certo angolo dipendente dal valore di $C_{EM[H]}$. La figura 6.6 chiarisce quanto asserito.

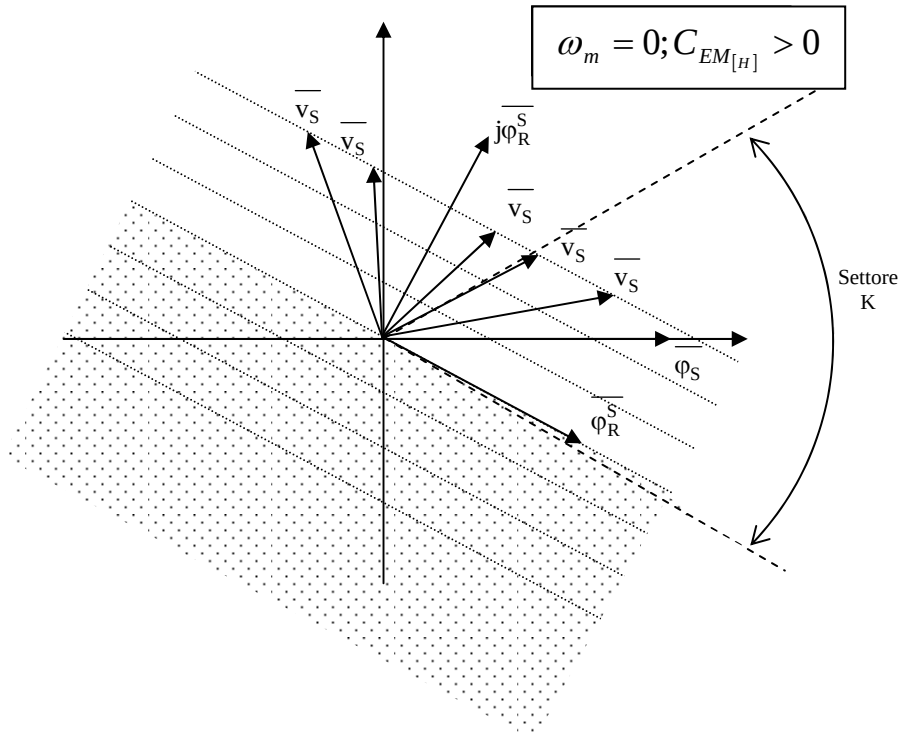


Figura 6.6 - Curve di livello della variazione di coppia nel caso $\omega_m = 0$ e $C_{EM[H]} > 0$

Come in precedenza si ha che vettori tensione statorica aventi medesima componente lungo $j\overline{\varphi}_{R[H]}^S$ determinano identiche variazioni di coppia. Tuttavia poiché nel caso da ultimo considerato tale vettore è ruotato rispetto a quello del caso precedente, risulta che le curve di livello della coppia non sono più parallele all'asse d ma subiscono una rotazione intorno all'origine in modo da rimanere ortogonali al vettore $j\overline{\varphi}_{R[H]}^S$, ovvero parallele al vettore flusso rotorico nel riferimento statorico $\overline{\varphi}_{R[H]}^S$.

Notiamo che la condizione ottimale di alimentazione della macchina, a parità di variazione di coppia, come nel primo caso è quella per cui il vettore tensione è ortogonale a $\overline{\varphi}_{R[H]}^S$. Inoltre si mantiene la perfetta simmetria tra le variazioni di coppia positive e negative dal momento che la retta a variazione di coppia nulla continua a passare per l'origine. Possiamo ora ad esaminare il caso in cui la macchina sia in moto e ruoti nel verso positivo rispetto al sistema di riferimento angolare adottato, ovvero che sia $\omega_m > 0$, e che all'istante H non eroghi alcuna coppia, cioè che si abbia $C_{EM[H]} = 0$. Essendo la coppia all'istante H nulla, il flusso rotorico nel riferimento

statorico $\overline{\varphi}_{R[H]}^S$ ed il flusso statorico $\overline{\varphi}_{S[H]}$ sono in fase. In questo caso nell'equazione (6.3.1), a differenza dei casi precedenti, compare la dipendenza della variazione di coppia dalla velocità. Infatti per ottenere una variazione di coppia non nulla è necessario che sia il vettore $(\overline{v}_{S[H]} - j\omega_m \overline{\varphi}_{S[H]})$ ad avere una componente diversa da zero lungo la direzione del vettore $j\overline{\varphi}_{R[H]}^S$, anziché semplicemente il vettore $\overline{v}_{S[H]}$.

Osservando la figura 6.7 si può notare che ogni vettore tensione statorica avente una componente qualsiasi lungo l'asse d e una componente pari a $j\omega_m \overline{\varphi}_{S[H]}$ lungo l'asse q è tale da non produrre alcuna variazione di coppia, essendo ortogonale al vettore $j\overline{\varphi}_{R[H]}^S$. In tal caso quindi la retta a variazione di coppia nulla non passa più per l'origine ma, avendo supposto la velocità positiva, risulta traslata verso l'alto; in particolare essa risulta parallela all'asse d e passante per l'estremo del vettore $j\omega_m \overline{\varphi}_{S[H]}$. Da ciò consegue che quando la macchina è in moto, per ottenere una variazione positiva di coppia è necessario applicare un vettore tensione statorica il cui estremo superi la curva di livello per cui si ha $\Delta C_{EM[H,H+1]} = 0$.

Se per esempio la macchina sta ruotando con velocità angolare positiva ($\omega_m > 0$) e si applica un vettore tensione statorica nullo ($\overline{v}_{S[H]} = 0$), la variazione di coppia diviene negativa ($\Delta C_{EM[H,H+1]} < 0$) e il motore subisce una azione frenante. In questo caso perciò le curve di livello della superficie della variazione di coppia sono asimmetriche rispetto all'origine e il grado di asimmetria dipende dalla velocità ω_m della macchina. In particolare questa asimmetria è causata da uno spostamento verso l'alto della retta a variazione di coppia nulla se la velocità è positiva e da uno spostamento verso il basso se è negativa. Si nota inoltre che, come nei casi precedenti, la condizione ottimale di alimentazione della macchina, a parità di variazione di coppia, è quella per la quale il vettore tensione è ortogonale a $\overline{\varphi}_{R[H]}^S$.

Dopo avere analizzato i casi più semplici di funzionamento, per illustrare con maggiore chiarezza l'effetto che le singole ipotesi sui valori di ω_m e $C_{EM[H]}$ hanno sulla variazione di coppia e sulle curve di livello della relativa superficie, arriviamo ora al caso più generale.

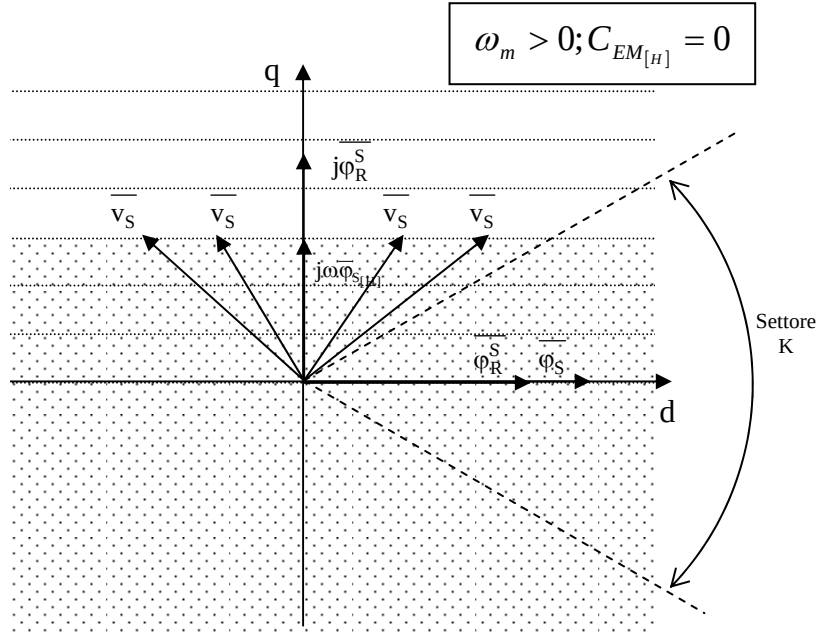


Figura 6.7 - Curve di livello della variazione di coppia nel caso $\omega_m > 0$ e $C_{EM[H]} = 0$

Supponiamo che la macchina sia in moto e che all'istante H eroghi coppia non nulla. Per esempio ipotizziamo che siano $\omega_m > 0$ e $C_{EM[H]} > 0$. Questo caso può essere visto come l'unione dei due appena studiati. Infatti dato che $C_{EM[H]}$ è positiva, il vettore flusso statorico $\bar{\varphi}_{S[H]}$ e il vettore flusso rotorico nel riferimento statorico $\bar{\varphi}_{R[H]}^S$ sono tra loro sfasati, quindi il vettore $j\bar{\varphi}_{R[H]}^S$ non è ortogonale al vettore flusso statorico (il quale come nei casi precedenti per comodità si pone sull'asse d) e conseguentemente le curve di livello della variazione di coppia risultano ruotate attorno all'origine parallelamente al vettore $\bar{\varphi}_{R[H]}^S$. Inoltre, essendo la velocità positiva, tali curve di livello sono traslate verso l'alto in misura tale da far passare la retta a $\Delta C_{EM[H,H+1]} = 0$ per l'estremo del vettore $j\omega_m \bar{\varphi}_{S[H]}$. Analogamente a quanto visto nel caso precedente, le variazioni di coppia positive e negative risultano perciò asimmetriche rispetto all'asse d e tali da spostare la retta a variazione di coppia nulla sempre più verso l'alto all'aumentare della velocità ω_m . Naturalmente, come sempre, la migliore condizione

di alimentazione della macchina, a parità di variazione di coppia, è quella per la quale il vettore tensione è ortogonale a $\overline{\varphi}_{R[H]}^S$.

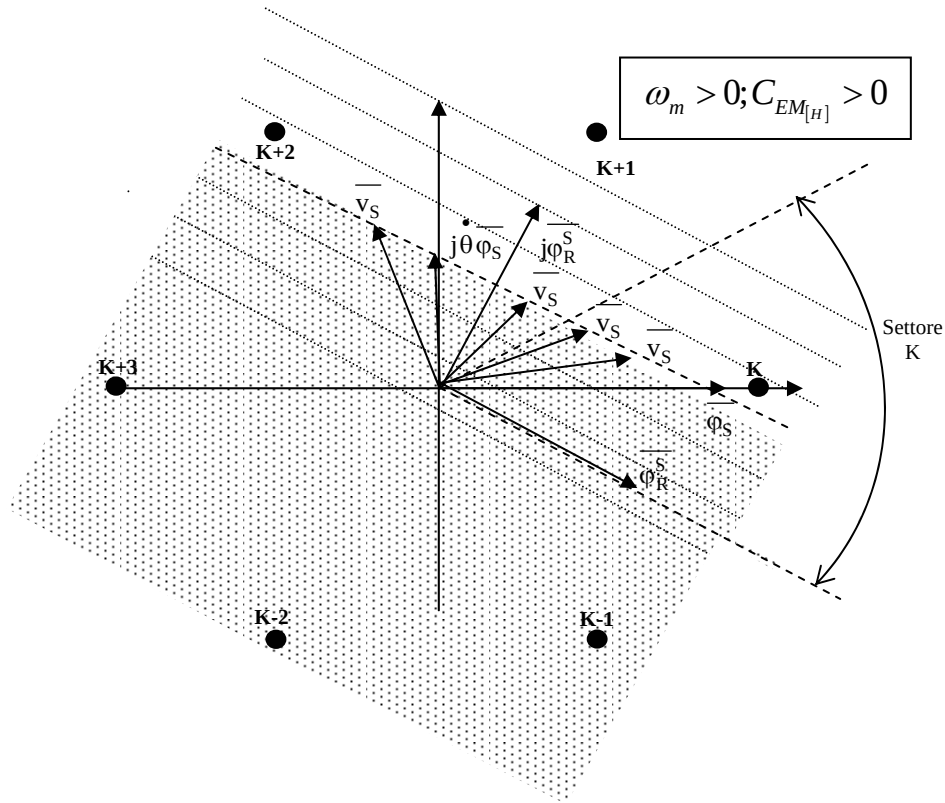


Figura 6.8 - Curve di livello della variazione di coppia nel caso $\omega_m > 0$ e $C_{EM[H]} > 0$

Quanto si riferisce all'ultimo caso esaminato è illustrato nella figura 6.8; in essa, oltre agli elementi grafici presenti anche nelle precedenti figure dedicate alle curve di livello della variazione di coppia, sono stati evidenziati i punti che individuano gli estremi dei vettori tensione statorica ottenibili dall'inverter. La rappresentazione di tali punti dà la possibilità di analizzare l'effetto che questi vettori tensione determinano sulle variazioni di coppia e di flusso statorico della macchina. La situazione può essere sintetizzata come segue:

- vettore $\overline{v}_K \Rightarrow$ aumenta il modulo del flusso statorico e aumenta la coppia (configurazione radiale positiva)
- vettore $\overline{v}_{K+1} \Rightarrow$ aumenta il modulo del flusso statorico e aumenta la coppia (configurazione diretta positiva)

- vettore $\overline{v_{K-1}} \Rightarrow$ aumenta il modulo del flusso statorico e diminuisce la coppia (*configurazione inversa positiva*)
- vettore $\overline{v_{K+2}} \Rightarrow$ diminuisce il modulo del flusso statorico e aumenta la coppia (*configurazione diretta negativa*)
- vettore $\overline{v_{K-2}} \Rightarrow$ diminuisce il modulo del flusso statorico e diminuisce la coppia (*configurazione inversa negativa*)
- vettore $\overline{v_{K+3}} \Rightarrow$ diminuisce il modulo del flusso statorico e diminuisce la coppia (*configurazione radiale negativa*)
- vettori $\overline{v_0}$ o $\overline{v_7} \Rightarrow$ lasciano inalterato il modulo del flusso statorico e diminuiscono la coppia (*configurazioni nulle*).

Valutato l'effetto prodotto da ciascun vettore tensione modulato dall'inverter, si può costruire una tabella di scelta delle configurazioni nella quale vengono riportate le configurazioni volute in relazione al tipo di comportamento che si desidera ottenere dalla macchina, ovvero in funzione dell'errore esistente fra la coppia e il modulo del flusso statorico stimati e i rispettivi valori di riferimento.

In letteratura esistono diversi criteri per la scelta delle suddette configurazioni. Quello che ci apprestiamo ad illustrare di seguito è quello tradizionale basato sull'impiego di due comparatori definiti *regolatore di flusso* e *regolatore di coppia*. Essi a seconda dell'appartenenza o meno delle grandezze regolate alle rispettive bande, forniscono in uscita dei segnali discreti che costituiscono i punti di accesso alla tabella che contiene le configurazioni ritenute più idonee per riportare la coppia e il modulo del flusso statorico entro le bande medesime, oppure per mantenerle ad esse interne.

Per quanto riguarda il comportamento del regolatore di flusso statorico, si ha che quando il modulo del flusso statorico stimato all'istante H è minore del valore limite inferiore della banda, pari a $\varphi_s^* - \Delta\varphi_s^*$, ove φ_s^* è il modulo del flusso statorico di riferimento e $\Delta\varphi_s^*$ è la semiampiezza della banda del flusso, esso si trova nello stato “-1” e alla macchina vengono applicate delle configurazioni che provvedono ad alzare il valore del modulo del flusso statorico fino a che esso non supera il valore limite superiore $\varphi_s^* + \Delta\varphi_s^*$. Il raggiungimento di quest'ultimo valore porta il regolatore nello stato “+1” e tale cambiamento di stato comporta l'applicazione di configurazioni tali da diminuire il modulo del flusso fino a farlo divenire inferiore a $\varphi_s^* - \Delta\varphi_s^*$. Verificatasi questa condizione si ha quindi un ritorno allo stato -1 e alle configurazioni che aumentano il modulo del flusso.

Il regolatore di flusso, visualizzato in figura 6.9, non è altro quindi che un semplice comparatore ad isteresi, la cui funzione è essenzialmente quella di mantenere il modulo del flusso statorico stimato intorno al valore di riferimento φ_s^* , facendo commutare l'inverter con una frequenza limite superiore prestabilita e regolabile mediante il valore dell'ampiezza della banda di flusso.

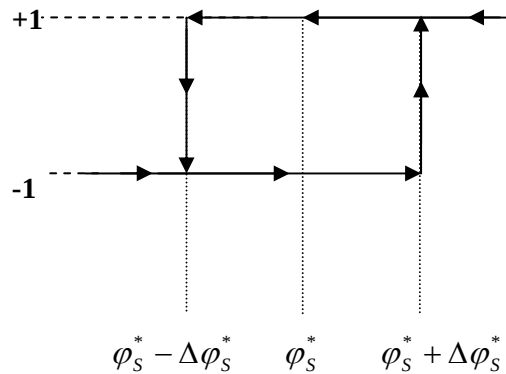


Figura 6.9 - Regolatore di flusso

Per ciò che concerne il regolatore di coppia, si ha invece che quando la coppia elettromagnetica sviluppata all'istante H è minore del limite inferiore della banda $C_{EM}^* - \Delta C_{EM}^*$, ove C_{EM}^* è la coppia di riferimento e ΔC_{EM}^* la semiampiezza della banda di coppia, il regolatore si trova nello stato “-1” e al motore vengono applicate delle configurazioni tali da far aumentare la coppia fino al valore di riferimento C_{EM}^* . Superato quest'ultimo il regolatore si porta nello stato “0” e si scelgono delle configurazioni tali da cercare di mantenere costante la coppia. In maniera duale si ha che quando la coppia supera il valore limite superiore $C_{EM}^* + \Delta C_{EM}^*$ il regolatore assume lo stato “+1” e le configurazioni applicate in tal caso sono tali da diminuire la coppia fino al raggiungimento del valore di riferimento C_{EM}^* . Al di sotto di quest'ultimo lo stato del regolatore ritorna a 0 e alla macchina, come nel caso precedente, vengono applicate delle configurazioni tali da cercare di mantenere costante la coppia. La figura 6.10 riassume il funzionamento di questo regolatore di coppia.

A questo punto non rimane che specificare quali sono le configurazioni che l'inverter deve produrre in corrispondenza dei valori discreti assunti dalle variabili di stato dei due comparatori. A questo scopo giova ricordare il diagramma vettoriale della figura 6.8 e tenere presente il già citato effetto dei singoli vettori tensione sulle variazioni di coppia e di flusso.

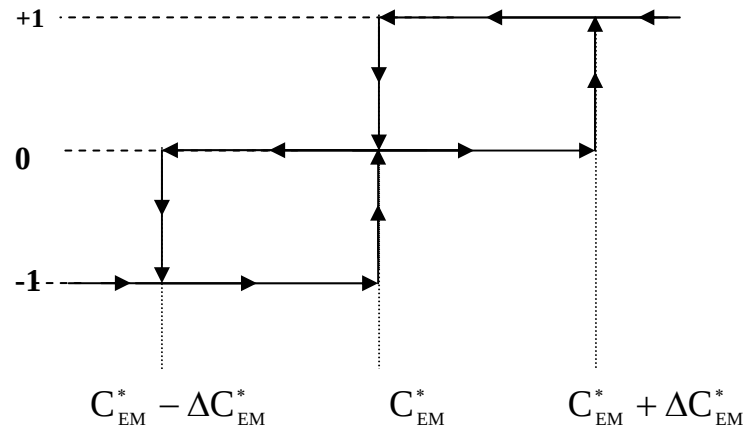


Figura 6.10 - Regolatore di coppia

Il criterio di scelta delle configurazioni su cui si basa la tecnica DTC si può riassumere nei seguenti punti

- uscita del comparatore di coppia uguale a 0: la coppia deve continuare a mantenersi all'interno della rispettiva banda $\Rightarrow$ configurazione nulla
- uscite del comparatore di flusso e del comparatore di coppia entrambe uguali a +1: il flusso e la coppia devono calare $\Rightarrow$ configurazione $K - 2$
- uscita del comparatore di flusso uguale a +1 e del comparatore di coppia uguale a -1: il flusso deve calare e la coppia aumentare $\Rightarrow$ configurazione $K + 2$
- uscita del comparatore di flusso uguale a -1 e del comparatore di coppia pari a +1: il flusso deve aumentare e la coppia calare $\Rightarrow$ configurazione $K - 1$
- uscite del comparatore di flusso e del comparatore di coppia entrambe uguali a -1: il flusso e la coppia devono crescere $\Rightarrow$ configurazione $K + 1$.

Le configurazioni scelte, per il settore K di appartenenza del vettore flusso statorico stimato, possono essere riportate nella seguente nella tabella 6.1.

		Stato della coppia		
		+1	0	-1
Stato del flusso	+1	K-2	0	K+2
	-1	K-1	0	K+1

Tabella 6.1 - Configurazioni previste dalla tecnica DTC per il settore K

Considerando poi tutti i settori in cui è stato suddiviso il piano $\{d, q\}$ si ottiene la tabella di scelta delle configurazioni completa sotto riportata.

Stato flusso	Stato coppia	Settore 1	Settore 2	Settore 3	Settore 4	Settore 5	Settore 6
-1	-1	2	3	4	5	6	1
-1	0	0	0	0	0	0	0
-1	+1	6	1	2	3	4	5
+1	-1	3	4	5	6	1	2
+1	0	0	0	0	0	0	0
+1	+1	5	6	1	2	3	4

Tabella 6.2 - Tabella di scelta delle configurazioni completa

6.4 I limiti della tecnica DTC

Il criterio di scelta delle configurazioni visto nel precedente paragrafo presenta due limiti fondamentali. Il primo è intrinseco alla tecnica DTC e nasce dal fatto che l'effetto di una data configurazione prodotta dall'inverter, ossia di un dato vettore tensione statorica, dipende fortemente dalla posizione che il flusso statorico occupa all'interno del settore a cui appartiene. A supporto di quanto asserito si consideri la figura 6.11. In essa viene analizzato l'effetto di una configurazione diretta positiva nel caso in cui il flusso statorico stimato appartenga sempre al generico settore K ma si trovi in tre diverse posizioni all'interno del medesimo. Come è ben evidenziato, l'incremento di modulo del flusso statorico conseguente all'applicazione di una configurazione diretta è minimo quando il vettore flusso è prossimo all'inizio del settore e massimo quando è prossimo alla fine dello stesso. Contestualmente la rotazione impressa al vettore flusso statorico dall'applicazione di una configurazione diretta, e quindi l'incremento di coppia, è minimo all'inizio del settore e massimo alla fine. Si ha dunque che l'applicazione di una medesima configurazione determina effetti notevolmente diversi sul flusso statorico e sulla coppia elettromagnetica della macchina a seconda della posizione del flusso statorico stimato entro il settore. Questo deriva dal modo in cui è concepita la strategia di controllo della tecnica DTC ed in particolare dal fatto che per essere posta in essere essa richiede la suddivisione del

piano $\{d, q\}$ in sei settori, cosa che introduce un elemento di discretizzazione piuttosto grossolano.

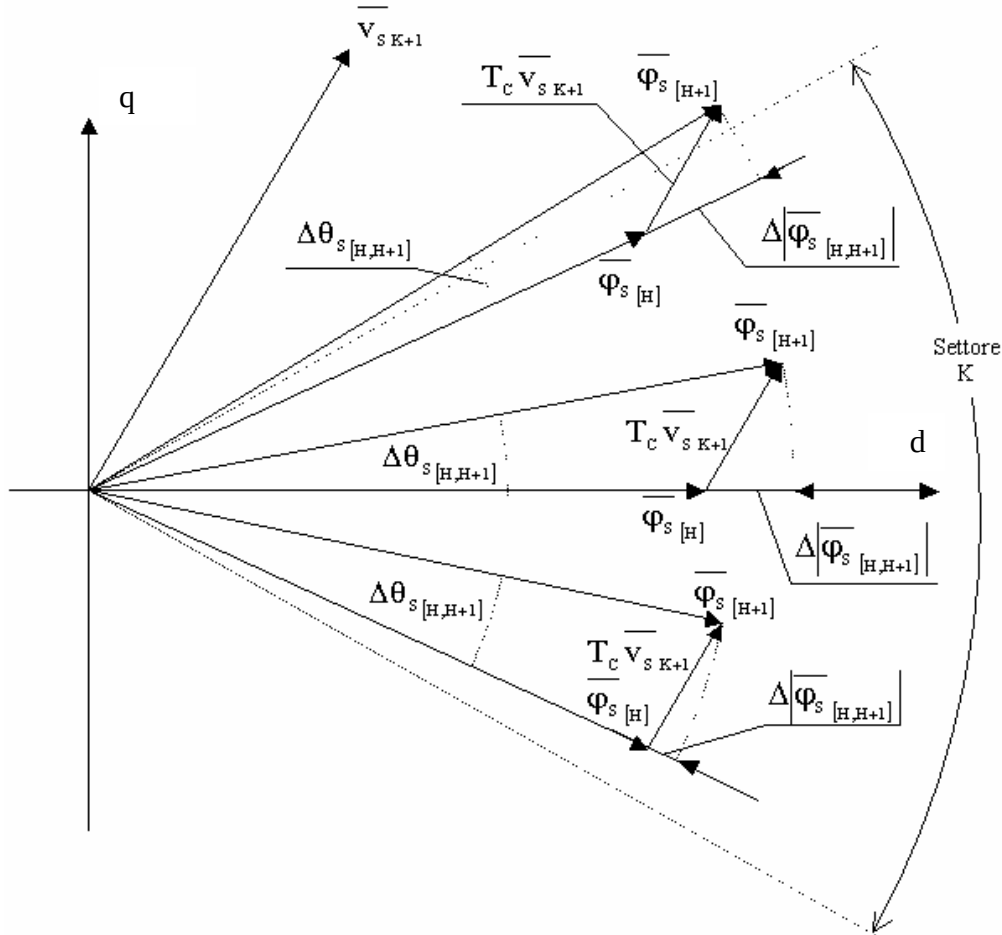
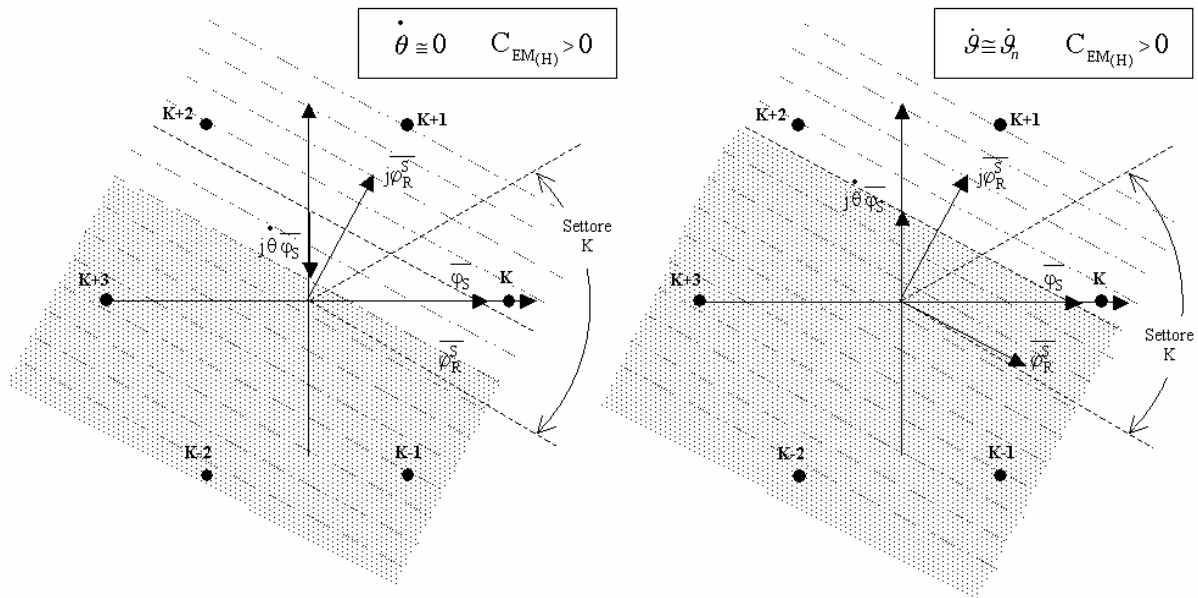


Figura 6.11 - Influenza della posizione del vettore flusso statorico all'interno dello stesso settore sulle variazioni di flusso e coppia prodotte da una medesima configurazione

Il limite in questione potrebbe essere parzialmente superato procedendo ad una suddivisione più fine del piano $\{d, q\}$ e ad una conseguente complicazione del criterio di scelta delle configurazioni. Un buon compromesso tra flessibilità della tecnica di controllo e complessità realizzativa si otterrebbe per esempio raddoppiando il numero di settori, ossia passando da 6 a 12.

Il secondo limite è ancora più pesante del primo e nasce dal fatto che la strategia di scelta delle configurazioni non tiene conto della velocità di rotazione della macchina, laddove questa grandezza influisce in maniera notevolissima sugli effetti che prodotti

dai vettori tensione applicati. A tal proposito si consideri la figura 6.12 nella quale sono riportati gli effetti di tali vettori nel caso di bassa velocità e di alta velocità di



funzionamento.

Figura 6.12 - Influenza della velocità sul comportamento della macchina a parità di configurazione applicata dall'inverter

L'influenza della velocità sul funzionamento della macchina riguarda in modo particolare le variazioni di coppia, infatti le rispettive curve di livello, ipotizzando valori positivi, all'aumentare della velocità subiscono una traslazione sempre più spinta verso l'alto dal momento che, come già visto precedentemente, la retta a variazione di coppia nulla passa per l'estremo del vettore $j\omega_m \overline{\varphi}_{S[H]}$. In altre parole le variazioni di coppia positive e negative risultano sempre più asimmetriche rispetto all'asse d man mano che la macchina accelera. Ecco quindi che mentre le configurazioni dirette, all'aumentare della velocità, provocano incrementi di coppia sempre più modesti, le configurazioni inverse producono diminuzioni di coppia sempre più elevate. Per tale motivo l'uso di configurazioni inverse ad alta velocità provoca un ripple notevole sulla coppia della macchina.

In aggiunta ai due limiti descritti vi è da osservare inoltre che il regolatore di coppia presenta tre livelli di soglia e come tale prevede l'utilizzo di configurazioni di mantenimento quando la coppia stimata si trova entro la relativa banda. Questo allo

scopo di cercare di minimizzare le oscillazioni di coppia e ridurre la frequenza di commutazione dell'inverter quando la coppia stimata è prossima al suo valore di riferimento. Per quanto visto le configurazioni di mantenimento sono sempre quelle che producono il vettore nullo. Esse però si possono ritenere effettivamente tali solo quando la macchina ruota a bassissima velocità. Infatti quanto più la velocità aumenta, tanto più sensibile diviene la diminuzione di coppia dovuta all'applicazione di una configurazione nulla. È evidente quindi che il ripple di coppia diventa notevole all'aumentare della velocità.

Per adottare strategie di controllo più soddisfacenti da un punto di vista dinamico e che conducano a un ripple di coppia più limitato di quello determinato dalle modalità di scelta delle configurazioni in precedenza illustrato, si deve quindi tenere conto della velocità. Esistono svariate possibilità per fare in modo che la velocità venga ad essere parte integrante della strategia di scelta delle configurazioni. Una delle più interessanti è certamente quella offerta da una tecnica di controllo di recente concezione, denominata DSVM (Discrete Space Vector Modulation), illustrata nel dettaglio nel prossimo capitolo.

Capitolo 7

La modulazione della tensione impressa con la tecnica DSVM

7.1 *Introduzione*

La modulazione della tensione impressa con la tecnica DTC descritta nel precedente capitolo, per quanto visto, costituisce una valida alternativa alla tecnica SVM utilizzata nei controlli di tipo vettoriale in tutte quelle applicazioni in cui è richiesto un buon comportamento dinamico della macchina, soprattutto in termini di precisione e rapidità di risposta, senza che la quantità di calcoli a carico dell'unità di elaborazione del sistema di controllo risulti eccessiva. Infatti l'obiettivo fondamentale della tecnica DTC è quello di mantenere il flusso statorico e la coppia elettromagnetica stimati all'interno di due bande di oscillazione per mezzo dell'applicazione di sei vettori tensione non nulli e due nulli. Il corretto perseguimento di tale obiettivo porta alla possibilità di avere un controllo disaccoppiato del flusso statorico e della coppia senza che nei calcoli previsti dall'algoritmo che conduce alla scelta delle configurazioni siano presenti trasformazioni di coordinate, necessarie per eseguire cambiamenti di sistema di riferimento, senza che sia necessario ricorrere alla modulazione SVM o PWM e senza impiegare un inverter a tensione impressa come regolatore di corrente. Tuttavia la presenza di controllori ad isteresi e il limitato numero di vettori tensione applicabili al motore fanno sì che la frequenza di commutazione dell'inverter risulti variabile e che la coppia elettromagnetica sviluppata, così come le correnti assorbite,

siano affette da un sensibile ripple. A tal proposito è stato verificato che queste oscillazioni dipendono dal tipo di criterio adottato nella scelta delle configurazioni e dall'ampiezza delle bande, in particolare quella del flusso statorico. Inoltre, come ben evidenziato nel capitolo precedente, l'effetto dei vettori tensione applicati sulle variazioni di coppia e flusso del motore dipende fortemente dalla velocità. Sulla base di queste considerazioni nel corso degli ultimi anni si è cercato di affinare il criterio di scelta delle configurazioni, realizzando per entrambi i sensi di rotazione dell'albero delle tabelle di scelta per il funzionamento ad alta e bassa velocità. Il miglioramento dei risultati ottenuti, frutto di numerosi tentativi di costruzione delle suddette tabelle, guidati unicamente da considerazioni di natura fisica circa l'effetto delle configurazioni sulle variazioni di flusso e coppia alle diverse velocità, non ha permesso tuttavia di scongiurare il pericolo di anomale variazioni di coppia in particolari condizioni di funzionamento, per capire la natura delle quali sarebbe necessario procedere ad uno studio analitico rigoroso del comportamento della macchina.

Il funzionamento del motore, in termini di ripple di coppia e corrente, potrebbe essere notevolmente migliorato se fosse possibile applicare alla macchina una qualunque tensione necessaria per compensare gli errori di coppia e di flusso. Naturalmente nella realtà l'inverter che alimenta il motore non ammette una simile possibilità. Tuttavia se, rispettando i limiti intrinseci di questo convertitore, fosse possibile aumentare il numero delle configurazioni applicabili in termini medi sulla durata di un certo tempo di ciclo, ci si potrebbe avvicinare a questa condizione ideale aumentando di molto le prestazioni del controllo. Quanto esposto costituisce il concetto fondamentale su cui si basa la tecnica DSVM che verrà ora illustrata in tutti i suoi dettagli.

7.2 La strategia di controllo della coppia e del flusso

Si supponga di avere fissato un certo tempo di ciclo T_C per la modulazione della tensione impressa dall'inverter alla macchina asincrona e di suddividere tale intervallo temporale in N parti uguali. Si supponga inoltre che per la durata corrispondente a ciascuno di questi sottointervalli l'inverter applichi al motore una configurazione fissa, ovvero produca un certo vettore tensione statorica $\bar{v}_s$ costante nel tempo. Sulla durata dell'intero tempo di ciclo, l'applicazione successiva di N vettori tensione costanti in ogni sottointervallo temporale produce un effetto medio equivalente a quello di un

unico vettore tensione $\bar{v}_s^*$ applicato per il tempo T_C . In termini matematici ciò equivale a scrivere

$$\bar{v}_s^* T_C = \sum_{j=1}^N \bar{v}_{s_K}^j \Delta t_j \quad ; \quad K = 0 \div 7 \quad (7.2.1)$$

essendo $\bar{v}_{s_K}^1, \bar{v}_{s_K}^2, \dots, \bar{v}_{s_K}^N$ gli N vettori tensione, detti *vettori base*, applicati per gli intervalli di tempo $\Delta t_1, \Delta t_2, \dots, \Delta t_N$ all'interno del T_C .

È facile osservare che la (7.2.1) è formalmente molto simile alla (5.3.1) del capitolo 5, ovvero all'equazione fondamentale su cui si basa la tecnica SVM. Quest'ultima equazione, con la simbologia qui adottata, può essere riscritta nel modo seguente

$$T_C \bar{v}_s^* = \Delta t_1 \bar{v}_{s_K}^1 + \Delta t_2 \bar{v}_{s_{K+1}}^2 + (T_C - \Delta t_1 - \Delta t_2) \bar{v}_{s_0}^3 \quad (7.2.2)$$

essendo Δt_1 e Δt_2 i tempi di applicazione dei vettori tensione adiacenti $\bar{v}_{s_K}^1$ e $\bar{v}_{s_{K+1}}^2$ e $(T_C - \Delta t_1 - \Delta t_2)$ il tempo di applicazione del vettore nullo $\bar{v}_{s_0}^3$. La figura 7.1 ricorda da un punto di vista grafico il significato dell'equazione (7.2.2).

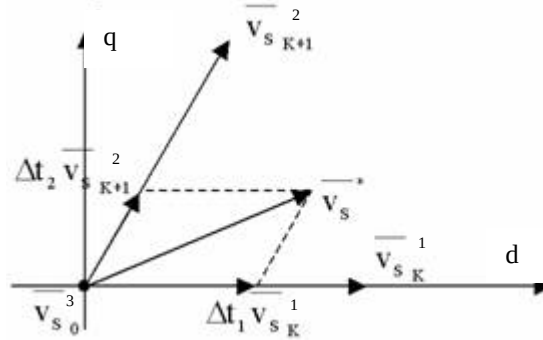


Figura 7.1 - Modulazione di un vettore tensione con la tecnica SVM

La differenza fondamentale tra la (7.2.1) e la (7.2.2) risiede nel fatto che mentre nella seconda i tempi Δt_1 e Δt_2 possono variare con continuità tra 0 e T_C , allo scopo di modulare un vettore tensione medio che nel piano $\{d, q\}$ può occupare una qualunque posizione che non sia esterna all'esagono delle tensioni stellate, nella prima i tempi $\Delta t_1, \Delta t_2, \dots, \Delta t_N$ hanno una durata fissa pari al tempo di ciclo totale diviso per N .

Questo significa che in tal caso il vettore tensione medio modulato può occupare nel piano $\{d, q\}$ solo un determinato numero di posizioni all'interno dell'esagono e sulla sua frontiera, ovvero il suo modulo e la sua fase risultano discretizzati. Per questo motivo la (7.2.1) rappresenta l'equazione fondamentale di quella che viene definita *tecnica della modulazione discreta dei vettori di spazio* (Discrete Space Vector Modulation) da cui prende origine la strategia di controllo della coppia e del flusso della macchina oggetto di questo capitolo. Prima di procedere oltre osserviamo che in linea di principio la suddivisione del ciclo nei suoi sottointervalli potrebbe essere fatta in modo arbitrario, tenendo presente che quanto più grande è N tanto maggiore è la risoluzione che si ottiene sulla modulazione del vettore medio e quindi tanto più piccole risultano le oscillazioni di coppia e di corrente nella macchina a cui questo vettore viene applicato. Ovviamente all'atto pratico esiste un limite superiore al valore che può essere assegnato a N , il quale è essenzialmente legato alla necessità di non avere un numero troppo elevato di configurazioni medie modulabili dall'inverter per non complicare eccessivamente il criterio di scelta delle configurazioni e addivenire a tabelle di dimensioni troppo grandi. La soluzione migliore è quella di cercare un compromesso fra una buona risoluzione della tecnica di modulazione e la complessità delle tabelle di scelta delle configurazioni. È stato verificato sia in simulazione che in sede sperimentale che un buon compromesso può essere ottenuto dividendo il tempo di ciclo in tre parti uguali, ossia ponendo $N=3$.

Frazionando il tempo di ciclo in tre parti uguali si ottiene un numero complessivo di vettori tensione statorica media modulabili pari a 37, come mostrato nella figura 7.2 che si riferisce al generico settore K di appartenenza del vettore flusso statorico $\bar{\varphi}_{s[H]}$ all'istante H, ovvero all'istante iniziale del ciclo di modulazione. Ognuno dei suddetti vettori medi può essere ottenuto mediante diverse combinazioni di vettori base equivalenti. Ad esempio valgono le seguenti equivalenze:

- $(0,0,0)=(7,7,7)$
- $(1,2,3)=(3,2,1)=(2,2,0)=(2,0,2)$

ovvero l'applicazione successiva della configurazione 0 nei tre sottointervalli produce lo stesso vettore medio che si ricava applicando tre volte in successione la configurazione 7, la successione (1,2,3) ha lo stesso effetto medio della (3,2,1), il quale è identico alla (2,2,0) e alla (2,0,2) e così via.

Fra i 37 vettori medi modulabili, soltanto i 19 indicati con un punto nero nella stessa figura 7.2 vengono effettivamente impiegati per il controllo della coppia e del flusso della macchina, così come nella tecnica DTC vengono utilizzate soltanto 5 configurazioni sulle 7 possibili, come è facile verificare ricordando la tabella 6.1 del capitolo 6.

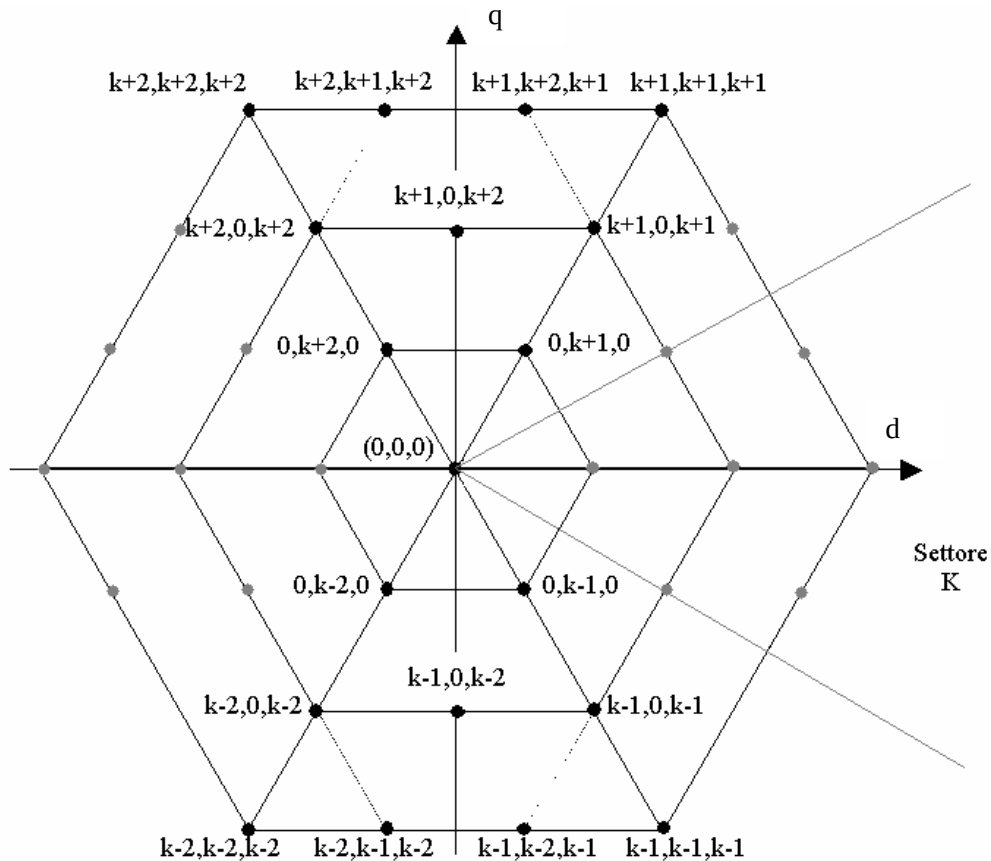


Figura 7.2 - Estremi dei vettori tensione medi applicabili con la tecnica DSVM per il settore K di appartenenza del vettore $\bar{\varphi}_{S[H]}$

Dal momento che le configurazioni medie utilizzate sono ottenibili combinando in vario modo le configurazioni base applicabili dall'inverter, è sempre preferibile evitare le configurazioni radiali, ovvero quelle che danno luogo a vettori tensione che giacciono sulla bisettrice del settore di appartenenza del vettore flusso statorico, in quanto possono provocare funzionamenti anomali del motore. Nell'ambito delle configurazioni non radiali è possibile poi scegliere una sequenza di vettori base da applicare nel ciclo che sia tale da ottimizzare il comportamento della macchina.

Per esempio le sequenze $(k+1,0,k+1)$ e $(0,k+1,k+1)$ sono equivalenti in termini di vettore tensione medio generato, ma non lo sono relativamente alle variazioni di coppia del motore. Infatti le sequenze ottenute posizionando le configurazioni identiche, se presenti, nel primo e nell'ultimo terzo di ciclo danno luogo ad un minor ripple sulla coppia, poiché in un ciclo di modulazione si hanno due commutazioni invece di una sola. Nella figura 7.3 si vede chiaramente che partendo da un generico valore di coppia A e applicando la configurazione $(k+1,0,k+1)$, oppure la $(0,k+1,k+1)$, si giunge al medesimo valore finale di coppia B , ma con un ripple diverso nei due casi. In particolare esso risulta inferiore nella prima delle due situazioni considerate, in quanto in essa si ha inizialmente un aumento di coppia per effetto della configurazione diretta positiva $k+1$, quindi una diminuzione dovuta all'applicazione della configurazione nulla ed infine un aumento dovuto alla $k+1$. Nella seconda situazione invece si ha prima una diminuzione dovuta alla nulla e poi un aumento dovuto all'applicazione della $k+1$ per due terzi di ciclo. Possiamo quindi concludere che ai fini della regolarità della coppia sviluppata dalla macchina e conseguentemente del ripple sulle correnti da essa assorbite, conviene sempre applicare dei vettori tensione medi modulati in modo simmetrico rispetto alla metà del tempo di ciclo, ovvero posizionare le configurazioni identiche in corrispondenza del primo terzo e dell'ultimo terzo.

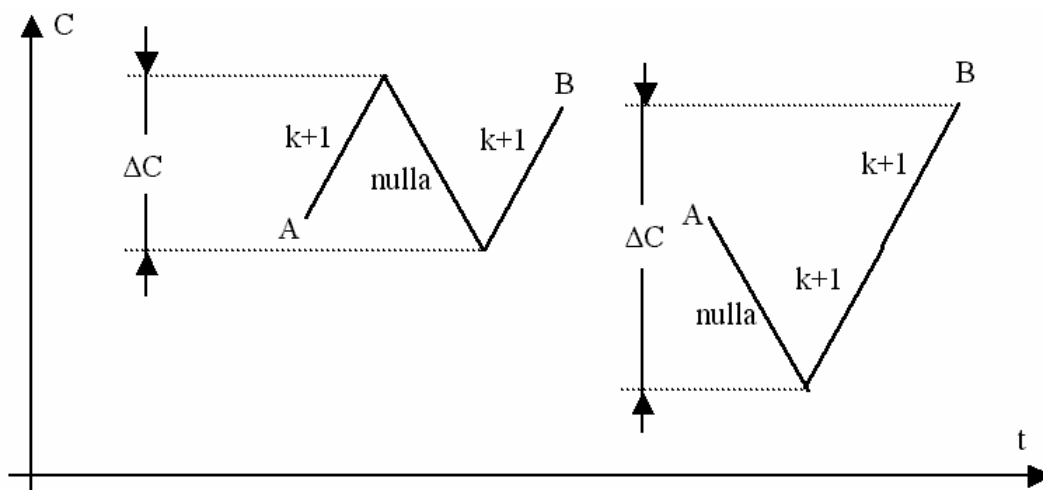


Figura 7.3 - Variazione qualitativa della coppia dovuta all'applicazione delle configurazioni equivalenti $(k+1,0,k+1)$ e $(0,k+1,k+1)$

Passando ora ad illustrare nel dettaglio la tecnica DSVM, osserviamo innanzitutto che potendosi essa considerare fondamentalmente un'evoluzione della tecnica DTC finalizzata al miglioramento delle prestazioni della macchina, il criterio di scelta delle configurazioni debba essere concepito in modo tale da sfruttare al massimo la flessibilità di controllo offerta dalla moltiplicazione del numero di configurazioni medie applicabili, rispetto alle 5 tradizionali, ma anche in modo da ottimizzare l'effetto dei vettori tensione medi applicati sulle variazioni di coppia e di flusso in corrispondenza delle diverse velocità di funzionamento. A questo scopo procediamo ad una suddivisione del campo di variazione della velocità della macchina in cinque bande, come indicato nella figura 7.4.

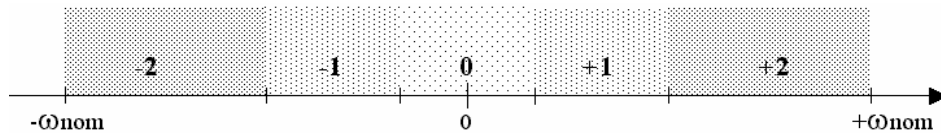


Figura 7.4 - Suddivisione del campo di variazione della velocità in cinque bande

Suddividiamo inoltre il piano $\{d, q\}$ in dodici settori uguali, come mostrato nella figura 7.5.

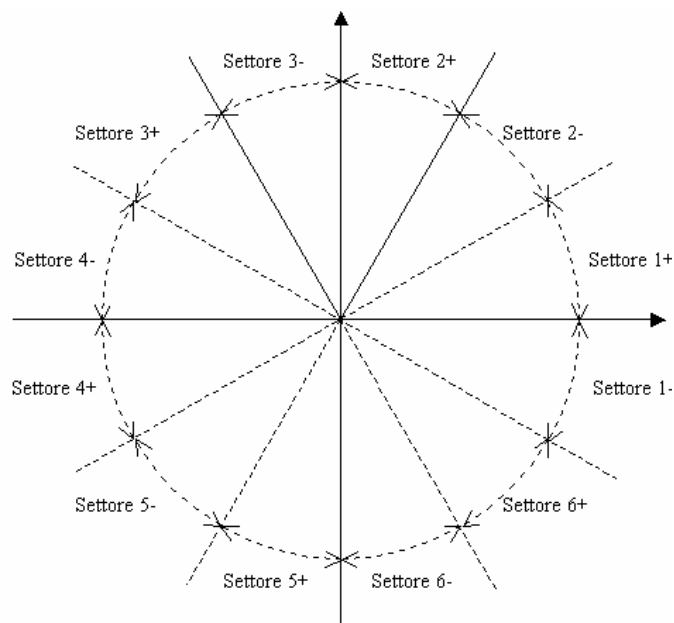


Figura 7.5 - Suddivisione del piano $\{d, q\}$ in dodici settori

Come si può notare tale suddivisione consiste semplicemente in un frazionamento in due parti uguali di ciascuno dei sei settori già definiti nel capitolo precedente e nella distinzione fra tali due parti mediante un segno + e un segno -. Questo significa che se il vettore $\bar{\varphi}_{s[H]}$ appartiene al generico settore K, la strategia di controllo distingue se il suo estremo ricade nella parte che si trova al di sopra o al di sotto della bisettrice del settore, designata rispettivamente con il segno positivo (K+) o negativo (K-). Supponiamo che per la determinazione dello stato della coppia e del flusso, in funzione dei rispettivi valori di riferimento e delle relative bande di oscillazione, vengano impiegati un regolatore di coppia e un regolatore di flusso del tipo di quelli utilizzati nella tecnica DTC, per i quali ricordiamo che si ha:

- stato coppia -1 $\Rightarrow$ la coppia deve aumentare
- stato coppia 0 $\Rightarrow$ la coppia deve rimanere il più possibile inalterata
- stato coppia +1 $\Rightarrow$ la coppia deve diminuire
- stato flusso -1 $\Rightarrow$ il flusso statorico deve aumentare
- stato flusso +1 $\Rightarrow$ il flusso statorico deve diminuire.

Iniziamo ad analizzare i vari casi di scelta delle configurazioni in corrispondenza delle diverse velocità di rotazione della macchina, cominciando dal funzionamento in banda 0, ovvero dal funzionamento a bassa velocità. In questo primo caso non si ha alcuna differenziazione tra le configurazioni scelte in funzione dell'appartenenza del vettore flusso statorico al settore K+ o K-. I vettori usati in tale banda sono quelli visualizzati in figura 7.6 assieme alla relativa tabella delle configurazioni scelte. Si può notare la similitudine fra la tabella riportata in tale figura e la tabella 6.1 della tecnica DTC. La sola differenza risiede nel fatto che nel caso in esame le configurazioni attive sono applicate solo per un terzo della durata del ciclo di modulazione e quindi la loro azione è mediamente equivalente a quella che si otterrebbe con la tecnica DTC applicando alla macchina un vettore tensione con un modulo pari a un terzo del modulo dei vettori base applicati con la tecnica DSVM.

Nella banda di velocità +1, quando la macchina ruota a media velocità positiva (rispetto alle convezioni sul verso degli angoli), per compensare lo spostamento verso l'alto della retta a variazione di coppia nulla $\Delta C_{EM[H,H+1]} = 0$ si impiegano le configurazioni riportate nella figura 7.7. Poiché in tale banda si ha la possibilità di generare un numero maggiore di vettori medi, si rende possibile la discriminazione tra settore K+ e settore K- del flusso statorico.

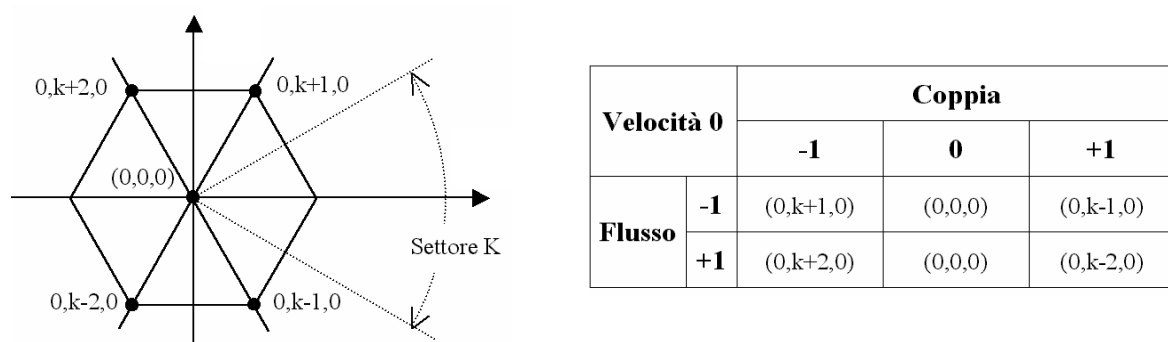


Figura 7.6 - Configurazioni applicate nella banda 0 di velocità

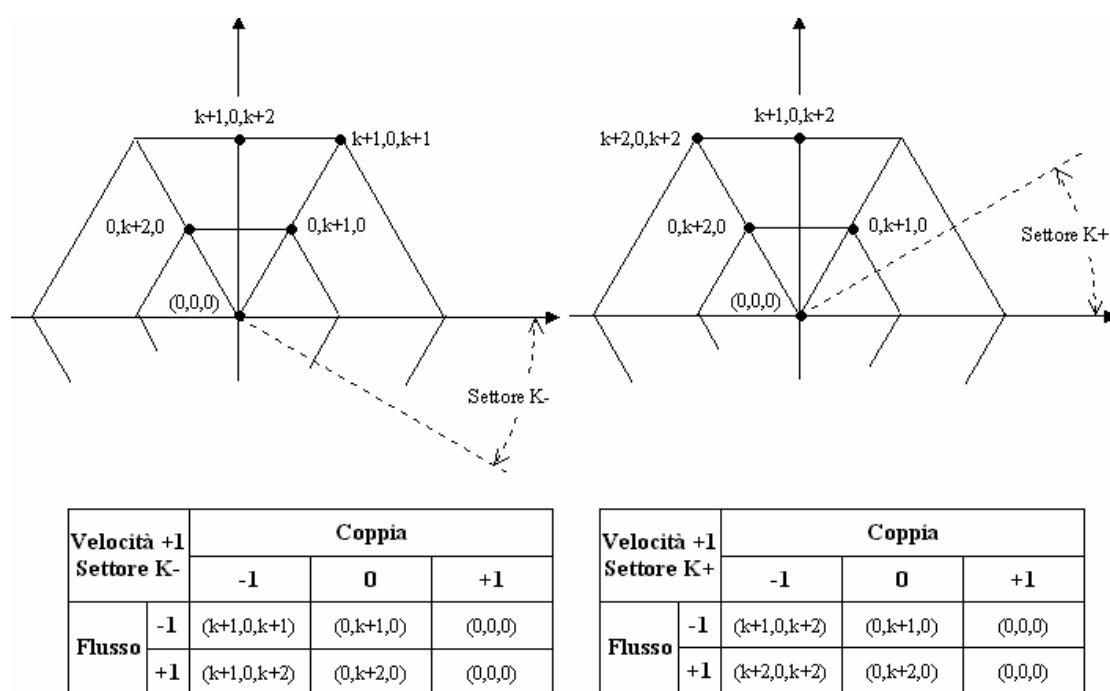


Figura 7.7 - Configurazioni applicate nella banda +1 della velocità

Naturalmente nella banda di velocità -1, quando la macchina ruota a media velocità negativa, poiché la retta a variazione di coppia nulla risulta spostata verso il basso, si usano configurazioni dello stesso tipo di quelle applicate precedentemente ma simmetriche rispetto all'origine, come mostrato nella figura 7.8. In questo caso però la coppia erogata dalla macchina è negativa, quindi un aumento della coppia significa una sua diminuzione in valore assoluto; in modo duale una diminuzione della coppia

significa un suo incremento in valore assoluto. Quindi se ad esempio la coppia deve aumentare, ovvero diminuire in valore assoluto, vengono applicate in successione tre configurazioni nulle. Se invece deve diminuire, ossia aumentare in valore assoluto, si danno tre configurazioni di cui una nulla e due inverse. Si ricorda al proposito che quando la macchina ruota in senso negativo, le configurazioni inverse determinano sulla macchina lo stesso effetto che producono le dirette quando la macchina ruota in senso positivo, ovvero aumentano il valore assoluto della coppia.

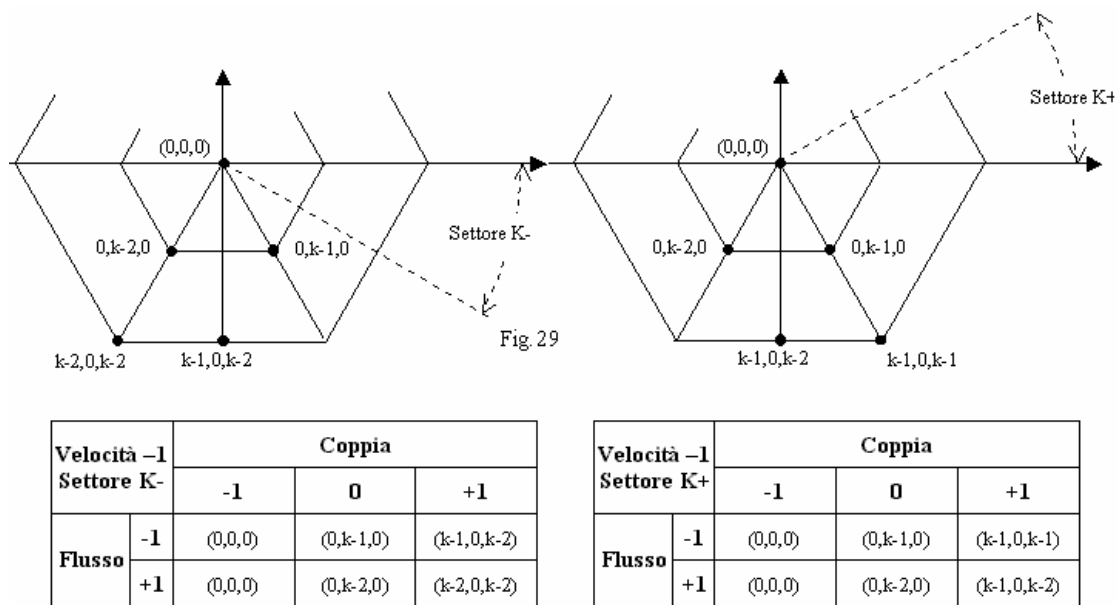


Figura 7.8 - Configurazioni applicate nella banda -1 di velocità

Consideriamo ora il caso della banda di velocità +2, ovvero di macchina rotante ad alta velocità positiva. Dal momento che la retta a variazione di coppia nulla si sposta ancora più verso l'alto rispetto al caso della banda +1, le configurazioni più idonee divengono quelle riportate nelle tabelle della figura 7.9. Si nota che in tale banda si ha distinzione tra settore K+ e settore K- del flusso non solo nel caso in cui la coppia debba aumentare (stato della coppia -1), ma anche per le configurazioni di mantenimento (stato della coppia 0), ossia quelle che tentano di mantenere invariato il suo valore.

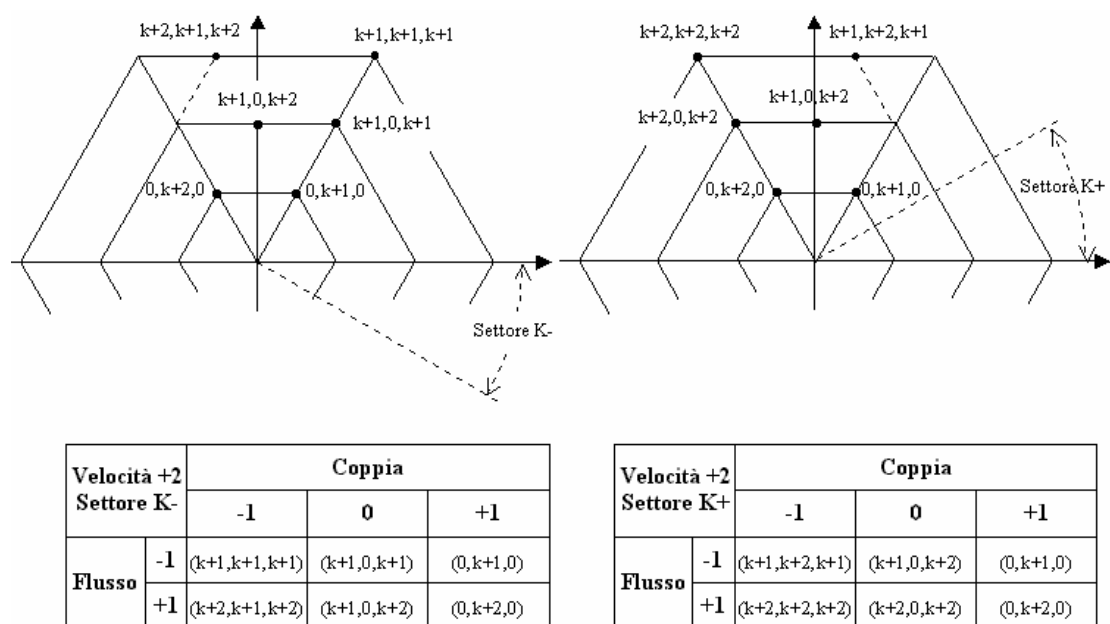


Figura 7.9 - Configurazioni applicate nella banda +2 di velocità

Per concludere si considera il caso della banda -2, ovvero di macchina rotante ad alta velocità negativa, riportando le configurazioni scelte nella figura 7.10.

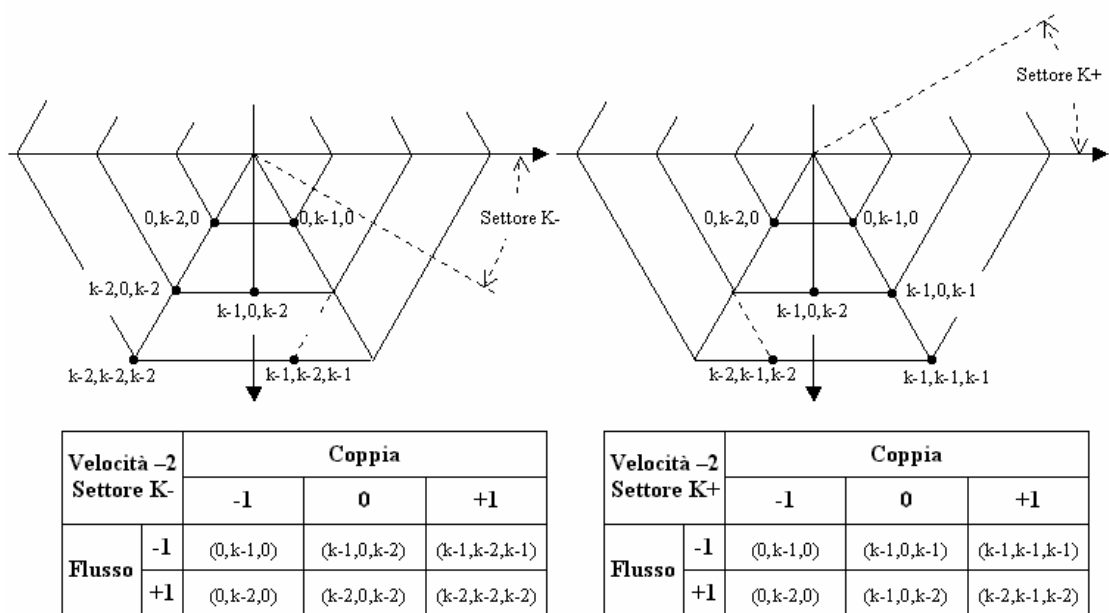


Figura 7.10 - Configurazioni applicate nella banda -2 di velocità

Il criterio di scelta delle configurazioni descritto può essere ulteriormente ottimizzato, in quanto, così come è strutturato, presenta rispetto a quello corrispondente della tecnica DTC caratteristiche tali da determinare una dinamica inferiore della macchina. Supponiamo ad esempio che essa ruoti a velocità positiva non molto elevata, in modo da essere in banda +1, e che si abbia una brusca variazione della coppia di riferimento, per esempio una brusca diminuzione. Il sistema di controllo della macchina reagisce a questo repentino cambiamento chiedendo una configurazione tale da far diminuire la coppia: nel caso specifico chiede la configurazione nulla (0,0,0). Per effetto di quest'ultima, la coppia erogata dalla macchina diminuisce dal valore iniziale fino a stabilizzarsi in un intorno del nuovo valore di riferimento. Tale processo è però notevolmente più lento di quello che in analoghe circostanze avviene con la tecnica DTC, infatti alla richiesta di una rapida diminuzione di coppia il sistema reagisce chiedendo una configurazione inversa applicata per l'intero ciclo, ossia chiedendo una configurazione inversa del tipo (k-1,k-1,k-1) o (k-2,k-2,k-2) a seconda della richiesta sul flusso statorico. Il regolatore di coppia precedentemente illustrato, identico a quello impiegato nel DTC, garantisce pertanto, nel caso della tecnica DSVM, un ripple di coppia limitato quando la coppia erogata dalla macchina è in un intorno del valore voluto, ma rallenta la dinamica dei transitori nei passaggi da una condizione di regime all'altra, intendendo per condizione di regime quello stato di funzionamento in cui viene richiesta una coppia costante. Per eliminare tale inconveniente è sufficiente modificare il regolatore di coppia nel modo mostrato in figura 7.11 aggiungendogli due ulteriori livelli di soglia, ottenendo così un comparatore a doppia banda d'isteresi.

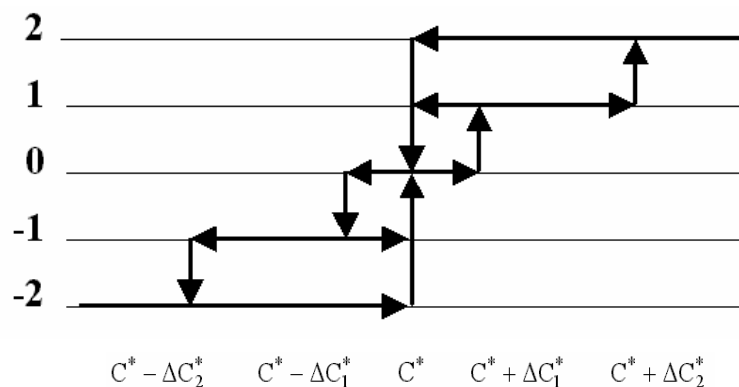


Figura 7.11 - Regolatore di coppia a doppia banda di isteresi

Quando la coppia sviluppata dalla macchina è superiore al valore $C^* - \Delta C_2^*$ o inferiore al valore $C^* + \Delta C_2^*$, ove C^* è la coppia di riferimento e ΔC_2^* è il valore della semiampiezza della banda di coppia esterna, ossia quando essa oscilla nella banda più interna, il regolatore opera nello stesso modo di quello precedente a tre livelli di soglia. Quando invece la coppia è inferiore al valore $C^* - \Delta C_2^*$, ovvero è molto inferiore a quella richiesta, essa ricade entro la banda esterna ed il regolatore viene a trovarsi nello stato “-2” indipendentemente dal valore della velocità di rotazione; in tali condizioni vengono applicate configurazioni che fanno aumentare nel minor tempo possibile la coppia finché questa non supera il valore di riferimento C^* . Allo stesso modo quando la coppia è superiore al valore $C^* + \Delta C_2^*$, ovvero è molto superiore a quella richiesta, ricade come prima nella banda di coppia esterna, ma il regolatore, ancora una volta indipendentemente dal valore di velocità, si porta in tal caso nello stato “+2” e alla macchina vengono applicate configurazioni che la fanno diminuire velocemente finché non scende al di sotto del valore C^* .

Il criterio di scelta delle configurazioni basato sull’impiego di questo regolatore a doppia banda di isteresi, nelle condizioni di funzionamento per cui la coppia appartiene alla banda esterna, è riassunto nella figura 7.12.

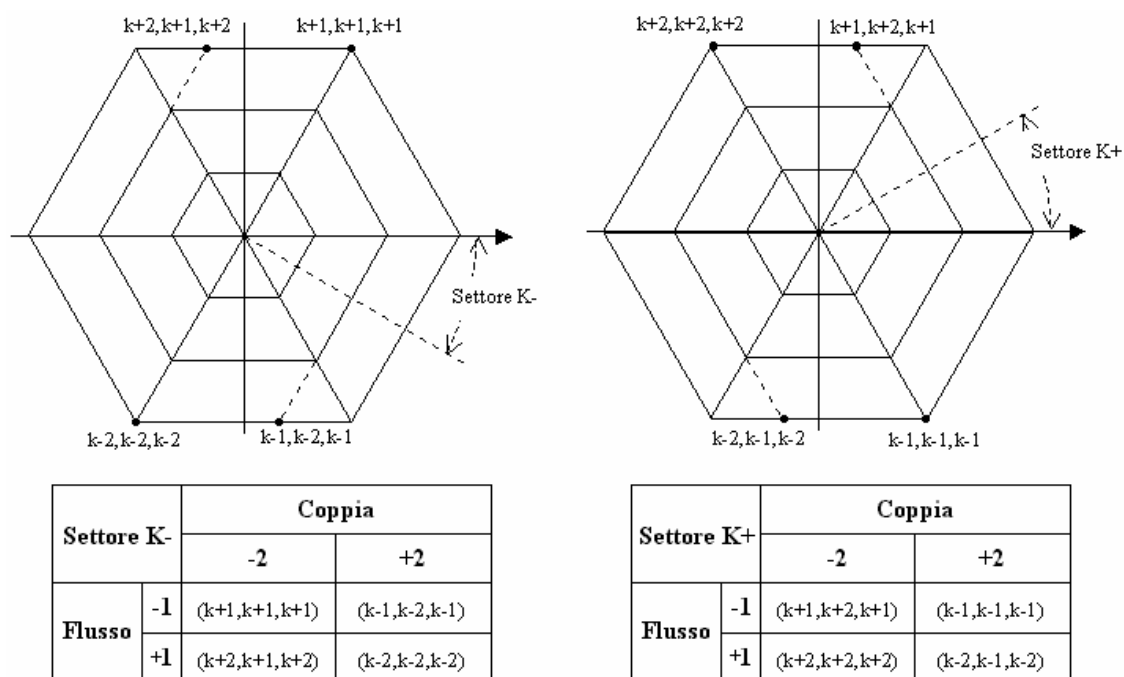


Figura 7.12 - Configurazioni applicate in corrispondenza degli stati della coppia -2 e +2

A conclusione del capitolo si riporta finalmente, in forma tabellare, il criterio complessivo di scelta delle configurazioni dell'inverter previsto dalla tecnica DSVM per il settore K di appartenenza del vettore flusso statorico stimato, ovvero l'identificazione dei vettori tensione base da applicare nelle varie condizioni di funzionamento in relazione allo stato dei regolatori di coppia, di flusso e di velocità.

Settore K-				Coppia				
				-2	-1	0	+1	+2
F L U S S O	-1	V E L O C I T À	-2	(k+1, ,k+1, ,k+1)	(0,k-1,0)	(k-1,0,k-2)	(k-1,k-2,k-1)	(k-1, ,k-2, ,k-1)
			-1		(0,0,0)	(0,k-1,0)	(k-1,0,k-2)	
			0		(0,k+1,0)	(0,0,0)	(0,k-1,0)	
			+1		(k+1,0,k+1)	(0,k+1,0)	(0,0,0)	
			+2		(k+1,k+1,k+1)	(k+1,0,k+1)	(0,k+1,0)	
	+1		-2	(k+2, ,k+1, ,k+2)	(0,k-2,0)	(k-2,0,k-2)	(k-2,k-2,k-2)	(k-2, ,k-2, ,k-2)
			-1		(0,0,0)	(0,k-2,0)	(k-2,0,k-2)	
			0		(0,k+2,0)	(0,0,0)	(0,k-2,0)	
			+1		(k+1,0,k+2)	(0,k+2,0)	(0,0,0)	
			+2		(k+2,k+1,k+2)	(k+1,0,k+2)	(0,k+2,0)	

Settore K+				Coppia				
				-2	-1	0	+1	+2
F L U S S O	-1	V E L O C I T À	-2	(k+1, ,k+2, ,k+1)	(0,k-1,0)	(k-1,0,k-1)	(k-1,k-1,k-1)	(k-1, ,k-1, ,k-1)
			-1		(0,0,0)	(0,k-1,0)	(k-1,0,k-1)	
			0		(0,k+1,0)	(0,0,0)	(0,k-1,0)	
			+1		(k+1,0,k+2)	(0,k+1,0)	(0,0,0)	
			+2		(k+1,k+2,k+1)	(k+1,0,k+2)	(0,k+1,0)	
	+1		-2	(k+2, ,k+2, ,k+2)	(0,k-2,0)	(k-1,0,k-2)	(k-2,k-1,k-2)	(k-2, ,k-1, ,k-2)
			-1		(0,0,0)	(0,k-2,0)	(k-1,0,k-2)	
			0		(0,k+2,0)	(0,0,0)	(0,k-2,0)	
			+1		(k+2,0,k+2)	(0,k+2,0)	(0,0,0)	
			+2		(k+2,k+2,k+2)	(k+2,0,k+2)	(0,k+2,0)	

Tabelle 7.1 - Configurazioni previste dalla tecnica DSVM per il settore K

Capitolo 8

La modulazione della tensione impressa con la tecnica DSVM predittiva

8.1 Introduzione

La tecnica di modulazione DSVM illustrata nel capitolo precedente costituisce sostanzialmente, per quanto visto, un'evoluzione della tecnica DTC, basata sul principio della discretizzazione dei vettori tensione generabili in un ciclo di modulazione dall'inverter che alimenta la macchina asincrona. Questa discretizzazione dà la possibilità di aumentare notevolmente il numero dei vettori tensione medi che possono essere ad essa applicati e consente la definizione di un criterio di scelta delle configurazioni assai più accurato di quello previsto dalla tecnica tradizionale. Rispetto a quest'ultima la tecnica DSVM consente pertanto un sensibile miglioramento delle prestazioni del controllo, in particolare una riduzione del ripple sulle correnti e sulla coppia, nonché una migliore risposta dinamica del motore rispetto alla variazione dei segnali di riferimento. Tale risultato è da attribuire unicamente al fatto di avere aumentato opportunamente la dimensione delle tabelle di scelta delle configurazioni, decidendo di sfruttare maggiormente le potenzialità degli interruttori statici nei diversi cicli di modulazione, ma non certamente al fatto di avere modificato la filosofia del controllo diretto della coppia e del flusso, ovvero quella serie di passaggi concettuali che portano dalla imposizione del valore dei riferimenti alla determinazione diretta delle configurazioni dell'inverter. Infatti, come nel DTC, lo scopo fondamentale è quello di mantenere la coppia ed il flusso statorico all'interno delle relative bande, applicando alle fasi del motore terne di tensioni opportune (ovvero configurazioni opportune), per la cui discriminazione si ricorre a tabelle di scelta che nascono da

considerazioni di natura fisica circa l'effetto dei vettori tensione generati dal convertitore sulle variazioni di coppia e flusso statorico.

In questo capitolo invece viene descritta una tecnica per il controllo diretto della coppia e del flusso totalmente innovativa rispetto alla DTC e alla DSVM. Essa si differenzia da queste ultime proprio per ciò che concerne la strategia di scelta delle configurazioni. In particolare viene abbandonato il concetto di bande di coppia, di flusso e di velocità, nonché il criterio aprioristico di scelta dei vettori tensione che sta alla base delle sopracitate tabelle, a favore di un algoritmo che consente di prevedere direttamente il vettore tensione statorica esatto che dovrebbe essere applicato al motore per consentirgli di sviluppare la coppia richiesta, in corrispondenza di un fissato valore del flusso statorico, in ogni condizione di funzionamento e per qualsiasi velocità. Poiché l'inverter trifase a tensione impressa possiede un numero finito di stati generabili, ed è soggetto a vincoli sul valore della tensione modulabile in ciascuno di essi, in generale non è in grado di produrre il vettore tensione esatto richiesto. Per questo motivo si ricorre alla modulazione DSVM della tensione impressa, mediante la quale, come noto, si possono ottenere 37 diversi vettori tensione medi. Fra questi viene poi scelto quello più vicino al vettore esatto previsto dai calcoli che sono oggetto del seguente paragrafo.

8.2 La strategia di controllo della coppia e del flusso

Nel contesto della strategia di controllo che ci apprestiamo ad illustrare, la determinazione del vettore tensione esatto da applicare alla macchina, in funzione dei valori fissati della coppia e del flusso di riferimento, costituisce una vera e propria "previsione" fondata sull'uso di apposite equazioni di legame tra i riferimenti medesimi ed il vettore in questione. Per tale motivo e per il fatto di utilizzare l'inverter come modulatore DSVM, questa strategia è quella che dà origine alla cosiddetta *tecnica DSVM predittiva*.

Il calcolo predittivo del vettore da applicare viene effettuato partendo dalle equazioni (2.5.16) e (2.5.19) del capitolo 2 che riportiamo nella seguente forma

$$\bar{\varphi}_{s_{[H+1]}} = \bar{\varphi}_{s_{[H]}} \left(1 - \frac{T_C}{\sigma \tau_s} \right) + \bar{\varphi}_{R_{[H]}}^s \left(\frac{MT_C}{\sigma L_R \tau_s} \right) + \bar{v}_{s_{[H]}} T_C \quad (8.2.1)$$

$$C_{EM[H,H+1]} = C_{EM[H]} \left[1 - \frac{T_C}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_R} + \frac{1}{\tau_S} \right) \right] + p \frac{M}{\sigma L_R L_S} T_C \left[\left(\bar{v}_{S[H]} - j\omega_{m[H]} \bar{\varphi}_{S[H]} \right) \bullet j\bar{\varphi}_{R[H]}^S \right]. \quad (8.2.2)$$

Nella (8.2.1), data l'esiguità di T_C e gli usuali valori dei parametri di macchina, può essere trascurato il termine con il flusso rotorico.

Per semplicità di scrittura facciamo poi le seguenti posizioni

$$D(T_C) = \left(1 - \frac{T_C}{\sigma \tau_S} \right) \quad ; \quad E(T_C) = 1 - \frac{T_C}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_R} + \frac{1}{\tau_S} \right) \quad ; \quad C = p \frac{M}{\sigma L_R L_S}. \quad (8.2.3)$$

Con ciò le (8.2.1) e (8.2.2) divengono

$$\bar{\varphi}_{S[H+1]} = \bar{\varphi}_{S[H]} D(T_C) + \bar{v}_{S[H]} T_C \quad (8.2.4)$$

$$C_{EM[H,H+1]} = C_{EM[H]} E(T_C) + C \left[\left(\bar{v}_{S[H]} - j\omega_{m[H]} \bar{\varphi}_{S[H]} \right) \bullet j\bar{\varphi}_{R[H]}^S \right] T_C. \quad (8.2.5)$$

La variazione di modulo del vettore flusso statorico fra gli istanti H e H+1 è data da

$$\Delta \varphi_{S[H,H+1]} = \left| \bar{\varphi}_{S[H+1]} \right| - \left| \bar{\varphi}_{S[H]} \right|. \quad (8.2.6)$$

Inserendo nella (8.2.6) la (8.2.4) si ottiene

$$\Delta \varphi_{S[H,H+1]} = \sqrt{\bar{\varphi}_{S[H]} \bullet \bar{\varphi}_{S[H]} D(T_C)^2 + 2\bar{\varphi}_{S[H]} \bullet \bar{v}_{S[H]} T_C D(T_C) + \bar{v}_{S[H]} \bullet \bar{v}_{S[H]} T_C^2} - \sqrt{\bar{\varphi}_{S[H]} \bullet \bar{\varphi}_{S[H]}}. \quad (8.2.7)$$

Procediamo ora ad uno sviluppo in serie di Taylor al primo ordine della (8.2.7) rispetto alla variabile T_C

$$\begin{aligned} \Delta \varphi_{S[H,H+1]} &= \Delta \varphi_{S[H,H+1]} \Big|_0 + \Delta \dot{\varphi}_{S[H,H+1]} \Big|_0 T_C = 0 + \\ &+ T_C \left\{ \frac{1}{2\sqrt{\bar{\varphi}_{S[H]} \bullet \bar{\varphi}_{S[H]}}} \left[\bar{\varphi}_{S[H]} \bullet \bar{\varphi}_{S[H]} 2D(T_C) \frac{dD(T_C)}{dT_C} + 2\bar{\varphi}_{S[H]} \bullet \bar{v}_{S[H]} \left(\frac{dD(T_C)}{dT_C} T_C + D(T_C) \right) \right] + \bar{v}_{S[H]} \bullet \bar{v}_{S[H]} 2T_C \right\} \end{aligned} \quad (8.2.8)$$

e, dato il valore normalmente molto piccolo del tempo di ciclo, al fine di semplificare l'espressione ottenuta, consideriamo $D(T_C)$ uguale a 1. Con ciò si ottiene

$$\Delta\varphi_{s_{[H,H+1]}} = T_C \left[\frac{1}{2} \frac{1}{|\bar{\varphi}_{s_{[H]}}|} \left(2\bar{\varphi}_{s_{[H]}} \bullet \bar{v}_{s_{[H]}} \right) \right] \quad (8.2.9)$$

ossia

$$\Delta\varphi_{s_{[H,H+1]}} = T_C \frac{\bar{\varphi}_{s_{[H]}} \bullet \bar{v}_{s_{[H]}}}{|\bar{\varphi}_{s_{[H]}}|} . \quad (8.2.10)$$

La variazione di coppia tra gli istanti H e H+1 è invece data da

$$\Delta C_{EM[H,H+1]} = C_{EM[H+1]} - C_{EM[H]} . \quad (8.2.11)$$

Inserendo nella (8.2.11) l'espressione (8.2.5) si ottiene

$$\Delta C_{EM[H,H+1]} = C \left[\left(\bar{v}_{s_{[H]}} - j\omega_{m[H]} \bar{\varphi}_{s_{[H]}} \right) \bullet j\bar{\varphi}_{R[H]}^S \right] T_C + C_{EM[H]} [E(T_C) - 1] . \quad (8.2.12)$$

Sviluppando $E(T_C)$ e mettendo in evidenza il tempo di ciclo T_C comune a tutti i termini dell'espressione si ha

$$\Delta C_{EM[H,H+1]} = T_C \left\{ C \left[\left(\bar{v}_{s_{[H]}} - j\omega_{m[H]} \bar{\varphi}_{s_{[H]}} \right) \bullet j\bar{\varphi}_{R[H]}^S \right] - \frac{C_{EM[H]}}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_R} + \frac{1}{\tau_S} \right) \right\} . \quad (8.2.13)$$

Una volta fissate le variazioni dell'ampiezza del flusso statorico e della coppia richieste, ovvero considerate queste due grandezze come segnali di riferimento in funzione dei quali costruire la strategia di controllo della macchina, è possibile calcolare il vettore tensione statorica $\bar{v}_{s_{[H]}}$. Per fare questo esprimiamo la (8.2.10) e la (8.2.13) in una forma tale da esplicitare le componenti d e q dei vettori vi compaiono

$$\Delta\varphi_{S_{[H],H+1}} = \frac{T_C}{|\bar{\varphi}_{S_{[H]}}|} \left[\left(\varphi_{Sd_{[H]}} + j\varphi_{Sq_{[H]}} \right) \bullet \left(v_{Sd_{[H]}} + jv_{Sq_{[H]}} \right) \right] = \frac{T_C}{|\bar{\varphi}_{S_{[H]}}|} \left[\left(\varphi_{Sd_{[H]}} v_{Sd_{[H]}} + \varphi_{Sq_{[H]}} v_{Sq_{[H]}} \right) \right] \quad (8.2.14)$$

$$\begin{aligned} \Delta C_{EM_{[H],H+1}} = & \left\{ C \left[\left(v_{Sd_{[H]}} + jv_{Sq_{[H]}} - j\omega_{m_H} \left(\varphi_{Sd_{[H]}} + j\varphi_{Sq_{[H]}} \right) \right) \bullet j \left(\varphi_{Rd_{[H]}}^S + j\varphi_{Rq_{[H]}}^S \right) \right] \right\} T_C - \\ & - \left[\frac{C_{EM_{[H]}}}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_R} + \frac{1}{\tau_S} \right) \right] T_C. \end{aligned} \quad (8.2.15)$$

Trascurando il contributo alla variazione di coppia dato dal termine che contiene σ e raccogliendo rispetto alle componenti del flusso rotorico si ottiene

$$\Delta C_{EM_{[H],H+1}} = CT_C \left[- \left(v_{Sd_{[H]}} + \omega_{m_{[H]}} \varphi_{Sq_{[H]}} \right) \varphi_{Rq_{[H]}}^S + \left(v_{Sq_{[H]}} - \omega_{m_{[H]}} \varphi_{Sd_{[H]}} \right) \varphi_{Rd_{[H]}}^S \right]. \quad (8.2.16)$$

A questo punto riprendiamo la (8.2.14) e mettiamo in evidenza la componente q del vettore tensione $\bar{v}_{S_{[H]}}$

$$v_{Sq_{[H]}} = \frac{\Delta\varphi_{S_{[H],H+1}} |\bar{\varphi}_{S_{[H]}}|}{T_C \varphi_{Sq_{[H]}}} - \frac{\varphi_{Sd_{[H]}} v_{Sd_{[H]}}}{\varphi_{Sq_{[H]}}}. \quad (8.2.17)$$

Inserendo questa espressione nella (8.2.16) si ricava

$$\begin{aligned} \Delta C_{EM_{[H],H+1}} = & CT_C \left[-v_{Sd_{[H]}} \varphi_{Rq_{[H]}}^S - \omega_{m_{[H]}} \varphi_{Sq_{[H]}} \varphi_{Rq_{[H]}}^S + \varphi_{Rd_{[H]}} \frac{\Delta\varphi_{S_{[H],H+1}} |\bar{\varphi}_{S_{[H]}}|}{T_C \varphi_{Sq_{[H]}}} - \frac{\varphi_{Sd_{[H]}} v_{Sd_{[H]}} \varphi_{Rd_{[H]}}^S}{\varphi_{Sq_{[H]}}} - \right. \\ & \left. - \omega_{m_{[H]}} \varphi_{Sd_{[H]}} \varphi_{Rd_{[H]}}^S \right]. \end{aligned} \quad (8.2.18)$$

Sviluppando ulteriormente in modo da raggruppare i termini in comune alla componente d del vettore $\bar{v}_{S_{[H]}}$ si ottiene

$$\Delta C_{EM[H,H+1]} = -v_{Sd[H]} \left[CT_C \left(\varphi_{Rq[H]}^S + \frac{\varphi_{Sd[H]}^S \varphi_{Rd[H]}^S}{\varphi_{Sq[H]}^S} \right) \right] + CT_C \left[-\omega_{m[H]} \left(\varphi_{Sq[H]}^S \varphi_{Rq[H]}^S + \varphi_{Sd[H]}^S \varphi_{Rd[H]}^S \right) \right] +$$

$$+ \varphi_{Rd[H]}^S \frac{\Delta \varphi_{S[H,H+1]} |\bar{\varphi}_{S[H]}|}{T_C \varphi_{Sq[H]}^S}. \quad (8.2.19)$$

Mettendo in evidenza $v_{Sd[H]}$ nella (8.2.19), dopo alcuni passaggi, si ottiene la seguente espressione

$$v_{Sd[H]} = \frac{-\Delta C_{EM[H,H+1]} + CT_C \left[-\omega_{m[H]} \left(\varphi_{Sq[H]}^S \varphi_{Rq[H]}^S + \varphi_{Sd[H]}^S \varphi_{Rd[H]}^S \right) + \varphi_{Rd[H]}^S \frac{\Delta \varphi_{S[H,H+1]} |\bar{\varphi}_{S[H]}|}{T_C \varphi_{Sq[H]}^S} \right]}{CT_C \left(\varphi_{Rq[H]}^S + \frac{\varphi_{Sd[H]}^S \varphi_{Rd[H]}^S}{\varphi_{Sq[H]}^S} \right)}. \quad (8.2.20)$$

Razionalizzando e separando l'espressione in due termini si ha

$$v_{Sd[H]} = \frac{-\varphi_{Sq[H]} \Delta C_{EM[H,H+1]} + CT_C \left[-\omega_{m[H]} \varphi_{Sq[H]} \left(\varphi_{Sq[H]}^S \varphi_{Rq[H]}^S + \varphi_{Sd[H]}^S \varphi_{Rd[H]}^S \right) \right]}{CT_C \left(\varphi_{Sd[H]}^S \varphi_{Rd[H]}^S + \varphi_{Rq[H]}^S \varphi_{Sq[H]}^S \right)} +$$

$$+ \left(\frac{\varphi_{Rd[H]}^S \frac{\Delta \varphi_{S[H,H+1]} |\bar{\varphi}_{S[H]}|}{T_C}}{\left(\varphi_{Sd[H]}^S \varphi_{Rd[H]}^S + \varphi_{Rq[H]}^S \varphi_{Sq[H]}^S \right)} \right). \quad (8.2.21)$$

Raccogliendo e semplificando la costante CT_C nella prima frazione a secondo membro e riducendo ad un unico denominatore si ricava poi

$$v_{Sd[H]} = \frac{-\frac{\varphi_{Sq[H]} \Delta C_{EM[H,H+1]}}{CT_C} - \omega_{m[H]} \varphi_{Sq[H]} \left(\varphi_{Sq[H]}^S \varphi_{Rq[H]}^S + \varphi_{Sd[H]}^S \varphi_{Rd[H]}^S \right) + \varphi_{Rd[H]}^S \frac{\Delta \varphi_{S[H,H+1]} |\bar{\varphi}_{S[H]}|}{T_C}}{\left(\varphi_{Sd[H]}^S \varphi_{Rd[H]}^S + \varphi_{Rq[H]}^S \varphi_{Sq[H]}^S \right)} \quad (8.2.22)$$

ovvero

$$v_{Sd[H]} = -\omega_{m[H]} \varphi_{Sq[H]} + \frac{\varphi_{Rd[H]}^S |\bar{\varphi}_{S[H]}| \Delta \varphi_{S[H,H+1]}}{T_C (\varphi_{Sd[H]} \varphi_{Rd[H]}^S + \varphi_{Rq[H]}^S \varphi_{Sq[H]})} - \frac{\varphi_{Sq[H]} \Delta C_{EM[H,H+1]}}{CT_C (\varphi_{Sd[H]} \varphi_{Rd[H]}^S + \varphi_{Rq[H]}^S \varphi_{Sq[H]})}. \quad (8.2.23)$$

Inserendo la (8.2.23) nella (8.2.17) si ha

$$v_{Sq[H]} = \frac{\Delta \varphi_{S[H,H+1]} |\bar{\varphi}_{S[H]}|}{T_C \varphi_{Sq[H]}} \left[1 - \frac{\varphi_{Sd[H]} \varphi_{Rd[H]}^S}{(\varphi_{Sd[H]} \varphi_{Rd[H]}^S + \varphi_{Rq[H]}^S \varphi_{Sq[H]})} \right] + \omega_{m[H]} \varphi_{Sd[H]} + \frac{\Delta C_{EM[H,H+1]} \varphi_{Sd[H]}}{CT_C (\varphi_{Sd[H]} \varphi_{Rd[H]}^S + \varphi_{Rq[H]}^S \varphi_{Sq[H]})}. \quad (8.2.24)$$

Sviluppando il termine dentro alla parentesi quadra si ottiene poi

$$v_{Sq[H]} = \omega_{m[H]} \varphi_{Sd[H]} + \frac{\varphi_{Rq[H]}^S |\bar{\varphi}_{S[H]}| \Delta \varphi_{S[H,H+1]}}{T_C (\varphi_{Sd[H]} \varphi_{Rd[H]}^S + \varphi_{Rq[H]}^S \varphi_{Sq[H]})} + \frac{\varphi_{Sd[H]} \Delta C_{EM[H,H+1]}}{CT_C (\varphi_{Sd[H]} \varphi_{Rd[H]}^S + \varphi_{Rq[H]}^S \varphi_{Sq[H]})}. \quad (8.2.25)$$

Nella formulazione vettoriale, l'espressione del vettore tensione statorica all'istante H risulta la seguente

$$\bar{v}_{S[H]} = j\omega_{m[H]} \bar{\varphi}_{S[H]} + \frac{\bar{\varphi}_{R[H]}^S |\bar{\varphi}_{S[H]}| \Delta \varphi_{S[H,H+1]}}{T_C (\bar{\varphi}_{S[H]} \bullet \bar{\varphi}_{R[H]}^S)} + \frac{j\bar{\varphi}_{S[H]} \Delta C_{EM[H,H+1]}}{CT_C (\bar{\varphi}_{S[H]} \bullet \bar{\varphi}_{R[H]}^S)}. \quad (8.2.26)$$

Se in essa si sviluppano i termini relativi alle variazioni di ampiezza di flusso e di coppia richieste, si ottiene la formula generale che sta alla base della tecnica DSVM predittiva

$$\boxed{\bar{v}_{S[H]} = j\omega_{m[H]} \bar{\varphi}_{S[H]} + \frac{\bar{\varphi}_{R[H]}^S |\bar{\varphi}_{S[H]}| (\varphi_{S[H+1]} - \varphi_{S[H]})}{T_C (\bar{\varphi}_{S[H]} \bullet \bar{\varphi}_{R[H]}^S)} + \frac{j\bar{\varphi}_{S[H]} (C_{EM[H+1]} - C_{EM[H]})}{CT_C (\bar{\varphi}_{S[H]} \bullet \bar{\varphi}_{R[H]}^S)}}. \quad (8.2.27)$$

Ricavata l'espressione del vettore tensione statorica richiesto per produrre la variazione di coppia $\Delta C_{EM[H,H+1]}$ e la variazione di flusso statorico $\Delta \varphi_{S[H,H+1]}$ fra l'istante H e l'istante H+1 di un generico ciclo di modulazione, occorre a questo punto ricondurre tale vettore ad uno dei possibili vettori tensione generabili dall'inverter, in modo da individuarne la configurazione. Come già anticipato, poiché si utilizza la tecnica di modulazione DSVM, è necessario definire un criterio che permetta di associare ad ogni vettore $\bar{v}_{s[H]}$ previsto, rappresentato sul piano $\{d, q\}$, l'estremo di un vettore tensione realmente applicabile, scegliendolo fra i 37 messi a disposizione dal tipo di modulazione adottato. La figura 8.1 ricorda la disposizione degli estremi di ciascuno di tali vettori.

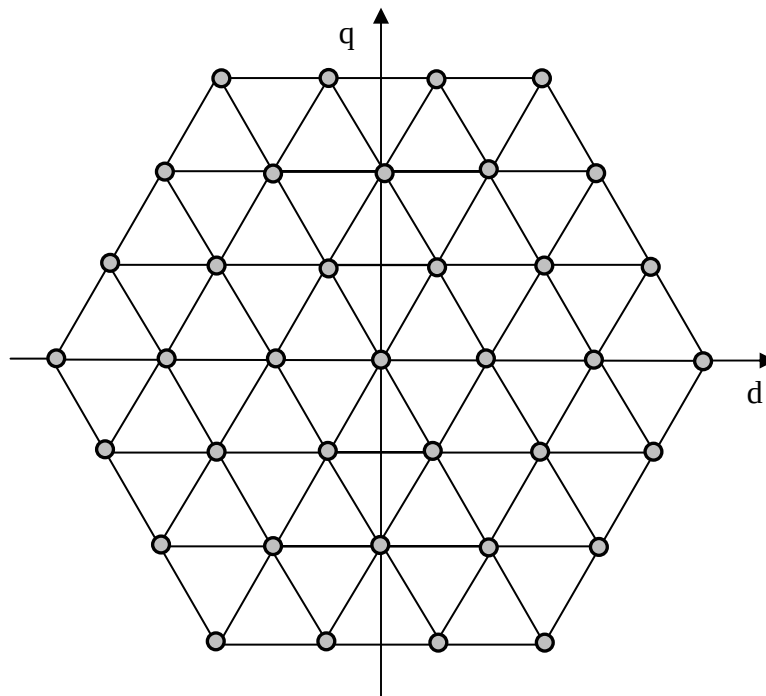


Figura 8.1 - Luogo degli estremi dei vettori tensione generabili con la tecnica DSVM

Come si può notare dalla struttura geometrica riportata in figura, gli estremi dei vettori applicabili individuano dei triangoli equilateri. Consideriamo uno di tali triangoli e tracciamone le mediane procedendo come indicato nella figura 8.2. Le mediane dividono la figura piana in tre zone distinte che rappresentano i luoghi geometrici dei punti più vicini al vertice in esse contenuto.

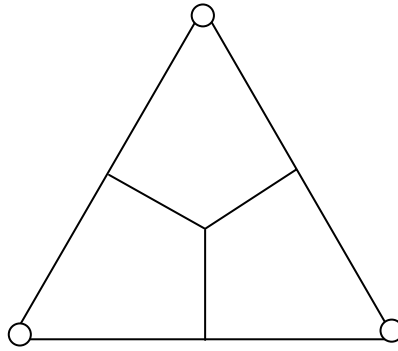


Figura 8.2 - Suddivisione di un triangolo equilatero in tre zone

Ripetendo questa costruzione per tutti i triangoli si vengono a formare 37 celle esagonali regolari, una per ogni vettore tensione applicabile, come mostra la figura 8.3.

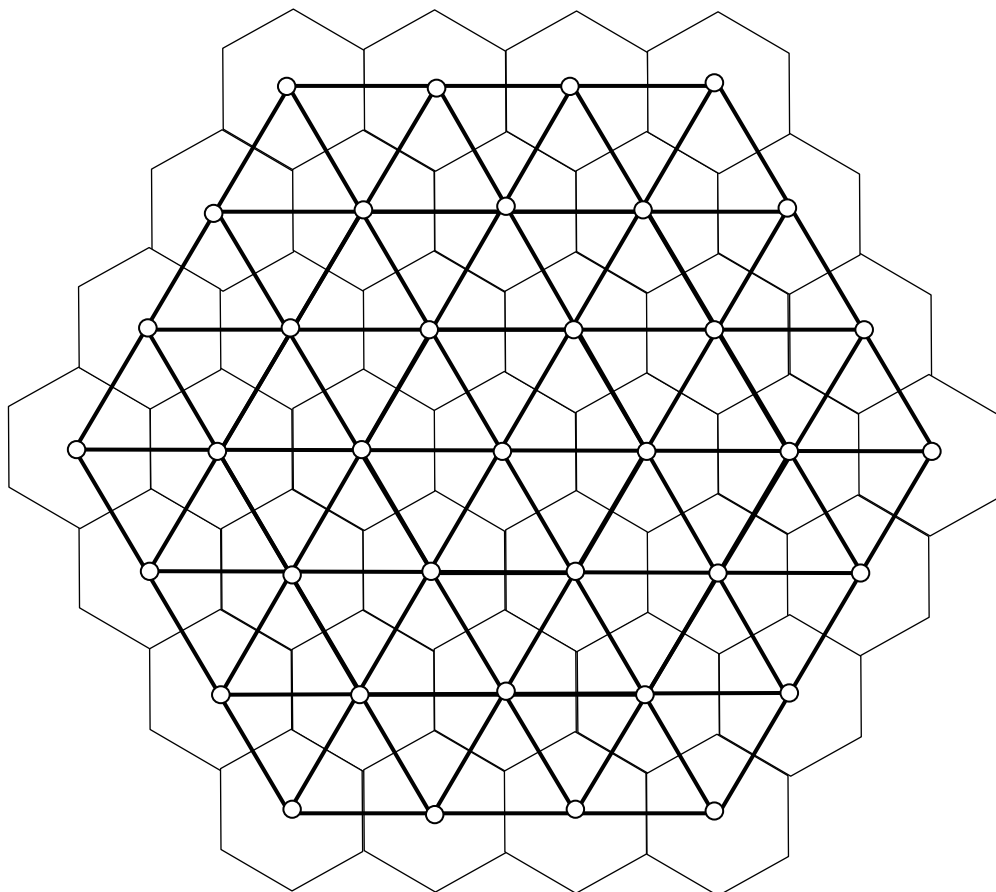


Figura 8.3 - Rappresentazione delle celle esagonali intorno agli estremi dei vettori tensione generabili

Dalla geometria del reticolo esagonale disegnato nella figura 8.3, risulta chiaro che una volta stabilito in quale esagono cade l'estremo del vettore $\bar{v}_{s[H]}$ previsto dall'equazione (8.2.27) è immediatamente individuato il vettore generabile ad esso più vicino, ossia quello al centro della cella esagonale.

Per discriminare l'esagono in questione si adotta una procedura che permette di ottenere un avvicinamento graduale al vettore più vicino a quello calcolato. Essa si basa sulla suddivisione del piano $\{d, q\}$ nei dodici settori previsti dalla tecnica di modulazione DSVM, per la quale si continua ad adottare le stessa convenzione di numerazione vista a suo tempo, e sulla definizione di tre fasci di rette parallele che delimitano porzioni di piano definite *bande*. In particolare si distinguono le *bande verticali* (BV), parallele all'asse q , e le *bande oblique* (BO^+ e BO^-), parallele ai lati degli esagoni. La figura 8.4 mostra al proposito una porzione di tali bande per il settore 1^+ .

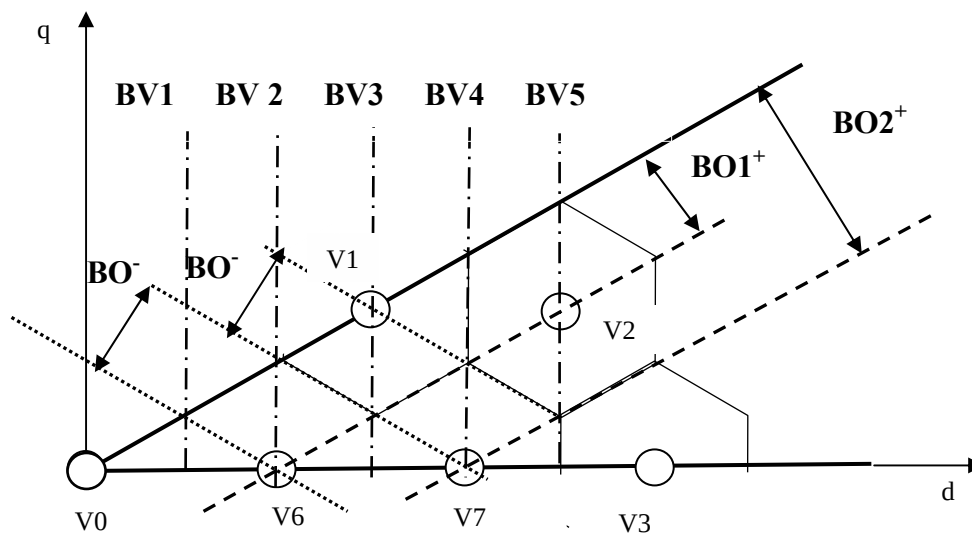


Figura 8.4 - Bande verticali e bande oblique nel settore 1^+

In essa sono raffigurate cinque bande verticali (da BV1 a BV5), due bande oblique con inclinazione negativa (BO^-) e due bande oblique con inclinazione positiva ($BO1^+$ e $BO2^+$). Tutte le bande in questione hanno una larghezza pari all'altezza di ognuno dei triangoli che compongono gli esagoni, ad eccezione della $BO2^+$ che possiede una larghezza doppia delle precedenti. È importante sottolineare che tale larghezza corrisponde a metà della distanza tra gli estremi dei vettori tensione medi modulabili

con la tecnica DSVM e che questa dipende dalla tensione continua applicata all'inverter, per cui al variare di quest'ultima si modificano le dimensioni delle celle esagonali, nonché delle bande stesse, ma rimane invariata la topologia dell'intero reticolo e con essa anche il criterio di avvicinamento al vettore realmente applicabile. A questo proposito illustriamo tale criterio definendo un semplice algoritmo di discriminazione. Supponendo di avere determinato il settore di appartenenza del vettore tensione calcolato con la (8.2.27), si procede innanzitutto ad una sua scomposizione nella direzione delle bande verticali e nella direzione ortogonale alle bande oblique, poi alla determinazione di quali di queste contengono l'estremo del vettore previsto, ed infine, dall'incrocio tra le bande individuate, alla discriminazione del triangolo elementare che appartiene all'esagono nel cui centro si trova il vettore tensione applicabile più vicino a quello previsto.

Nella figura 8.5 è mostrato un primo esempio di scomposizione del vettore tensione previsto nella direzione ortogonale alle bande oblique ad inclinazione negativa.

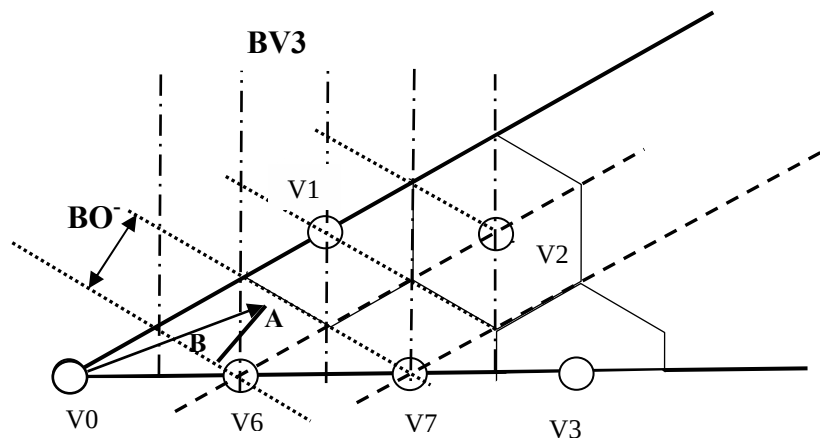


Figura 8.5 - Vettore $\bar{v}_{s[H]}$ previsto in banda verticale BV3

Nella figura 8.6 viene invece riportato il diagramma di flusso dell'algoritmo di discriminazione precedentemente illustrato, nell'ipotesi che il vettore $\bar{v}_{s[H]}$ previsto appartenga al settore 1^+ del piano $\{d, q\}$.

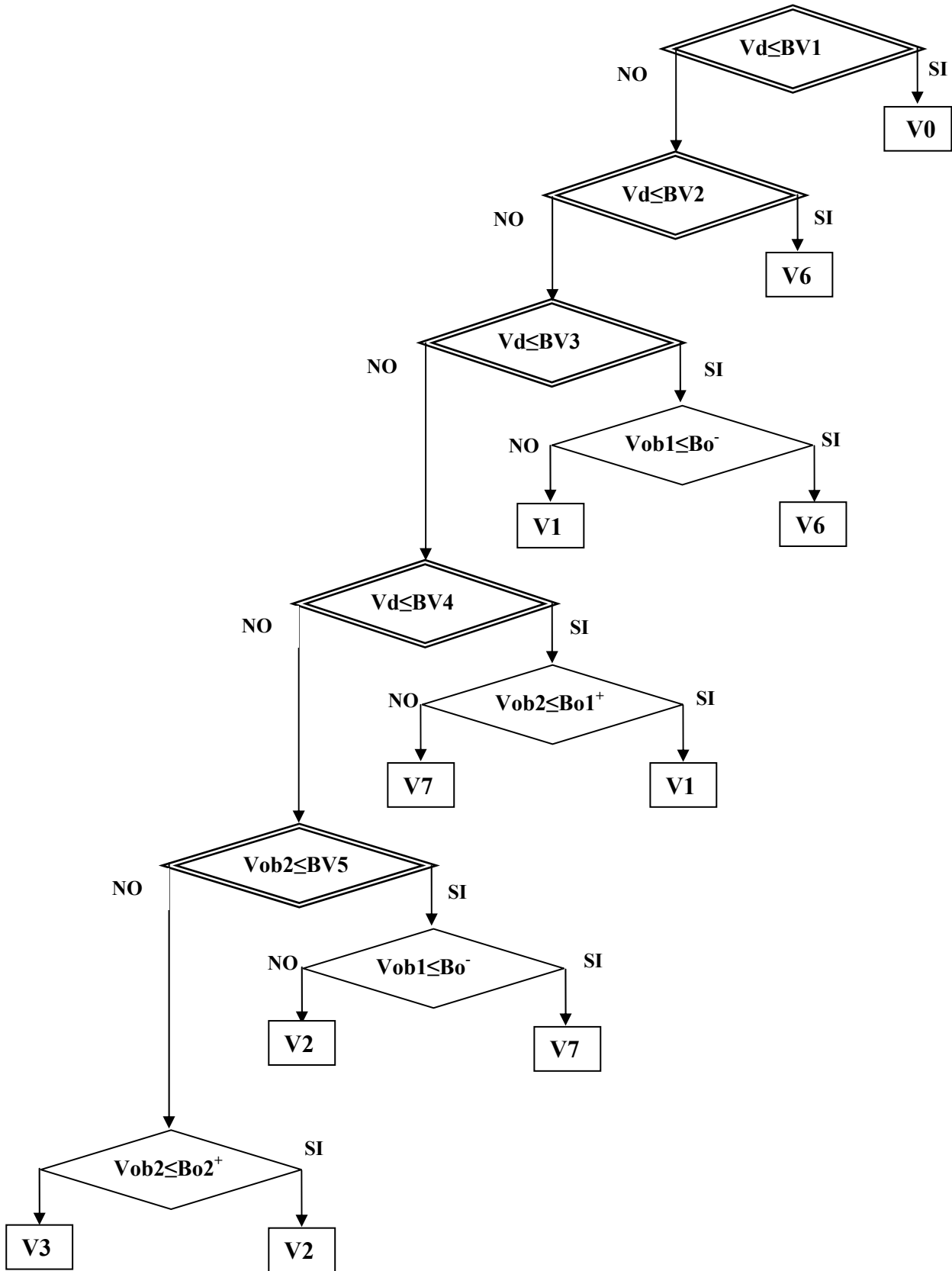


Figura 8.6 - Diagramma di flusso dell'algoritmo di discriminazione del vettore tensione applicabile

Il segmento $\overline{AB}$ mostrato nella figura 8.5 rappresenta la componente del vettore tensione previsto nella direzione ortogonale alla banda obliqua ad inclinazione negativa BO^- , mentre l'estremo del vettore $\bar{v}_{s[H]}$ appartiene alla banda verticale $BV3$. La lunghezza di tale segmento misura l'ampiezza delle componente obliqua $Vob1$

$$\overline{AB} = Vob1 = (Vd - BV2)\text{sen}30^\circ + Vq \cos 30^\circ. \quad (8.2.28)$$

Nella figura 8.7 è riportato invece un esempio di scomposizione del vettore tensione previsto nella direzione ortogonale alle bande oblique ad inclinazione positiva.

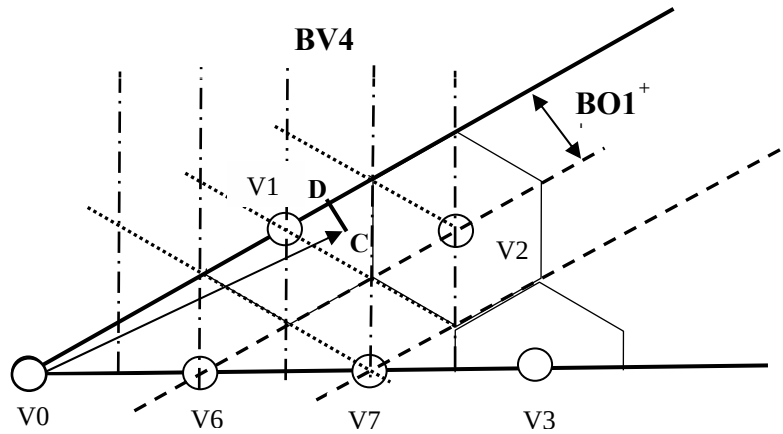


Figura 8.7 - Vettore $\bar{v}_{s[H]}$ previsto in banda verticale $BV4$

Il segmento $\overline{CD}$ evidenziato nella figura 8.7 rappresenta la componente del vettore tensione previsto nella direzione ortogonale alla banda obliqua ad inclinazione positiva $BO1^+$, mentre l'estremo del vettore $\bar{v}_{s[H]}$ appartiene alla banda verticale $BV4$. La lunghezza di quest'ultimo segmento misura l'ampiezza delle componente obliqua $Vob2$

$$\overline{CD} = Vob2 = Vd\text{sen}30^\circ - Vq\cos 30^\circ. \quad (8.2.29)$$

Altri esempi di determinazione delle componenti $Vob1$ e $Vob2$ ortogonali alle bande oblique sono riportati nelle figure 8.8 e 8.9.

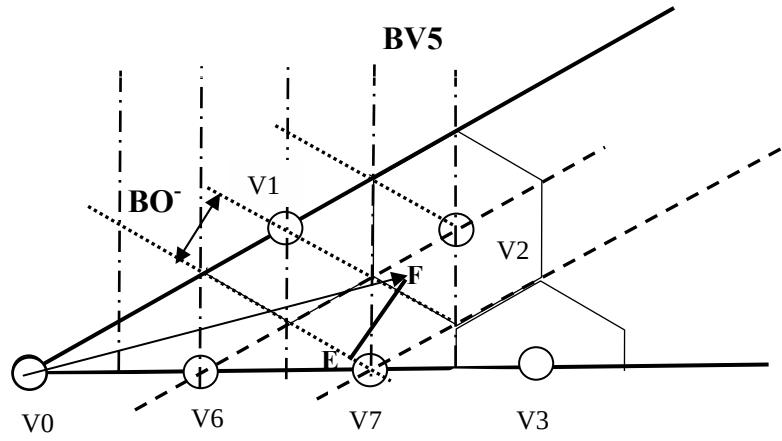


Figura 8.8 - Vettore $\bar{v}_{s[H]}$ previsto in banda verticale BV5

$$\overline{EF} = Vob1 = (Vd - BV4)\text{sen}30^\circ + Vq\cos30^\circ \quad (8.2.30)$$

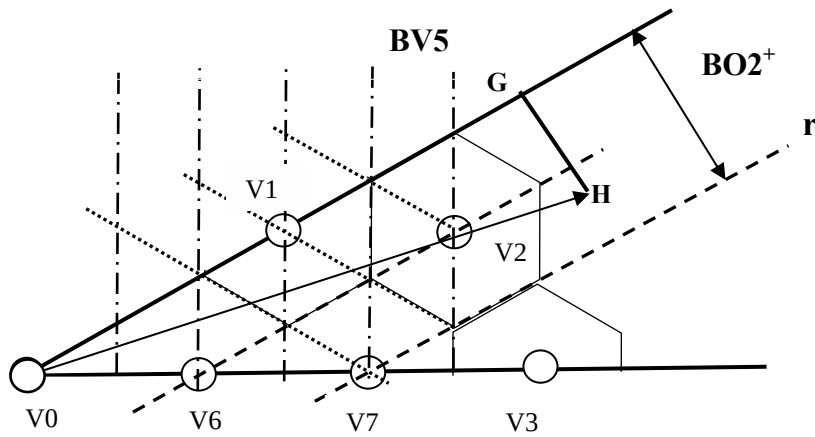


Figura 8.9 - Vettore $\bar{v}_{s[H]}$ previsto fuori dalle bande verticali

$$\overline{GH} = Vob2 = Vd\text{sen}30^\circ - Vq\cos30^\circ \quad (8.2.31)$$

Come già evidenziato il diagramma di flusso della figura 8.6 si riferisce al settore 1^+ . Tuttavia esso continua a valere anche per tutti gli altri settori del piano, in quanto ci si può sempre riportare al primo settore positivo eseguendo una rotazione del vettore previsto attorno all'origine e ricalcolando le sue componenti per mezzo delle seguenti equazioni di trasformazione

$$\begin{cases} V_d = V_d \cdot \cos 60^\circ + (V_q - V_d \cdot \tan 60^\circ) \cdot \cos 30^\circ \\ V_q = \pm \sin 30^\circ \cdot (V_d \cdot \tan 60^\circ - V_q) \end{cases} \quad (8.2.32)$$

dove nella seconda il segno + vale per i settori 6^+ , 5^- , 3^+ , 2^- .

Si nota che tali equazioni di trasformazione divengono inutili per tutti i vettori previsti che cadono nel settore 1^- , il quale è l'immagine speculare di 1^+ rispetto all'asse d, ed anche nei settori 4^- e 4^+ che sono l'immagine speculare di 1^- e 1^+ rispetto all'asse q; in questi casi infatti basta tenere conto del segno delle componenti V_d e V_q del vettore calcolato senza applicarvi alcuna operazione di rotazione e procedere alla discriminazione delle bande riferendosi ai valori assoluti di tali componenti.

E' importante sottolineare che mediante la strategia di scelta dei vettori tensione medi applicabili con la tecnica DSVM illustrata è possibile gestire con precisione e semplicità anche la possibilità che il vettore calcolato esca al di fuori dell'esagono delle configurazioni consentite. Se infatti consideriamo la retta r di figura 8.9, possiamo notare che qualsiasi vettore $\bar{v}_{s[H]}$ che si trovi al di sopra di essa (ovviamente sempre all'interno del settore), avente quindi una componente V_{ob2} minore dell'ampiezza della banda $BO2^+$, come rappresentato nell'esempio della stessa figura, è sempre più vicino al vettore 2, mentre qualsiasi vettore $\bar{v}_{s[H]}$ al di sotto di essa è sempre più vicino al vettore 3. Questo perché la retta r è il luogo geometrico dei punti equidistanti dai vettori 2 e 3 dal momento che passa esattamente per il punto medio del segmento che li separa.

Capitolo 9

Il controllo della coppia e del flusso con la tecnica SFVC

9.1 Introduzione

In questo capitolo, inserito nella parte terza di questo lavoro, dedicata alle tecniche di controllo della coppia e del flusso della macchina asincrona, le nozioni teoriche e i concetti sulla modulazione della tensione impressa acquisiti nei capitoli precedenti vengono applicati alla descrizione dello schema a blocchi di un sistema di controllo per motore asincrono trifase comandato in coppia con la tecnica SFVC (Stator Flux Vector Control). Essa appartiene alla categoria delle tecniche di controllo di tipo vettoriale e si basa sulla regolazione del vettore flusso statorico in funzione dei riferimenti di coppia elettromagnetica e flusso rotorico di riferimento impostati. Il modulo e la fase di tale vettore vengono regolati mediante l'iniezione di terne di correnti opportune negli avvolgimenti del motore per mezzo di un inverter trifase a tensione impressa modulato con la tecnica SVM simmetrica a cinque settori a nulla centrale. Le prestazioni offerte dal controllo SFVC presentano tutte le peculiarità tipiche di quelle possedute dai controlli vettoriali, ossia grande precisione nell'inseguimento dei riferimenti di coppia e flusso impostati, elevata dinamica durante le fasi di transizione da una condizione di regime all'altra, basso ripple sulle correnti assorbite e bassa rumorosità di funzionamento (dovuta essenzialmente al basso ripple sulla coppia). Contestualmente però presenta anche una certa complessità computazionale dovuta alla notevole mole dei calcoli necessari all'elaborazione delle grandezze acquisite e stimate dal sistema di controllo, con i frequenti cambiamenti di sistema di riferimento che ciò comporta, per giungere alla determinazione delle

configurazioni che l'inverter deve generare in ogni ciclo di modulazione a partire dai riferimenti fissati.

9.2 La struttura del controllo SFVC con stimatore in corrente

Per entrare nel merito della struttura del controllo SFVC si consideri lo schema a blocchi della figura 9.1.

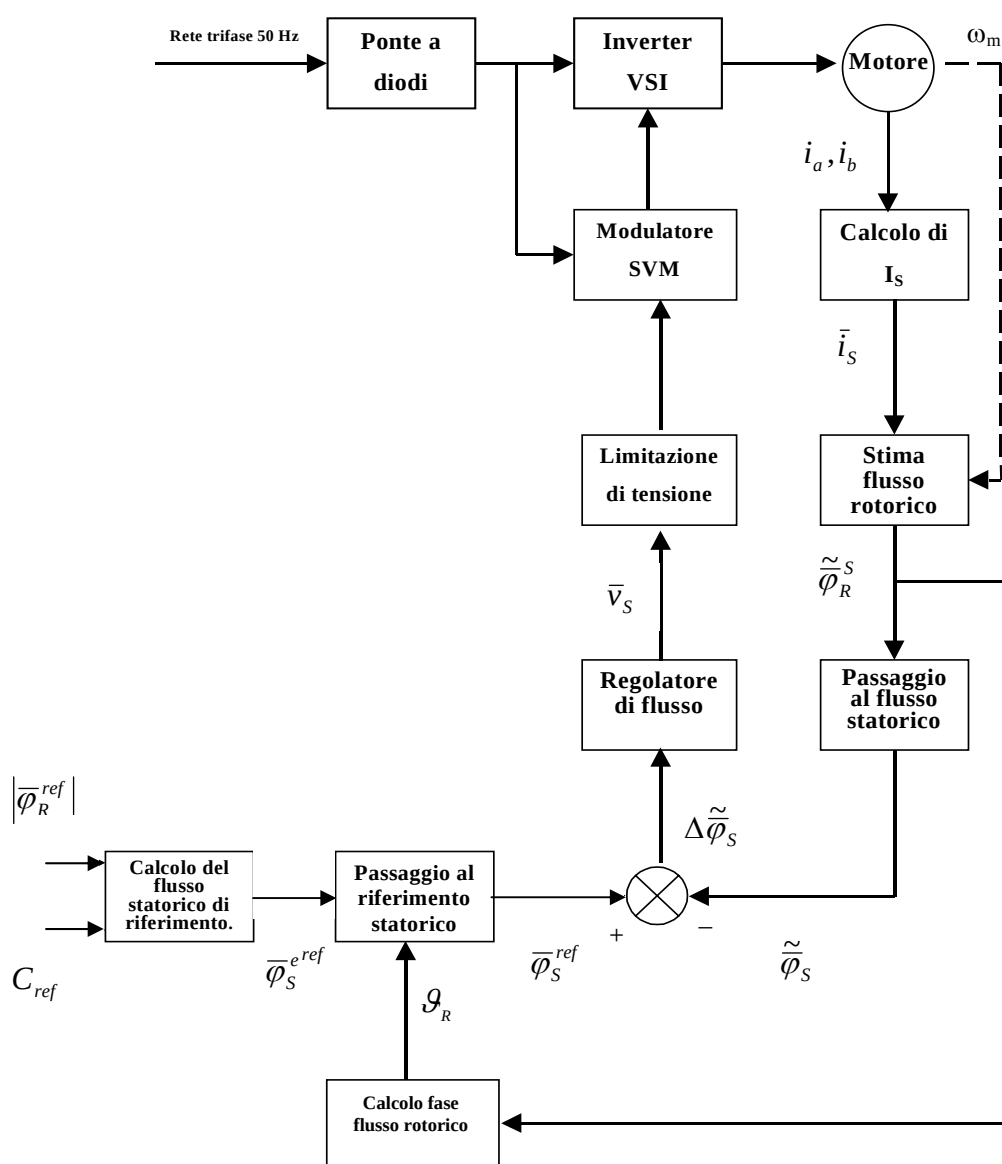


Figura 9.1 - Schema a blocchi del controllo SFVC con stimatore in corrente

In esso sono mostrati i blocchi corrispondenti ai convertitori elettronici statici che connettono la macchina asincrona alla sorgente di energia, ovvero il raddrizzatore a diodi interposto tra la rete trifase a tensione alternata e il lato continua dell'inverter trifase a tensione impressa, nonché i blocchi corrispondenti alle principali unità funzionali in cui può essere suddiviso lo schema complessivo. Tali unità sono quelle all'interno delle quali vengono svolte le operazioni necessarie al trattamento dei segnali provenienti dai convertitori analogico-digitali del sistema di controllo a microprocessore, quelle in cui vengono eseguiti i calcoli sulle grandezze acquisite, su quelle stimate e su quelle di riferimento ed infine quelle in cui si ha la determinazione dei segnali di controllo per i driver che comandano gli interruttori dell'inverter. Si parte dalla acquisizione delle correnti che circolano nelle fasi di statore e dalla misura, tramite encoder, della velocità di rotazione della macchina. Noto il vettore corrente statorica $\bar{i}_s$ e la velocità angolare meccanica ω_m (espressa in radianti elettrici al secondo), viene stimato il vettore flusso rotorico in un sistema di riferimento statorico $\tilde{\varphi}_R^S$. Successivamente viene calcolato il corrispondente flusso statorico stimato $\tilde{\varphi}_S$ e questo viene poi confrontato con il flusso statorico di riferimento $\bar{\varphi}_S^{ref}$. Quest'ultimo, a meno di un cambiamento di sistema di riferimento, deriva dalla coppia di riferimento C_{ref} e dal modulo del flusso rotorico di riferimento $|\bar{\varphi}_R^{ref}|$. Il regolatore di flusso calcola da ultimo il vettore tensione da applicare alla macchina in modo da annullare l'errore presente al suo ingresso. Il vettore tensione così ottenuto, dopo avere subito le opportune verifiche sul valore del suo modulo, il quale non può mai superare i limiti imposti dal sistema di alimentazione del motore, viene poi modulato dall'inverter con la tecnica SVM simmetrica a cinque settori a nulla centrale.

La stima del flusso rotorico viene effettuata operando una discretizzazione al secondo ordine dell'equazione (4.3.5) dello stimatore in corrente vista nel capitolo 4, la quale per comodità viene di seguito riportata

$$\frac{d\bar{\varphi}_R^S}{dt} = \frac{M}{\tau_R} \bar{i}_s + (j\omega_m - \frac{1}{\tau_R}) \bar{\varphi}_R^S. \quad (9.2.1)$$

Il passaggio dal flusso rotorico espresso nel sistema di statore al flusso statorico avviene per mezzo dell'equazione di macchina (4.3.2)

$$\bar{\varphi}_S = \frac{M}{L_R} \bar{\varphi}_R^S + \sigma L_S \bar{i}_s. \quad (9.2.2)$$

9.3 La struttura del controllo SFVC con stimatore in tensione

Lo schema del controllo SFVC illustrato al paragrafo precedente richiede la conoscenza della velocità di rotazione dell'albero del motore, per la cui misura è indispensabile l'uso di un trasduttore di velocità. In molte applicazioni pratiche tuttavia, sia per motivi di costi che per motivi di semplicità realizzativa e affidabilità, la stima del flusso viene eseguita senza ricorrere a tale dispositivo. In questi casi, tipici delle applicazioni in cui vengono impiegati azionamenti di tipo *sensorless*, in luogo dello stimatore in corrente viene utilizzato lo stimatore in tensione. La figura 9.2 mostra a questo proposito lo schema a blocchi di un controllo SFVC con tale tipo di stimatore.

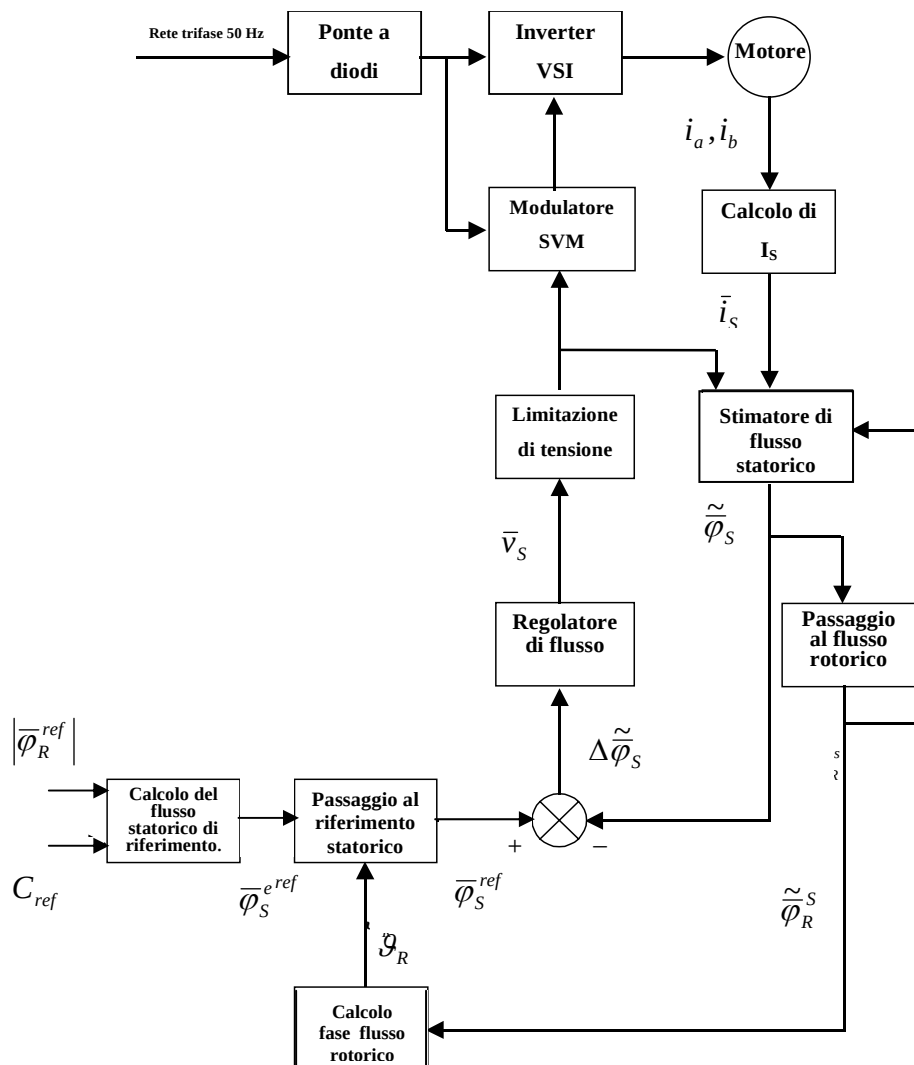


Figura 9.2 - Schema a blocchi del controllo SFVC con stimatore in tensione

Questo schema contiene sostanzialmente gli stessi blocchi di quello con il trasduttore di velocità a parte quello corrispondente allo stimatore. Si nota che mentre nello schema di figura 9.1 l'uscita dello stimatore fornisce il flusso rotorico stimato nel sistema di riferimento statorico, cosa che consente il calcolo diretto della fase ϑ_r di tale vettore rispetto allo statore, nello schema di figura 9.2 l'uscita dello stimatore restituisce il flusso statorico stimato, per cui per il calcolo della fase ϑ_r è necessario eseguire un passaggio intermedio per ottenere dal flusso statorico stimato il flusso rotorico stimato nel sistema di statore.

La stima del flusso statorico viene effettuata mediante lo stimatore in tensione retroazionato descritto nel paragrafo 4.5 del capitolo 4, di cui si riporta l'equazione caratteristica, ossia la prima delle (4.4.8)

$$\frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} = \bar{v}_s - R_s \bar{i}_s + G(\bar{\varphi}_r^s - \tilde{\varphi}_r^s) \quad (9.3.1)$$

dove al posto di $\bar{\varphi}_r^s$, ovvero del vettore flusso rotorico effettivamente presente all'interno della macchina, si considera un vettore avente un modulo pari a quello del flusso rotorico di riferimento e una fase uguale a quella del flusso rotorico stimato

$$\bar{\varphi}_r^s = |\bar{\varphi}_r^{ref}| e^{j\vartheta_r} . \quad (9.3.2)$$

Il passaggio dal flusso statorico stimato a quello rotorico stimato avviene poi tramite la seconda delle (4.4.8)

$$\bar{\varphi}_r^s = \frac{L_R}{M} \bar{\varphi}_s - \frac{\sigma L_S L_R}{M} \bar{i}_s . \quad (9.3.3)$$

9.4 L'elaborazione dei segnali nello schema di controllo

Dopo avere presentato la struttura generale del controllo SFVC con stimatore in corrente e con stimatore in tensione, passiamo ora ad illustrare il modo in cui i singoli blocchi funzionali elaborano i segnali necessari per eseguire il controllo della coppia e del flusso rotorico della macchina asincrona mediante la regolazione del modulo e della fase del vettore flusso statorico.

9.4.1 Il calcolo del vettore corrente statorica

Il vettore corrente statorica viene ricavato misurando due delle tre correnti di fase. Supponendo infatti che le correnti misurate siano quelle delle fasi a e b , si ha che la corrente nella fase c può essere ricavata come differenza delle due precedenti

$$i_c = -i_a - i_b. \quad (9.4.1.1)$$

Per definizione il vettore $\bar{i}_s$ è dato dalla seguente espressione

$$\bar{i}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(i_a + i_b e^{j\frac{2}{3}\pi} + i_c e^{j\frac{4}{3}\pi} \right). \quad (9.4.1.2)$$

Tenendo conto della (9.4.1.1) si ottiene

$$\bar{i}_s = i_d + j i_q = \sqrt{\frac{3}{2}} i_a + j \frac{\sqrt{2}}{2} (i_a + 2i_b). \quad (9.4.1.3)$$

9.4.2 La determinazione del flusso statorico di riferimento

Il flusso statorico di riferimento, nelle componenti d e q del relativo vettore, viene ricavato dal modulo del flusso rotorico di riferimento e dalla coppia elettromagnetica di riferimento mediante le equazioni (2.4.21) e (2.4.22) del capitolo 2

$$\begin{cases} \varphi_{Sd}^{e\ ref} = \frac{L_S}{M} \varphi_R^{ref} \\ \varphi_{Sq}^{e\ ref} = \frac{L_S L_R \sigma}{pM} \frac{C_{ref}}{\varphi_R^{ref}} \end{cases} \quad (9.4.2.1)$$

le quali, come noto, valgono in un sistema di riferimento solidale con il vettore flusso rotorico.

Per determinare le componenti del vettore flusso statorico di riferimento nel sistema statorico occorre conoscere la fase del vettore flusso rotorico. A tale scopo scriviamo le equazioni che esprimono il vettore flusso rotorico nel sistema statorico e il suo versore

$$\begin{aligned}\bar{\varphi}_R^S &= \frac{L_R}{M} \bar{\varphi}_S - \frac{L_S L_R \sigma}{M} \bar{i}_S \\ e^{j\theta_R} &= \frac{\bar{\varphi}_R^S}{|\bar{\varphi}_R^S|}.\end{aligned}\tag{9.4.2.2}$$

Il versore $e^{j\theta_R}$ rappresenta l'operatore di rotazione che applicato al vettore

$$\bar{\varphi}_S^{e\,ref} = \varphi_{Sd}^{e\,ref} + j\varphi_{Sq}^{e\,ref}\tag{9.4.2.3}$$

valutato nel sistema del flusso rotorico consente per l'appunto di ottenere il vettore flusso statorico di riferimento nel sistema statorico

$$\bar{\varphi}_S^{ref} = \left(\varphi_{Sd}^{e\,ref} + j\varphi_{Sq}^{e\,ref} \right) e^{j\theta_R}.\tag{9.4.2.4}$$

9.4.3 *Il regolatore di flusso*

La terna delle tensioni di alimentazione necessaria per fare in modo che la macchina asincrona sviluppi la coppia di riferimento imposta dal sistema di controllo, presentando al suo interno un flusso pari a quello di riferimento, viene applicata alle sue fasi mediante un inverter trifase a tensione impressa modulato con la tecnica SVM. Con essa, come noto, è possibile generare, una volta fissata la durata del ciclo di modulazione dell'inverter, un vettore tensione (dunque una terna di tensioni) che mediamente coincide con quello necessario ad instaurare nella macchina la terna di flussi statorici che corrisponde alle richieste di coppia e flusso. Il regolatore di flusso è il dispositivo che converte il segnale al suo ingresso, rappresentato dall'errore tra il vettore flusso statorico di riferimento e il vettore flusso statorico stimato, nel segnale in uscita costituito dal vettore tensione media di riferimento che tende ad annullare

l'errore stesso e dunque a soddisfare alle richieste del controllo. Noto il vettore tensione media di riferimento, mediante un particolare dispositivo interno al microprocessore che gestisce tutte le operazioni compiute dal sistema di controllo, chiamato *modulatore SVM*, diviene possibile individuare, in ogni ciclo di modulazione, la successione degli istanti di accensione e spegnimento degli interruttori statici dell'inverter tale da consentirne la generazione.

Lo schema a blocchi del regolatore di flusso è presentato nella figura 9.3.

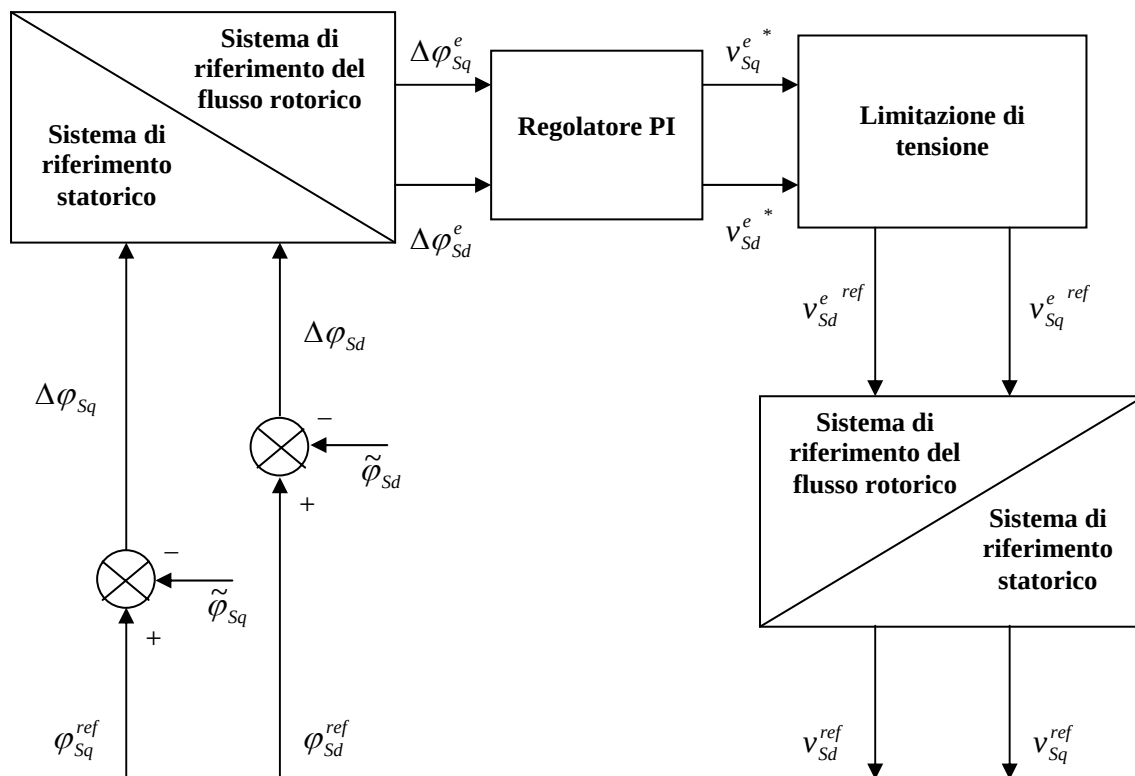


Figura 9.3 - Schema a blocchi del regolatore di flusso

Esso è formato da un regolatore PI, ossia un regolatore standard di tipo proporzionale-integrale, da un blocco per la limitazione del modulo della tensione di riferimento da questo prodotta e da due blocchi per la trasformazione dalle coordinate $\{d, q\}$ del sistema di riferimento statorico a quelle del sistema di riferimento del flusso rotorico e viceversa. Il regolatore PI riceve in ingresso le componenti d e q dell'errore di flusso

statorico valutate nel sistema di riferimento del flusso rotorico $\Delta\varphi_{sd}^e$ e $\Delta\varphi_{sq}^e$, ottenute da quelle espresse nel sistema di riferimento di statore tramite le equazioni di rotazione

$$\begin{cases} \Delta\varphi_{sd}^e = \Delta\varphi_{sd} \cos \vartheta_R + \Delta\varphi_{sq} \sin \vartheta_R \\ \Delta\varphi_{sq}^e = -\Delta\varphi_{sd} \sin \vartheta_R + \Delta\varphi_{sq} \cos \vartheta_R \end{cases} \quad (9.4.3.1)$$

e le trasforma nelle componenti d e q del vettore tensione media di riferimento v_{sd}^{e*} e v_{sq}^{e*} secondo le equazioni

$$\begin{cases} v_{sd}^{e*} = K_p \Delta\varphi_{sd}^e + K_I \int_0^t \Delta\varphi_{sd}^e d\tau \\ v_{sq}^{e*} = K_p \Delta\varphi_{sq}^e + K_I \int_0^t \Delta\varphi_{sq}^e d\tau \end{cases} \quad (9.4.3.2)$$

in cui K_p e K_I sono rispettivamente la costante proporzionale e quella integrale. Il vettore in questione viene poi sottoposto ad un controllo sul valore del suo modulo nel blocco che effettua la limitazione di tensione: se questo è minore o uguale alla massima tensione modulabile con la tecnica SVM in condizioni di regime della macchina, la quale come noto dalla teoria vale

$$v_{s,MAX} = \frac{E_{DC}}{\sqrt{2}} \quad (9.4.3.3)$$

essendo E_{DC} la tensione del bus DC dell'inverter, esso viene lasciato inalterato, se invece tale modulo supera la $v_{s,MAX}$ viene posto uguale a quest'ultimo valore e la fase del vettore tensione così limitato viene mantenuta pari a quella calcolata dal regolatore PI nel ciclo di modulazione precedente.

Ricavate le componenti del vettore tensione media di riferimento limitato $v_{sd}^{e ref}$ e $v_{sq}^{e ref}$, valutate nel sistema del flusso rotorico, si ha infine la loro trasformazione al sistema statorico mediante le equazioni di rotazione

$$\begin{cases} v_{sd}^{ref} = v_{sd}^{e ref} \cos \vartheta_R - v_{sq}^{e ref} \sin \vartheta_R \\ v_{sq}^{ref} = v_{sd}^{e ref} \sin \vartheta_R + v_{sq}^{e ref} \cos \vartheta_R \end{cases} \quad (9.4.3.4)$$

e la generazione dei segnali di riferimento in uscita dal regolatore di flusso v_{sd}^{ref} e v_{sq}^{ref} .

9.4.4 La stima della fase del flusso rotorico

La stima della fase del flusso rotorico ϑ_R viene ottenuta a partire dalla stima della pulsazione del flusso rotorico ω_R derivando rispetto al tempo il vettore flusso rotorico secondo la relazione

$$\frac{d\bar{\varphi}_R}{dt} = \frac{d|\bar{\varphi}_R|}{dt} e^{j\vartheta_R} + j\omega_R \bar{\varphi}_R. \quad (9.4.4.1)$$

Infatti moltiplicando scalarmente ambo i membri della (9.4.4.1) per $j\bar{\varphi}_R$ si ricava

$$\omega_R = \frac{\frac{d\bar{\varphi}_R}{dt} \bullet j\bar{\varphi}_R}{\varphi_R^2} = \frac{d\hat{\varphi}_R}{dt} \bullet j\hat{\varphi}_R \quad (9.4.4.2)$$

essendo $\hat{\varphi}_R$ il versore del vettore flusso rotorico.

Nota ω_R la stima della fase del vettore flusso rotorico si ricava immediatamente per integrazione

$$\vartheta_R = \int_0^t \omega_R(\tau) d\tau. \quad (9.4.4.3)$$

Capitolo 10

Il controllo della coppia e del flusso con la tecnica DSVM

10.1 Lo schema generale del controllo DSVM

Lo schema generale del controllo DSVM di una macchina asincrona alimentata da un inverter trifase a tensione impressa è quello riportato nella figura 10.1.

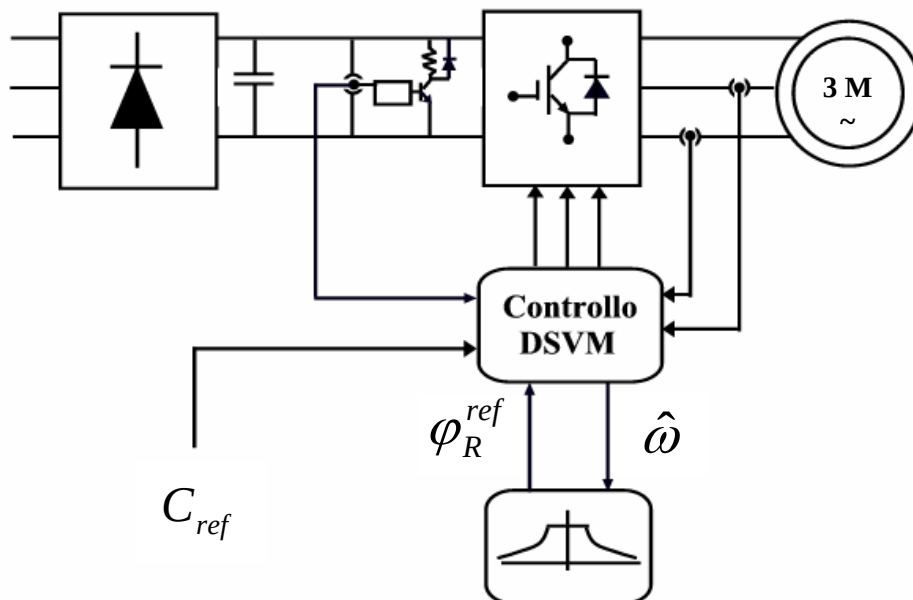


Figura 10.1 - Schema generale del controllo DSVM

In esso si possono notare i blocchi corrispondenti ai dispositivi elettronici di potenza che compongono l'azionamento della macchina asincrona, ossia il ponte raddrizzatore trifase a diodi, l'inverter a tensione impressa, il circuito per il recupero dell'energia in fase di frenatura, nonché i due blocchi che a livello puramente schematico rappresentano il sistema di controllo dedicato alla gestione dei comandi necessari per il controllo diretto della coppia e del flusso del motore con la tecnica DSVM.

Le grandezze in ingresso al sistema sono due: la coppia di riferimento desiderata C_{ref} e il flusso rotorico di riferimento φ_R^{ref} . Il primo costituisce il segnale di comando vero e proprio impostato dall'operatore, mentre il secondo rappresenta la grandezza di riferimento che al variare della velocità di rotazione del motore, ovvero della pulsazione di alimentazione stimata $\hat{\omega}$, consente alla macchina di sviluppare la coppia richiesta senza mai superare i limiti di tensione e corrente imposti dall'azionamento.

Le grandezze in uscita invece sono sei: i segnali logici, complementari a due a due, per il pilotaggio dei driver dell'inverter. I tre collegamenti tra la sezione di comando e quella di potenza rappresentano invece la misura di due delle tre correnti di fase e della tensione del bus DC.

10.2 La struttura del controllo DSVM

La struttura del controllo DSVM è quella mostrata nello schema di figura 10.2. I vari blocchi che vi compaiono corrispondono alle principali unità funzionali deputate all'elaborazione dei segnali acquisiti e stimati necessaria per generare le configurazioni dell'inverter che soddisfano alle richieste di coppia e flusso imposte dai segnali di riferimento. In particolare le grandezze acquisite sono le due correnti di fase i_a e i_b e la tensione del bus DC E_{DC} . Dalla misura delle due correnti viene ricavato il vettore corrente statorica $\bar{i}_s$, mentre dalla misura della tensione lato continua viene determinato, in funzione della configurazione prodotta dall'inverter, il vettore tensione statorica $\bar{v}_s$. Noti i vettori $\bar{v}_s$ e $\bar{i}_s$ viene stimato il vettore flusso statorico per mezzo dello stimatore in tensione retroazionato e successivamente vengono stimate la pulsazione statorica e la coppia elettromagnetica. Avendo a disposizione il modulo del vettore flusso statorico e la sua posizione nel piano $\{d, q\}$, ovvero il suo settore di appartenenza, nota la coppia elettromagnetica stimata e fissato il valore di riferimento del vettore flusso rotorico in base alla pulsazione statorica di funzionamento,

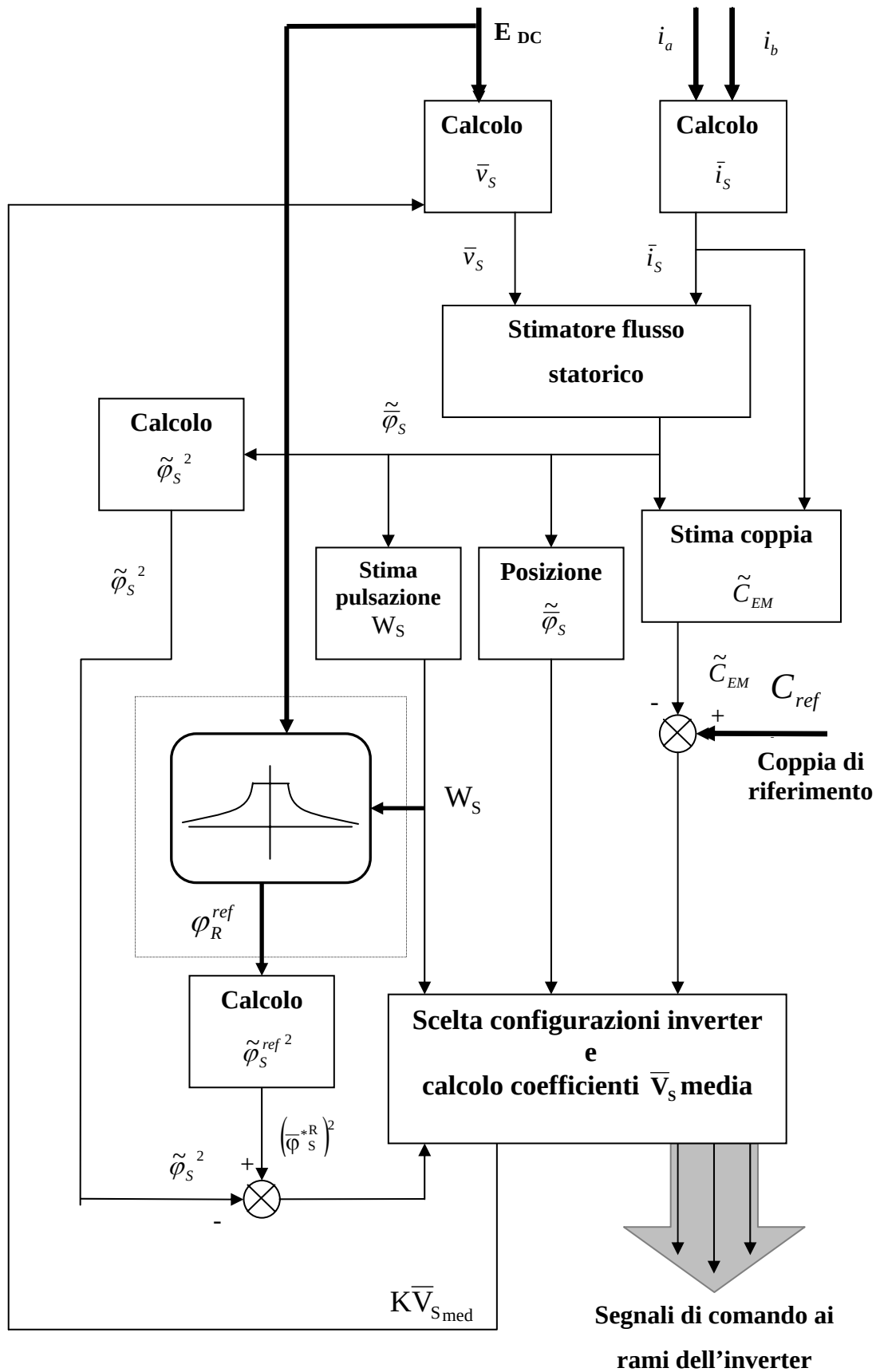


Figura 10.2 - Schema a blocchi del controllo DSVM

ricorrendo al criterio esposto nel paragrafo 7.2 del capitolo 7 e riassunto nella tabella 7.1, viene operata la scelta delle configurazioni dell'inverter.

10.3 L'elaborazione dei segnali nello schema di controllo

L'elaborazione dei segnali nello schema di controllo consiste, in modo analogo a quanto visto a proposito del controllo SFVC descritto nel capitolo precedente, nell'esecuzione, da parte del microprocessore che presiede al funzionamento del sistema, di tutti i calcoli che a partire dalle grandezze acquisite in ingresso portano alla determinazione della legge di commutazione degli interruttori statici dell'inverter. Per quanto concerne il calcolo del vettore corrente statorica valgono le stesse considerazioni ed equazioni del sottoparagrafo 9.4.1 del capitolo 9. Per ciò che riguarda invece gli altri calcoli, essi sono oggetto dei successivi sottoparagrafi.

10.3.1 Il calcolo del vettore tensione statorica

Il vettore tensione stellata statorica applicato al motore si ricava dalla misura della tensione del bus DC e dalla conoscenza del valore delle variabili logiche $\{S_3, S_2, S_1\}$ che definiscono lo stato dei tre rami dell'inverter. Infatti nota la configurazione generata, sono noti anche i coefficienti moltiplicativi K_{vd} e K_{vq} per la determinazione delle componenti sugli assi d e q del vettore tensione $\bar{v}_s$, come visto nel paragrafo 5.2 del capitolo 5. Al proposito si ricorda che tali componenti possono essere ottenute per mezzo delle seguenti espressioni

$$v_{sd} = K_{vd} E_{DC} \quad ; \quad v_{sq} = K_{vq} E_{DC} . \quad (10.3.1.1)$$

in cui i coefficienti che premoltiplicano la tensione del bus DC E_{DC} assumono i valori riportati nella tabella 5.2 dello stesso capitolo 5.

10.3.2 *La stima della coppia*

Noto il vettore corrente statorica $\bar{i}_s$ e il vettore flusso statorico stimato $\tilde{\varphi}_s$, è immediato ricavare la stima della coppia elettromagnetica sviluppata dalla macchina ricordando l'espressione (2.5.3) del capitolo 2

$$\tilde{C}_{EM} = p(\bar{i}_s \bullet j\tilde{\varphi}_s). \quad (10.3.2.1)$$

10.3.3 *La stima della pulsazione statorica*

Nel controllo DSVM la velocità di rotazione della macchina asincrona viene approssimata dalla pulsazione statorica ω_s . Infatti dato che essa differisce da ω_s per la sola pulsazione di scorrimento si ha

$$\omega_s \cong p\omega_m. \quad (10.3.3.1)$$

Per risalire alla stima della pulsazione statorica un primo modo di procedere può essere quello di determinare la fase $\gamma(t)$ del vettore flusso statorico stimato $\tilde{\varphi}_s$ e calcolare ω_s come

$$\omega_s = \frac{d\gamma}{dt}. \quad (10.3.3.2)$$

Questo metodo, assai semplice dal punto di vista concettuale, presenta però una certa difficoltà di realizzazione pratica, dovuta essenzialmente al calcolo della fase γ del vettore $\tilde{\varphi}_s$, nel contesto di un algoritmo di controllo implementato su di un microprocessore a virgola fissa, quale quello impiegato per lo sviluppo e la verifica dei programmi oggetto di questo lavoro, mediante un linguaggio di programmazione che non consente di eseguire operazioni matematiche diverse da somma, sottrazione e moltiplicazione.

Un metodo alternativo più semplice da implementare prende origine dalla seguente definizione

$$\tilde{\varphi}_s(t) = |\tilde{\varphi}_s(t)| e^{j\gamma(t)} \quad (10.3.3.3)$$

nella quale si è sottolineata la dipendenza dal tempo del modulo e della fase del vettore flusso statorico stimato. Derivando la (10.3.3.3) rispetto al tempo e ricordando la (10.3.3.2) si ottiene

$$\frac{d\tilde{\varphi}_s}{dt} = \frac{d|\tilde{\varphi}_s|}{dt} e^{j\gamma} + j\omega_s \tilde{\varphi}_s e^{j\gamma}. \quad (10.3.3.4)$$

Moltiplicando scalarmene ambo i membri per $j|\tilde{\varphi}_s| e^{j\gamma}$ si ricava

$$j|\tilde{\varphi}_s| e^{j\gamma} \bullet \frac{d\tilde{\varphi}_s}{dt} = \omega_s \tilde{\varphi}_s^2. \quad (10.3.3.5)$$

La pulsazione statorica può essere dunque ricavata come segue

$$\omega_s = \frac{j\tilde{\varphi}_s \bullet \frac{d\tilde{\varphi}_s}{dt}}{\tilde{\varphi}_s^2}. \quad (10.3.3.6)$$

Nonostante la (10.3.3.6) non richieda la stima della fase di alcun vettore, come accade invece con la (10.3.3.2), il metodo in questione risulta comunque piuttosto difficile da implementare per via della non semplice gestione dei calcoli di moltiplicazione sulle grandezze elaborate dal microprocessore nella loro rappresentazione interna e per il fatto che la derivata del flusso statorico stimato è soggetta a notevoli oscillazioni che portano la pulsazione statorica ω_s ad essere una funzione fortemente discontinua nel tempo. Per semplificare la programmazione e per rendere la stima della pulsazione meno sensibile a tali fluttuazioni, la soluzione migliore è pertanto quella di ricorrere ad un terzo metodo di stima basato sull'impiego di un regolatore di tipo integrale inserito in un anello di regolazione che riceve in ingresso l'errore fra il segnale di riferimento costituito dalla grandezza che compare al numeratore della (10.3.3.6) ed il segnale di retroazione costituito dal denominatore della stessa equazione. Ciò che si ottiene operando in questo modo è uno stimatore di pulsazione statorica in retroazione di tipo integrale il cui schema a blocchi è mostrato nella figura 10.3.

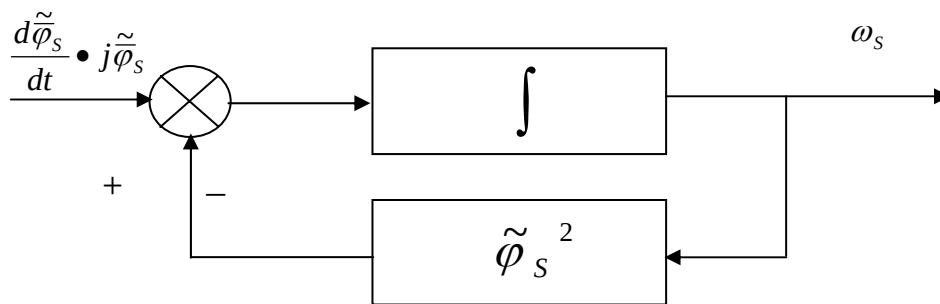


Figura 10.3- Stimatore di pulsazione statorica

Il regolatore integrale opera in modo da annullare l'errore presente al proprio ingresso e tale condizione implica il soddisfacimento della seguente equazione

$$j\tilde{\varphi}_s \cdot \frac{d\tilde{\varphi}_s}{dt} - \omega_s \tilde{\varphi}_s^2 = 0 \quad \Rightarrow \quad \omega_s = \frac{j\tilde{\varphi}_s \cdot \frac{d\tilde{\varphi}_s}{dt}}{\tilde{\varphi}_s^2} \quad (10.3.3.7)$$

Si nota che ricorrendo a questo stimatore, il problema della determinazione di ω_s viene risolto in modo automatico senza l'esecuzione di calcoli di moltiplicazione o di divisione ed inoltre essendo esso un sistema del primo ordine esercita una azione di tipo passa basso sulla grandezza in uscita ω_s eliminando con ciò il problema delle brusche variazioni di tale segnale.

10.3.4 La scelta del flusso rotorico di riferimento

La scelta del flusso rotorico di riferimento nel controllo DSVM viene operata in conformità ai principi generali della teoria del deflussaggio della macchina asincrona, in modo tale da assicurare la regolazione della coppia del motore su un esteso campo di variazione della velocità, tipico delle applicazioni di trazione elettrica veicolare alle quali questo tipo di controllo si rivolge in modo particolare. Al proposito si ricorda che secondo la teoria degli azionamenti elettrici il campo di funzionamento della macchina asincrona viene suddiviso in tre zone:

- zona di funzionamento a coppia limite costante
(zona a flusso costante $\varphi = \varphi_n$, $C_{EM} = C_{EMn}$)
- zona di funzionamento a potenza limite costante
(zona di primo deflussaggio $\varphi \propto \frac{1}{\omega}$, $C_{EM} \propto \frac{1}{\omega}$)
- zona di funzionamento a potenza limite decrescente
(zona di secondo deflussaggio $\varphi \propto \frac{1}{\omega}$, $C_{EM} \propto \frac{1}{\omega^2}$)

La distinzione fra le tre zone di funzionamento, mostrata nella figura 10.4, è determinata dal valore della pulsazione statorica stimata e le pulsazioni che delimitano il passaggio da una zona a quella adiacente dipendono dalla tensione del bus DC.

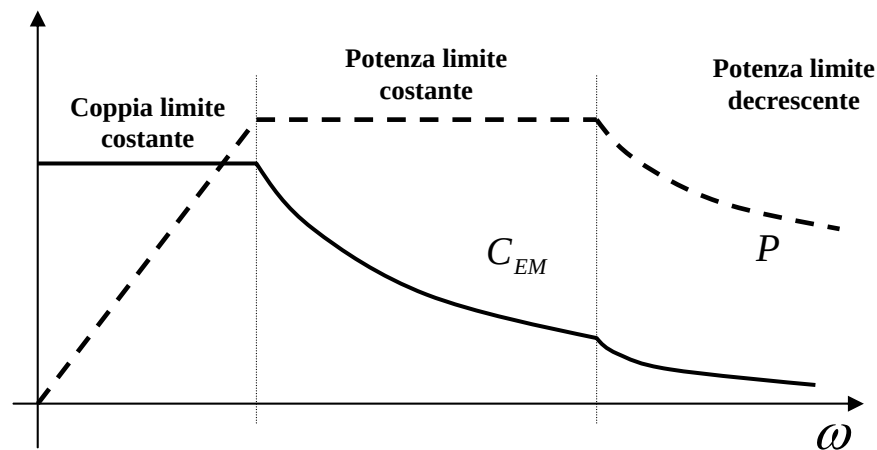


Figura 10.4 - Zone di funzionamento della macchina asincrona

La zona a coppia limite costante è quella in cui il flusso rotorico di riferimento e il corrispondente flusso statorico rimangono uguali ai rispettivi valori nominali nell'intervallo di valori della pulsazione statorica che va dal valore zero al valore base. Per quanto riguarda la pulsazione base, ossia la pulsazione che determina la transizione dalla zona a coppia limite costante alla zona a potenza limite costante, essa viene assunta pari alla pulsazione statorica nominale, mentre i valori nominali dei flussi vengono determinati come segue.

Dall'equazione statorica della macchina asincrona, scritta in forma vettoriale si ha

$$j\omega_s \bar{\varphi}_s = \bar{v}_s - R_s \bar{i}_s \quad \Rightarrow \quad |\bar{\varphi}_s| = \frac{|\bar{v}_s - R_s \bar{i}_s|}{\omega_s} . \quad (10.3.4.1)$$

Il flusso statorico nominale è definito come il valore limite di flusso statorico che può essere sostenuto dall'alimentazione della macchina quando ai capi delle sue fasi è applicata la tensione nominale e la corrente assorbita assume anch'essa il valore nominale. Da questa definizione, tenuto conto della (10.3.4.1), risulta che il modulo del flusso statorico nominale può essere calcolato come segue

$$|\bar{\varphi}_s|_n = \frac{|\bar{v}_{Sn} - R_s \bar{i}_{Sn}|}{\omega_{Sn}} \cong \frac{V_{Sn} - R_s I_{Sn}}{\omega_{Sn}} \quad (10.3.4.2)$$

dal momento che il vettore corrente statorica nel funzionamento di regime in condizioni nominali si può considerare praticamente in fase con il vettore tensione statorica. Il livello del flusso statorico nominale è dunque definito sostanzialmente dal valore della tensione nominale della macchina, dalla resistenza delle sue fasi e dalla pulsazione nominale di funzionamento. La tensione nominale V_{Sn} corrisponde al massimo modulo del vettore tensione statorica stellata che a regime può essere modulato dall'inverter

$$V_{Sn} = |\bar{v}_{Sn}| = |\bar{v}_{S,\max}| = \frac{E_{DC}}{\sqrt{2}} \quad (10.3.4.3)$$

mentre la corrente nominale

$$I_{Sn} = \sqrt{3} I_n \quad (10.3.4.4)$$

rappresenta il massimo modulo del vettore corrente statorica che può essere assorbito in modo continuo dalla macchina, essendo I_n la corrente nominale di fase espressa in valore efficace.

Ricavato dalla (10.3.4.2) il modulo del flusso statorico nominale, il modulo del flusso rotorico nominale può essere calcolato mediante la (6.2.3) del capitolo 6, la quale viene di seguito riportata

$$\varphi_{Sn} = \sqrt{\left(\frac{L_S}{M} \varphi_{Rn}\right)^2 + \left(\frac{\sigma L_S L_R}{pM} \frac{C_{EMn}}{\varphi_{Rn}}\right)^2}. \quad (10.3.4.5)$$

Come si evince dalla (10.3.4.5) il calcolo rigoroso del flusso rotorico nominale richiede la conoscenza di numerosi parametri; data l'inevitabile imprecisione delle misure e la variazione intrinseca dei medesimi per effetto delle condizioni operative della macchina, risulta in genere assai difficile assegnare a questa grandezza un valore tale che in corrispondenza della pulsazione nominale si ottengano effettivamente le condizioni nominali di funzionamento. All'atto pratico quindi, in sede di implementazione dell'algoritmo di controllo DSVM, conviene fissare un primo valore di tentativo di flusso rotorico nominale, tale che questo sia leggermente inferiore a quello statorico nominale, e procedere poi ad una regolazione fine del suo valore per approssimazioni successive in funzione delle prestazioni della macchina alla pulsazione nominale di alimentazione.

Per quanto riguarda la zona di funzionamento a potenza limite costante, la legge di variazione del flusso rotorico di riferimento in funzione della pulsazione è quella prevista dal metodo tradizionale. Questo significa che nel campo del primo deflussaggio, l'unico che viene preso in considerazione nel controllo DSVM, la legge di variazione del flusso rotorico nella zona a potenza limite costante è del tipo

$$\varphi_R^{ref} = \frac{K}{\omega_S}. \quad (10.3.4.6)$$

Si nota che la tecnica DSVM su cui si basa lo schema di controllo descritto in questo capitolo, essendo nata per essere applicata principalmente nel campo della trazione elettrica veicolare, prevede sostanzialmente di utilizzare come fonte di energia dell'intero sistema batterie di accumulatori la cui tensione continua generata è funzione non solo della potenza assorbita dal motore nelle varie situazioni di marcia, ma anche del loro stato di carica e quindi è soggetta ad una sensibile variazione nel tempo. Ciò comporta che al variare della tensione del bus DC, a parità di corrente nominale assorbita, vari anche il livello del flusso rotorico nominale; in particolare si ha che tale valore risulta tanto più piccolo quanto inferiore è la tensione del lato continua. Alla luce di questa considerazione risulta evidente la necessità di tenere conto nella (10.3.4.6) della variazione della suddetta tensione e del conseguente cambiamento nel tempo della costante K di proporzionalità che compare al

numeratore di tale espressione. La legge di primo deflussaggio precedentemente espressa viene dunque modificata come segue

$$\varphi_R^{ref} = \varphi_{Rn} \frac{\omega_{Sn}}{\omega_s} \frac{E_{DC}}{E_{DCn}} \quad (10.3.4.7)$$

e mostra chiaramente come il livello del flusso rotorico di riferimento, pur continuando a seguire una legge iperbolica al variare della pulsazione, sia direttamente proporzionale alla tensione del bus DC E_{DC} .

10.3.5 *La scelta delle configurazioni dell'inverter*

Nota la stima del vettore flusso statorico, la stima della pulsazione statorica e la stima della coppia elettromagnetica sviluppata, risulta fissato il modulo di riferimento del flusso rotorico, mentre la coppia di riferimento è quella impostata dall'operatore. Con queste grandezze note, il controllo DSVM procede alla scelta dei vettori tensione medi che l'inverter deve applicare alla macchina asincrona in un tempo di ciclo di programma, secondo i criteri di scelta delle configurazioni visti nel capitolo 7.

Per la discriminazione dello stato del comparatore di flusso statorico, il quale assieme al comparatore di coppia, nota la velocità di rotazione della macchina, consente la determinazione del puntatore alla tabella di scelta delle configurazioni, è necessario eseguire il confronto tra il modulo del flusso statorico di riferimento e il modulo del flusso statorico stimato. Per motivi di semplicità di calcolo, nello schema di controllo a cui si fa riferimento in questo capitolo, vengono impiegati in realtà il modulo al quadrato del flusso statorico di riferimento $|\overline{\varphi_s^{ref}}|^2$ e il modulo al quadrato del flusso statorico stimato $|\tilde{\varphi_s}|^2$. Per quanto riguarda invece la velocità di rotazione, essa viene approssimata, come già detto, dalla pulsazione statorica stimata e viene impiegata come segnale per la discriminazione della banda di velocità. L'individuazione delle tre configurazioni da applicare in successione in un ciclo di modulazione dell'inverter richiede poi la conoscenza del settore di appartenenza del vettore flusso statorico stimato e dello stato del comparatore di coppia. Il settore del flusso statorico stimato viene ricavato dalle componenti d e q del medesimo vettore $\tilde{\varphi_s}$ per semplice confronto con le componenti sugli assi coordinati dei versori che delimitano i dodici settori in cui

è suddiviso il piano $\{d, q\}$, mentre lo stato della coppia viene dedotto dall'errore esistente tra la coppia di riferimento impostata e quella stimata.

Capitolo 11

Il controllo della coppia e del flusso con la tecnica DSVM predittiva

11.1 Lo schema generale del controllo DSVM predittivo

Lo schema generale del controllo DSVM predittivo di una macchina asincrona alimentata da un inverter trifase a tensione impressa è quello riportato nella figura 11.1.

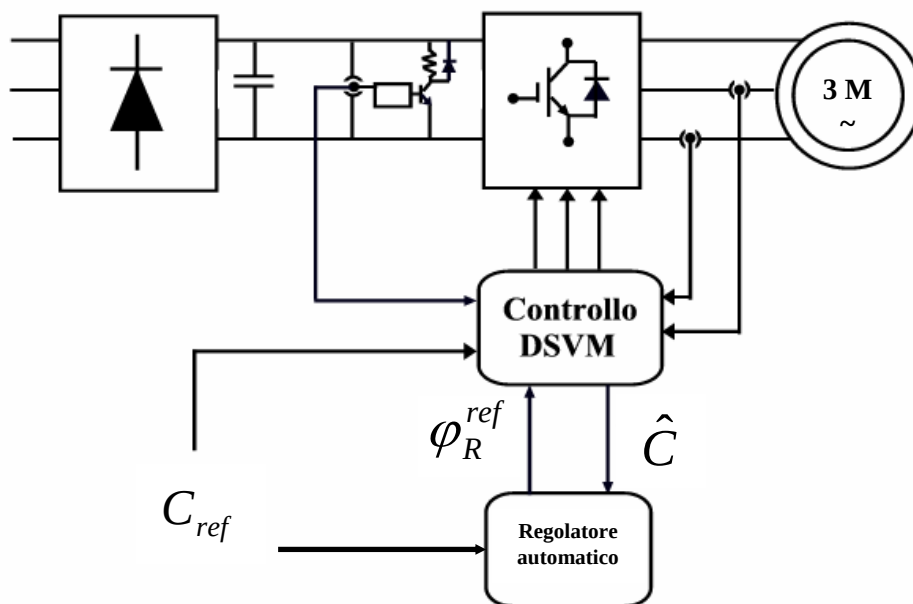


Figura 11.1 - Schema generale del controllo DSVM predittivo

In esso compaiono sostanzialmente gli stessi blocchi dello schema della figura 10.1 del capitolo precedente sulla struttura del controllo DSVM, ad eccezione di quello che rappresenta la legge di variazione del flusso rotorico di riferimento con la velocità, il quale nel caso in esame è sostituito dal regolatore automatico di flusso che verrà descritto successivamente. Si nota che quest'ultimo blocco, a differenza di quello corrispondente della figura 10.1, riceve in ingresso la coppia di riferimento C_{ref} e la coppia stimata $\hat{C}$ in luogo della coppia di riferimento e della pulsazione stimata $\hat{\omega}$.

11.2 La struttura del controllo DSVM predittivo

La struttura del controllo DSVM predittivo, mostrata nella figura 11.2, è fondamentalmente identica a quella del controllo DSVM. Le grandezze acquisite sono ancora una volta le due correnti di fase i_a e i_b e la tensione del bus DC E_{DC} . Dalle prime due viene ricavato il vettore corrente statorica $\bar{i}_s$, mentre dalla misura della tensione lato continua viene determinato, in funzione della configurazione prodotta dall'inverter, il vettore tensione statorica $\bar{v}_s$. Noti i vettori $\bar{v}_s$ e $\bar{i}_s$ si procede alla stima del vettore flusso statorico mediante lo stimatore in tensione retroazionato e successivamente da questo vengono stimate la pulsazione statorica e la coppia elettromagnetica. Tramite la conoscenza del vettore flusso statorico stimato e del vettore corrente è possibile poi effettuare la stima del vettore flusso rotorico. Dal flusso rotorico di riferimento e dalla coppia elettromagnetica di riferimento viene inoltre determinato il modulo del flusso statorico di riferimento. Nota la pulsazione statorica, i flussi statorico e rotorico stimati e di riferimento, nonché la stima della coppia, fissato mediante il regolatore automatico il riferimento più opportuno del flusso rotorico ed impostato un riferimento di coppia, viene determinato il vettore tensione statorica esatto $\bar{v}_s$ che risulta dai calcoli della tecnica DSVM predittiva. In ultimo il controllo, in funzione di tale vettore $\bar{v}_s$ calcolato, opera la scelta delle configurazioni che l'inverter deve generare in modo che il vettore tensione media effettivamente applicato alla macchina sia il più possibile vicino a quello previsto e sia quindi tale da imporre al suo interno il flusso voluto e farle erogare la coppia desiderata.

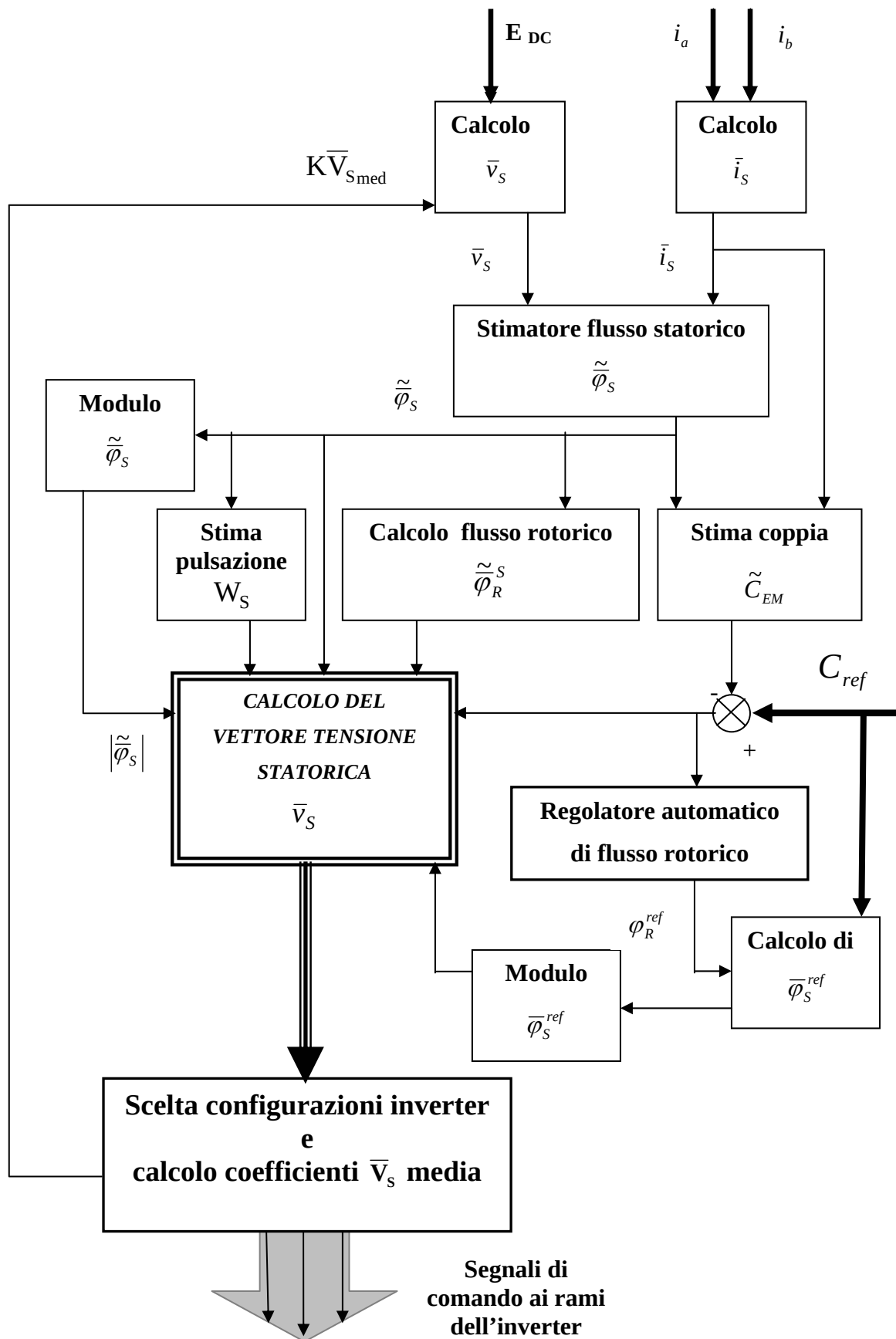


Figura 11.2 - Schema a blocchi del controllo DSVM predittivo

11.3 Il regolatore automatico di flusso rotorico

La regolazione del flusso rotorico di riferimento in funzione della velocità nel controllo DSVM predittivo viene ottenuta in modo sensibilmente diverso rispetto al controllo DSVM. Infatti mentre in quest'ultimo viene implementata la legge di deflussaggio prevista dal metodo tradizionale, adattata alla variabilità della tensione del lato continua, nel controllo predittivo viene impiegata una tecnica di deflussaggio che prescinde dall'utilizzo di formule complesse (da cui le denominazioni di regolazione automatica del flusso e di deflussaggio automatico) e che si basa unicamente sullo stato della macchina in termini di coppia elettromagnetica stimata. Tale tecnica di deflussaggio automatico, implementata nell'algoritmo di controllo in un modulo di programma denominato per l'appunto *regolatore automatico di flusso*, opera secondo le modalità previste dallo schema a blocchi riportato nella figura 11.3.

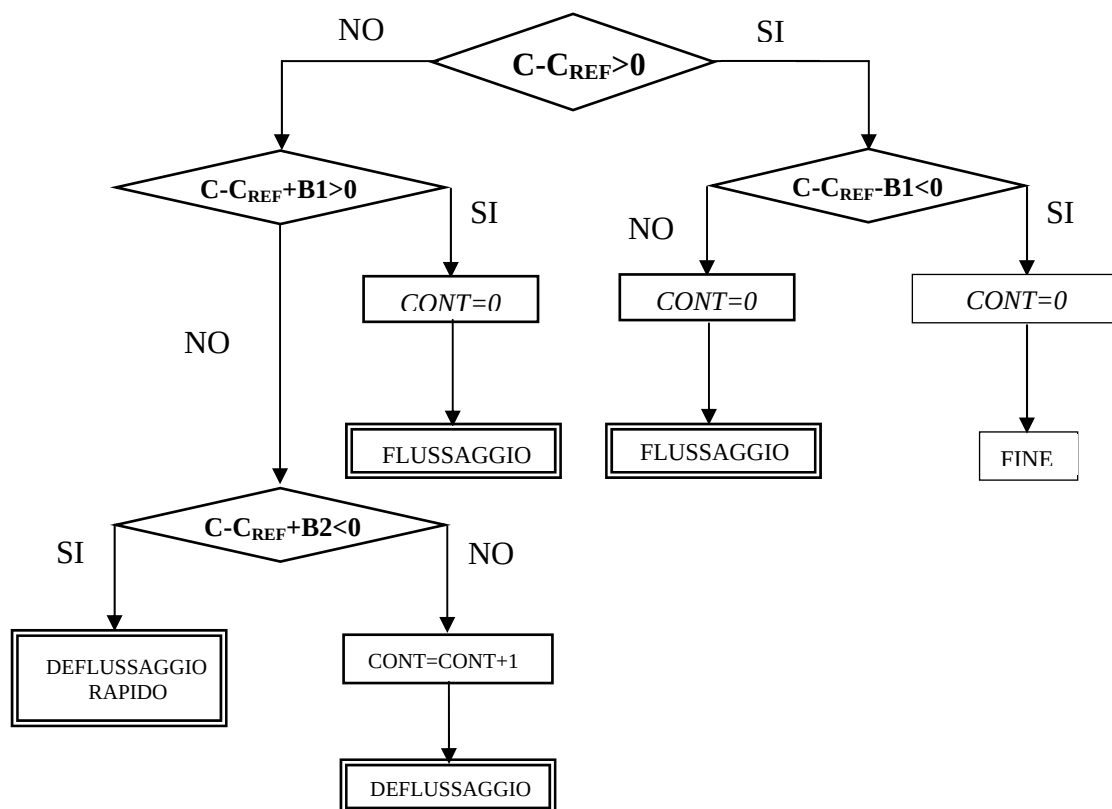


Figura 11.3 - Schema a blocchi del regolatore automatico di flusso

Se la coppia stimata C si trova al di sotto della prima banda di coppia del regolatore (B1) per un certo numero di cicli di programma consecutivi ($CONT$ è il contatore che tiene conto del numero di uscite fuori banda), la macchina viene deflussata, ovvero il flusso rotorico di riferimento viene calato rispetto al valore precedente (mantenuto costante e pari al valore del flusso nominale nella zona a coppia limite costante) di una certa quantità corrispondente all'ampiezza del gradino di variazione del flusso scelta. Se la coppia stimata si trova invece al di sotto della seconda banda di coppia del regolatore (B2), senza attendere che questa condizione si ripeta per un certo numero di cicli successivi, si interviene subito sul flusso rotorico di riferimento diminuendolo della quantità corrispondente all'ampiezza del gradino di deflussaggio rapido, superiore a quella del gradino precedente, e si procede così al deflussaggio rapido della macchina. La figura 11.4 riporta un grafico che chiarisce ulteriormente il significato della prima banda e della seconda banda di coppia del regolatore automatico.

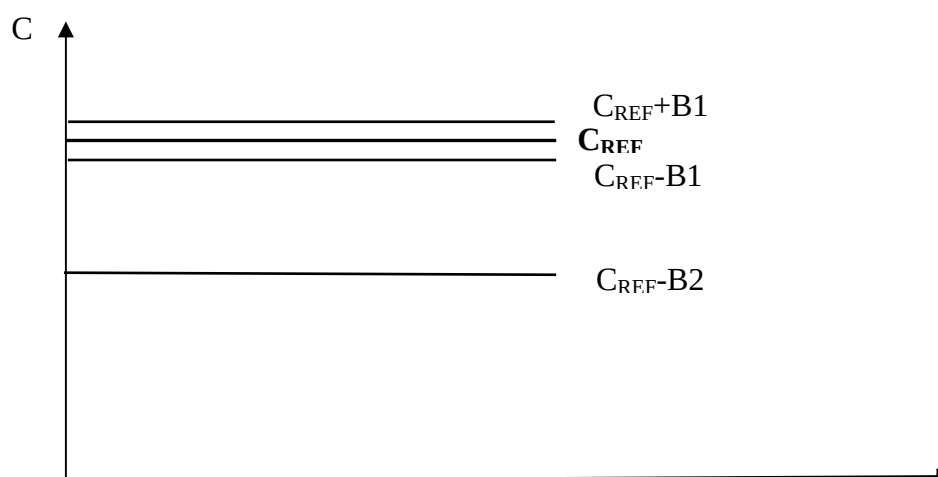


Figura 11.4 - Bande di coppia del regolatore automatico

Per quanto concerne il deflussaggio rapido, si osserva che esso è stato introdotto allo scopo di consentire il corretto funzionamento del controllo anche nel caso di una repentina diminuzione della coppia resistente applicata all'albero del motore. Infatti, come le prove sperimentali hanno avuto modo di evidenziare, partendo da una certa condizione iniziale di funzionamento e diminuendo bruscamente la coppia resistente, se il flusso di riferimento non viene calato in modo sufficientemente rapido si viene ad avere un crollo della corrente assorbita che determina un drastico calo della coppia elettromagnetica sviluppata e conseguentemente la perdita del controllo della

macchina seguito dall'arresto della medesima. Oltre alle sopracitate bande di coppia, è stata inserita nel regolatore automatico anche una limitazione che impedisce al flusso rotorico di scendere al di sotto del valore minimo ritenuto compatibile con i limiti dell'azionamento. Infine è stato previsto che qualora la coppia stimata rientri in banda, dopo che la macchina ha subito una diminuzione del flusso, il regolatore tenti di aumentare nuovamente il flusso stesso, facendo comunque in modo che esso non superi mai il valore nominale, procedendo alla fase indicata nello schema di figura 11.3 con il nome di flussaggio. Per consentire al controllo di presentare un regolare funzionamento per qualsiasi valore della coppia di riferimento, sia essa la nominale oppure un valore inferiore, si è fatto in modo di renderla direttamente proporzionale al flusso rotorico di riferimento secondo la legge

$$C_{ref} = C_{ref} \frac{\varphi_R^{ref}}{\varphi_{RN}} \quad (11.3.1)$$

essendo φ_R^{ref} il flusso rotorico di riferimento generato dal regolatore automatico e φ_{RN} il flusso rotorico nominale. E' importante sottolineare come il controllo DSVM predittivo con questo regolatore si adatti facilmente al livello di tensione del bus DC, anche se questo non appare esplicitamente nella trattazione, dal momento che il riferimento di flusso rotorico non viene calcolato per mezzo di equazioni che contengono tale grandezza, suscettibile di variazioni durante il funzionamento, ma viene fissato semplicemente dallo stato energetico della macchina. Inoltre con l'adozione del regolatore automatico qui descritto scompare sostanzialmente la distinzione fra il primo e il secondo deflussaggio nella determinazione dei valori di riferimento del flusso rotorico, giacchè essi vengono fissati in modo automatico senza ricorrere ad alcuna equazione, ma rimane quella relativa al calcolo del valore massimo che può assumere la coppia di riferimento alle varie pulsazioni di funzionamento. In particolare nel campo del primo deflussaggio, poiché la coppia di riferimento segue la legge (11.3.1), non esiste un limite superiore al suo valore, mentre nel campo del secondo deflussaggio la coppia di riferimento viene posta uguale a quella massima data dall'equazione (2.3.17) del capitolo 2. All'atto pratico, nell'algoritmo di controllo, per ogni pulsazione, viene fatta una comparazione fra la coppia data dalla (11.3.1) e quella data dalla (2.3.17) e come coppia di riferimento per la modulazione DSVM predittiva viene assunta la più piccola tra le due.

Si mette in evidenza infine che questo tipo di regolatore necessita di una accurata fase di messa a punto che dipende dal tipo di azionamento e di motore utilizzato. Questo perché l'ampiezza dei gradini di variazione del flusso, il numero di uscite fuori banda dopo le quali è necessario intervenire effettuando la variazione del flusso rotorico di riferimento, e l'eventuale azzeramento di tale conteggio una volta che sia stata eseguita una operazione di regolazione, dipendono esclusivamente dalle caratteristiche del controllo ed in particolare dal ripple di coppia.

Capitolo 12

Il sistema di sviluppo

12.1 Introduzione

Allo scopo di dimostrare l'applicabilità delle tecniche di controllo della coppia e del flusso della macchina asincrona, illustrate nei capitoli precedenti, agli azionamenti destinati alla trazione elettrica, sono stati sviluppati appositi algoritmi finalizzati alla loro implementazione su sistema digitale a microprocessore. Tale sistema per la sua flessibilità di utilizzo e per la possibilità che offre di apprestare innumerevoli modifiche agli algoritmi di controllo implementati, prende il nome di *sistema di sviluppo* ed è costituito da una scheda digitale di controllo prodotta dalla TEXAS INSTRUMENTS, del tipo TMS320C24X, equipaggiata con un DSP (Digital Signal Processor) TMS320F240, ovvero un microprocessore appositamente realizzato per impieghi legati al controllo digitale di motori e applicazioni di potenza che consente di eseguire 20 milioni di istruzioni al secondo (MIPS), impiegando circa 50 ns per completare la maggior parte delle istruzioni. La scheda di sviluppo dispone dei principali dispositivi necessari all'analisi dello stato del sistema e alla verifica dei codici di programma caricati sulla memoria del microprocessore, mentre quest'ultimo incorpora al suo interno quelle unità funzionali che sono indispensabili sia per eseguire i calcoli che per gestire i segnali digitali diretti dal mondo esterno verso la scheda e viceversa.

12.2 La scheda digitale di sviluppo

La scheda digitale di sviluppo impiegata per l'implementazione dei programmi di controllo è mostrata nella figura 12.1.

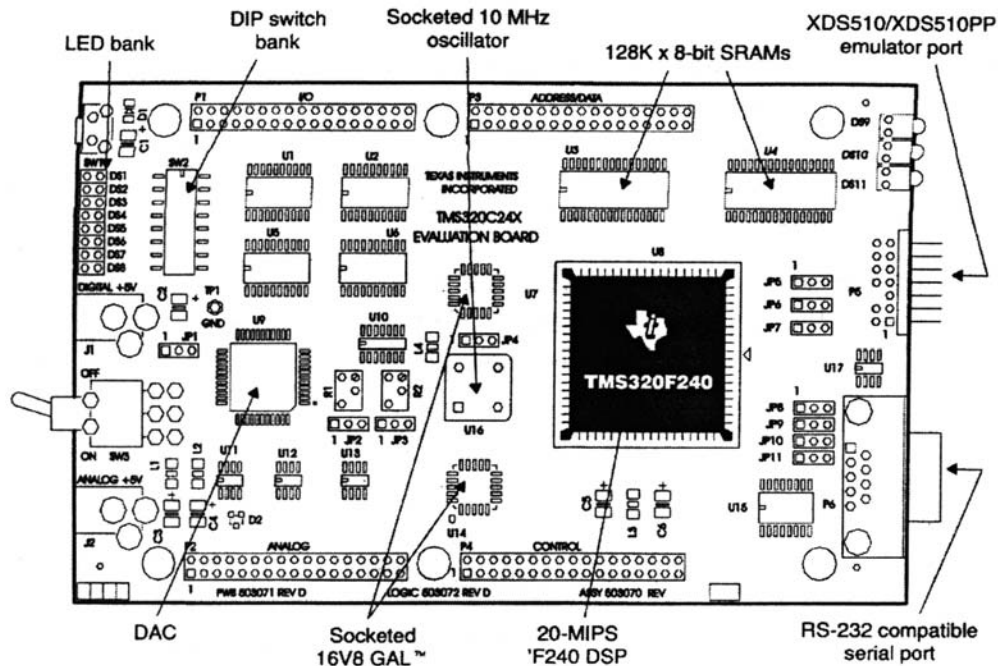


Figura 12.1 - La scheda digitale di sviluppo

In essa sono chiaramente evidenti:

- il DSP TMS320F240
- la porta di comunicazione seriale RS-232 e la porta di emulazione di tipo JTAG XDS510PP per la programmazione del microprocessore
- il convertitore digitale-analogico (DAC) a 12 bit e 4 canali
- il banco di 8 microled ad accensione e spegnimento programmabili
- il banco di 8 microinterruttori il cui stato è verificabile dal programma
- l'oscillatore locale a 10 MHz che fornisce il *clock* alla scheda
- i due banchi di memoria di programma esterna, ossia non integrata nel microprocessore, di tipo SRAM, costituiti da 64k celle a 16 bit (ovvero 128k a 8 bit) con tempo di accesso di 15 ns e nessuna attesa addizionale (Zero Wait States).

Oltre ai dispositivi elencati meritano di essere menzionate, data la loro importanza, le porte di comunicazione a 34 piedini denominate P1 (I/O connector) e P2 (Analog connector), delle quali nelle figure 12.2 e 12.3 si riporta lo schema della piedinatura. La porta P1 è quella alla quale si attestano i segnali digitali di Input e Output diretti dalla scheda verso il mondo esterno e provenienti dal mondo esterno verso la scheda; particolarmente importanti in questo contesto sono i segnali digitali che giungono dall'encoder alle *Capture Unit* (CAPx/QEPx) e i sei segnali digitali per il pilotaggio dei driver dell'inverter (PWMx).

PIN	SIGNAL	PIN	SIGNAL
1	VCC, +5 V	2	VCC, +5 V
3	PWM1/IOPA6	4	PWM2/IOPA7
5	PWM1/IOPB0	6	PWM4/IOPB1
7	PWM1/IOPB2	8	PWM6/IOPB3
9	PWM1/IOPE1	10	PWM8/IOPE2
11	PWM1/IOPE3	12	T1PWM/T1CMP/IOPB4
13	T2PWM/T2CMP/IOPB5	14	T3PWM/T23MP/IOPF2
15	TDIRA/IOPB6	16	TCLKINA/IOPB7
17	GND	18	GND
19	BOOTEN-/XF	20	BIO/IOPC1
21	CAP1/QEP1/IOPA3	22	CAP2/QEP2/IOPA4
23	CAP3/IOPA5	24	CAP4/QEP3/IOPE7
25	RESERVED	26	PDPINTA
27	SCITXD/IOPA0	28	SCIRXD/IOPA1
29	SPISMO/IOPC2	30	SPISOMI/IOPC3
31	SPICLK/IOPC4	32	SPISTE/IOPC5
33	GND	34	GND

Figura 12.2 - Piedinatura della porta P1

La porta P2 è invece quella alla quale si attestano i segnali analogici diretti verso la scheda e da questa verso l'esterno. Fra quelli mostrati nello schema della piedinatura, particolarmente rilevanti sono i segnali diretti verso il modulo di conversione analogico-digitale (ADCINx) interno al DSP e quelli diretti verso l'esterno dal modulo di conversione digitale-analogico (DACOUTx) ubicato sulla scheda.

PIN	SIGNAL	PIN	SIGNAL
1	VCCA, +5 V	2	VCC, +5 V
3	TMS2/IOPD7	4	IOPF6
5	ADCIN2	6	ADCIN3
7	ADCIN4	8	ADCIN5
9	ADCIN6	10	ADCIN7
11	ADCIN8	12	ADCIN9
13	ADCIN10	14	ADCIN11
15	ADCIN12	16	ADCIN13
17	AGND	18	AGND
19	ADCIN14	20	ADCIN15
21	VREFHI	22	VREFLO
23	ADCIN0	24	ADCIN1
25	DACOUT1	26	DACOUT2
27	DACOUT3	28	DACOUT4
29	RESERVED	30	RESERVED
31	RESERVED	32	XINT2/ADCSOC/IOPD1
33	AGND	34	AGND

Figura 12.3 - Piedinatura della porta P2

12.3 Il Digital Signal Processor

Il DSP TMS320F240, come si è accennato, è un microprocessore appositamente realizzato per l'impiego nel campo del controllo digitale delle macchine elettriche, il quale grazie all'elevato livello di integrazione dei componenti interni e alla particolare struttura della memoria assicura una elevata velocità di elaborazione e garantisce la possibilità di operare a frequenze di ciclo molto elevate. Inoltre esso è dotato di specifiche unità che consentono di generare in modo automatico modulazioni di tipo PWM e di tipo SVM con o senza bande d'isteresi, simmetriche oppure asimmetriche, secondo le modalità specificate dal programmatore. Il funzionamento del microprocessore è scandito dal controllore di processo, il quale amministra tutte le operazioni interpretando le varie istruzioni e assegnando i rispettivi compiti alle diverse unità di cui è costituito il DSP. Tutte le operazioni sono sincronizzate da un segnale periodico detto *clock del processore* di frequenza stabilita.

Un particolare registro, il *program counter*, contiene l'indirizzo di memoria di ogni istruzione successiva a quella in esecuzione e ad ogni passo di programma esso viene incrementato di una unità oppure modificato da istruzioni quali salti, chiamate a subroutine o da attivazione di *interrupt* esterni. L'unità centrale di elaborazione comprende una unità di calcolo aritmetico-logica a 32 bit (CALU) che si occupa di effettuare tutte le operazioni booleane (AND, OR, NOT,...) nonché le operazioni aritmetiche di somma e sottrazione. I risultati dei calcoli vengono inviati ad un registro accumulatore (ACC), anch'esso a 32 bit, a cui sono affiancati otto registri ausiliari (AR0 ÷ AR7) a 16 bit dotati di una unità aritmetica (ARAU) dedicata all'assegnazione indiretta del contenuto delle locazioni di memoria. Tra i vari registri si trovano anche gli *stack*, i quali consentono, una volta che sia stata eseguita una istruzione o un che si sia manifestato un interrupt, il trasferimento su di sé delle informazioni contenute negli altri registri per poi consentirne il recupero al termine dell'elaborazione.

Di grande importanza sono anche i *registri di stato* (*status register*) che contengono informazioni sullo stato delle unità hardware del processore e consentono di variarne alcune impostazioni.

Le operazioni di moltiplicazione vengono compiute per mezzo di un moltiplicatore che esegue il prodotto fra due grandezze a 16 bit, una contenuta nell'apposito registro per la moltiplicazione (TREG) e la seconda contenuta in una certa locazione di memoria, e memorizza il risultato nel registro del prodotto (PREG) a 32 bit. Sono presenti inoltre tre unità di traslazione (*Shifter*) che permettono di applicare un certo fattore di scala ad

un qualsiasi numero che debba essere salvato in una certa locazione di memoria o in un dato registro. L'impiego di celle di memoria a 16 bit in combinazione con registri a 32 bit e opportune operazioni di traslazione sulle grandezze elaborate permette infatti di minimizzare gli errori di discretizzazione e troncamento.

Nel DSP sono presenti anche dispositivi ausiliari di grande importanza come:

- 12 canali per la modulazione PWM di cui 9 indipendenti
- 3 contatori indipendenti a 16 bit con la possibilità di operare un conteggio continuo unidirezionale o bidirezionale
- 3 comparatori completi a 16 bit con possibilità di integrare una banda di isteresi
- 3 comparatori normali a 16 bit
- 2 convertitori analogico-digitali a 10 bit
- 28 ingressi e uscite programmabili gestite attraverso un multiplatore
- 1 circuito PLL per variare la frequenza di clock del processore
- 1 bus di comunicazione per il collegamento con interfaccia seriale.

12.3.1 *La memoria dati e la memoria di programma*

All'interno del microprocessore esistono due tipi di memoria: la memoria dati e la memoria di programma. La memoria dati ha la funzione di immagazzinare i valori delle variabili, delle costanti e delle tabelle definite nel listato del codice di programma, in vista di un loro utilizzo in fase di esecuzione dell'algoritmo di controllo. Essa è di tipo RAM in quanto deve permettere di leggere e scrivere dati al suo interno. La memoria di programma ha invece la funzione di contenere le istruzioni impiegate nel programma sorgente al fine di poter essere lette dal controllore di processo. Quest'ultima dovendo consentire soltanto operazioni di prelievo dati è di tipo ROM, ovvero a sola lettura. Va notato che mentre l'allocazione dei dati nella memoria dati viene fatta seguendo le specifiche di indirizzo del programmatore, per le istruzioni immagazzinate nella memoria di programma il processo è automatico.

Al fine di rendere più flessibile il microprocessore e di adattarne le potenzialità a diverse applicazioni, la memoria presente nel sistema è stata poi suddivisa in più parti con diverse caratteristiche.

In particolare esistono una memoria interna (*on-chip memory*) ed una memoria esterna (*off-chip memory*). La memoria interna può essere suddivisa in tre parti distinte in base alle modalità con cui è possibile accedervi. Essa presenta 544 celle di DARAM (memoria a doppio accesso alla quale si può accedere due volte per ogni ciclo di programma), 2k celle di SARAM (memoria ad accesso singolo a cui si può accedere una sola volta per ciclo), 32k celle di Flash Memory di tipo ROM. La memoria esterna invece è formata da 192k celle di memoria RAM suddivise in 64k celle di memoria dati, 64k celle di memoria di programma e 64k celle di memoria I/O.

La DARAM è divisa nelle tre pagine B0, B1, B2, la cui lunghezza può essere fissata dall'operatore modificando il file *LINKER.cmd*, e costituisce la memoria dati principale del programma in quanto, grazie alla possibilità di poter effettuare due operazioni in un ciclo, di lettura o di scrittura, consente di minimizzare i tempi di elaborazione. Va ricordato che la parte di essa denominata B0 può anche essere utilizzata, settando ad 1 il bit CNF dello status register ST1, come memoria di programma.

La SARAM è invece una memoria ausiliaria di ridotte dimensioni la cui caratteristica fondamentale è la grande flessibilità di utilizzo e la conseguente possibilità che essa offre di aumentare la duttilità dell'intera struttura di elaborazione. Essa infatti può essere impiegata sia come memoria dati che come memoria di programma, sia come parte della memoria esterna che come parte della memoria interna.

La Flash Memory può essere utilizzata, settando a 0 il bit MP/MC del registro SCSR2, come memoria di programma al posto della memoria di programma esterna. Se questo avviene si parla di *microcontroller mode*, altrimenti di *microprocessor mode*. Il vantaggio fondamentale legato all'utilizzo della memoria di programma esterna è la possibilità di avere a disposizione più celle di memoria, mentre lo svantaggio è il pericolo di creare ritardi dovuti alla priorità riservata alla on-chip memory.

Nella figura 12.4 è riportata la mappatura della memoria dati e della memoria di programma.

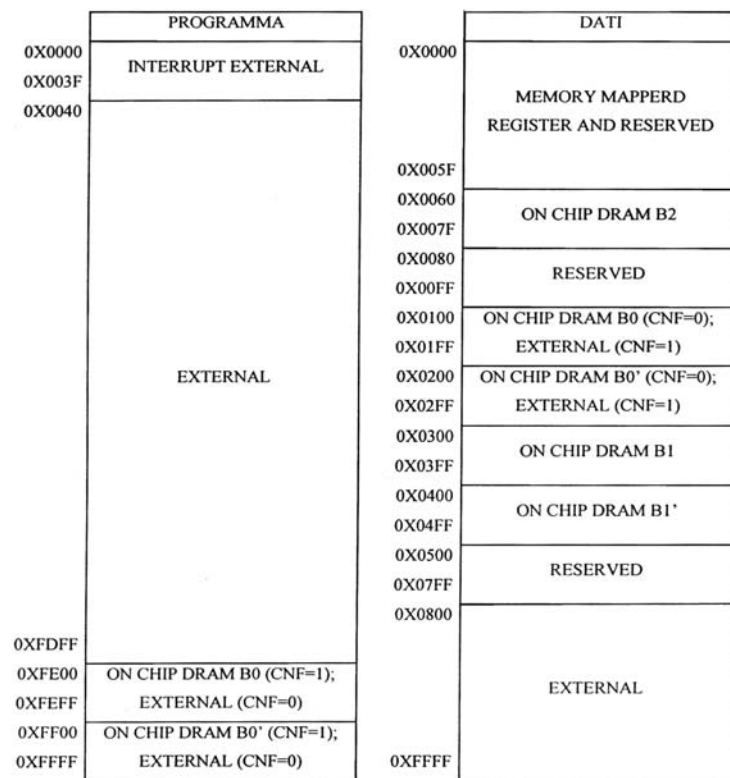


Figura 12.4 - Mappa della memoria dati e della memoria di programma

12.3.2 Il modulo PLL

Per garantire la sequenzialità sincrona dei dispositivi digitali operanti nel sistema è indispensabile avere a disposizione un segnale di clock ad elevata frequenza. Fra le funzioni che esso assolve all'interno della scheda di controllo ricordiamo in particolare per la loro importanza: la sincronizzazione delle operazioni di elaborazione delle istruzioni all'interno del DSP, la discretizzazione dei segnali continui nel modulo ADC e la generazione dei segnali di modulazione per mezzo di timer.

La sorgente primaria di frequenza dell'intero sistema è l'oscillatore al quarzo presente sulla scheda di controllo. Al fine di minimizzare i costi legati al suo impiego e di ottenere frequenze più elevate, è stato inserito all'interno del DSP un circuito PLL (Phase-Locked Loop). Il PLL è un semplice circuito moltiplicatore: esso prende in ingresso il segnale dell'oscillatore esterno e lo moltiplica per un rapporto di moltiplicazione che può essere scelto dall'utilizzatore settando i bit denominati PLL

del registro CKCR1. I rapporti di moltiplicazione supportati da questo modello di DSP sono: 9 - 4,5 - 4 - 3 - 2,5 - 2 - 1,5 - 1 .

Detto K il rapporto di moltiplicazione del PLL e F_{in} la frequenza dell'oscillatore, la frequenza di lavoro del DSP F_{clk} si ottiene dalla seguente espressione

$$F_{clk} = K \cdot F_{in} \quad (12.3.2.1)$$

12.3.3 *L'Event Manager*

L'Event Manager è la parte del DSP direttamente preposta alla generazione delle modulazioni da inviare tramite opportuni segnali ai driver dell'inverter: esso ha pertanto un'importanza fondamentale nel controllo tramite microprocessore delle macchine elettriche.

Le parti fondamentali di tale modulo sono le seguenti:

- tre timer (GP-timer)
- tre unità di comparazione complete (relative alle modulazioni PWM ed SVM)
- tre unità di comparazione semplici
- circuiti di generazione della modulazione di tipo PWM (con la possibilità di generare con essi anche modulazione SVM)
- circuiti di generazione dei tempi morti
- logica di uscita dei segnali generati (i segnali sono trasmessi al mondo esterno attraverso i pin TxCMP/TxPWM nel caso di comparazione semplice ed i pin PWM1÷PWM6 nel caso di modulazione PWM o SVM)
- quattro Capture Units
- un circuito QEP per la lettura dei segnali inviati dall'encoder.

Nella figura 12.5 è riportato uno schema a blocchi che illustra la struttura dell'Event Manager.

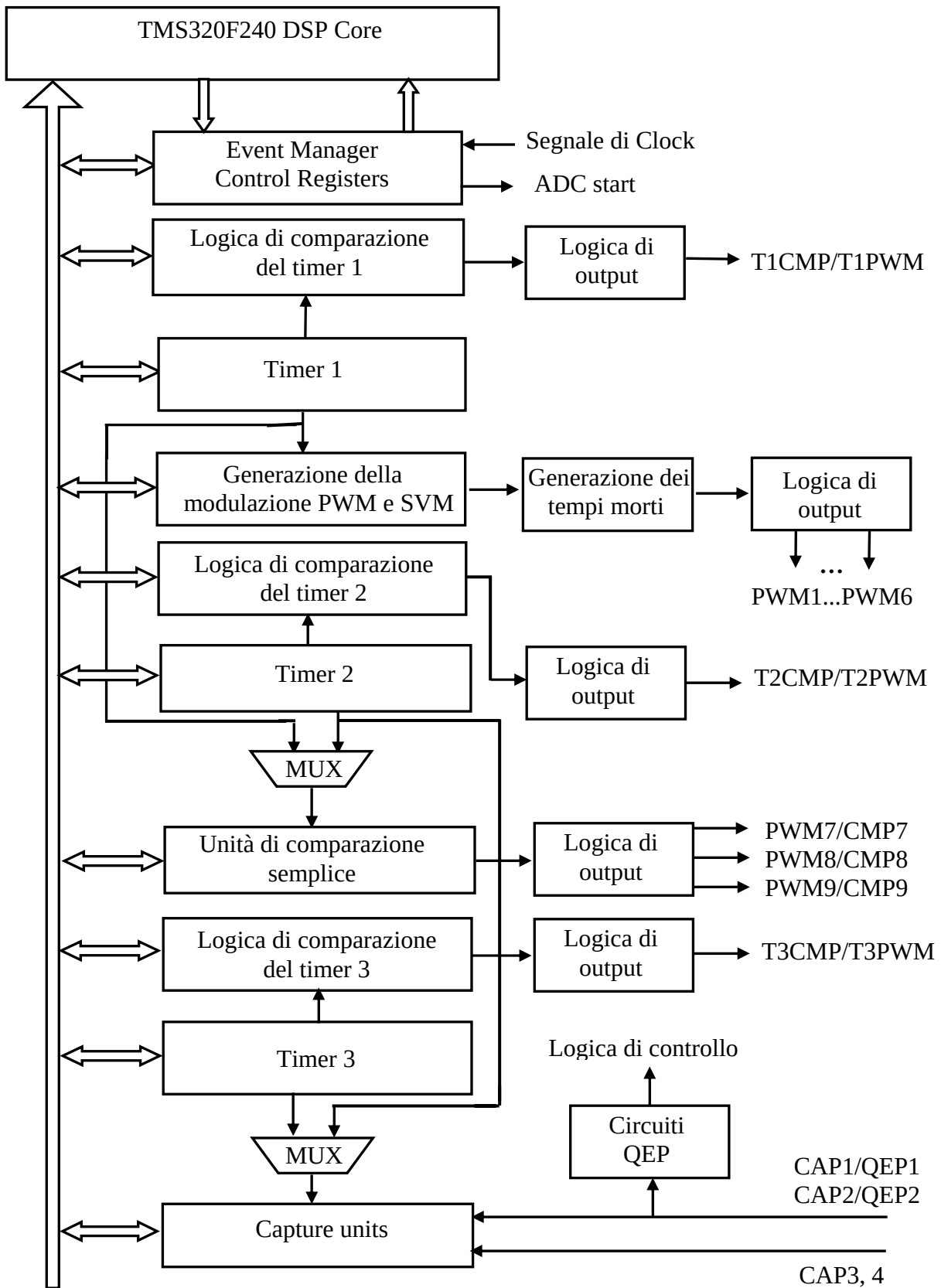


Figura 12.5 - Schema a blocchi dell'Event Manager

12.3.4 I timer

I tre timer del DSP sono sostanzialmente dei contatori che incrementano il loro valore con una periodicità costante data da un certo un tempo di clock (ad esempio il CPU Clock) opportunamente moltiplicato per fattori costanti preimpostati. Tali contatori possono essere utilizzati in tre differenti modalità: per generare un segnale di clock utilizzabile sulla scheda con vari scopi, per fornire il periodo ai circuiti preposti alla comparazione ed alla generazione della modulazione PWM e per fornire il periodo ai circuiti QEP. Il loro funzionamento è tale che una volta fissato un valore massimo del conteggio, quando i contatori raggiungono tale limite ha luogo o il reset dei medesimi, oppure l'inizio del conteggio all'indietro fino allo zero. Il manifestarsi di una di queste due condizioni dipende dalla modalità di conteggio prescelta. Esistono in particolare sei di queste modalità:

Stop/Hold	Directional Up/Down Count Mode
Single Up Count Mode	Single Up/Down Count Mode
Continuous Up Count Mode	Continuous Up/Down Count Mode

Dal momento che la più utilizzata in assoluto è la modalità continua con conteggio crescente e decrescente (Continuous Up/Down mode) conviene concentrare l'attenzione su quest'ultima facendo riferimento alla figura 12.6.

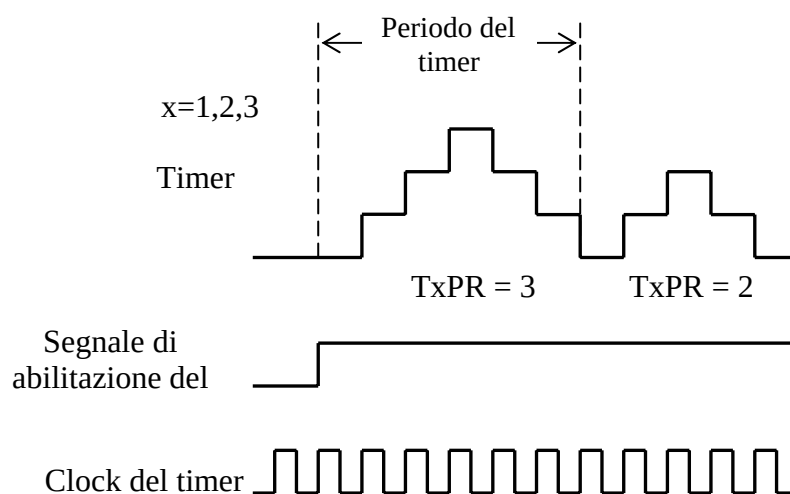


Figura 12.6 - Modalità di conteggio continua crescente e decrescente

Il contatore ad ogni segnale di clock del timer aumenta di uno il proprio valore fino a quando non giunge al valore contenuto nel registro TxPR; a questo punto inizia il conteggio inverso fino a che, raggiunto lo zero, il processo si ripete. Detto T_{clk} il periodo del clock in ingresso al modulo EV (ad esempio il CPU Clock moltiplicato per un fattore di scala), il periodo del timer T_{timer} può essere calcolato con la seguente espressione

$$T_{timer} = 2 \cdot TxPR \cdot T_{clk}, \quad ; \quad x = 1,2,3 \quad (12.3.4.1)$$

Le modalità con cui opera un timer (tipo di conteggio, reset, segnali di attivazione, ecc...) possono essere impostati dall'utente configurando opportunamente i registri di controllo a ciò preposti: in figura 12.7 è riportato uno schema in cui è evidenziato il modo in cui questi agiscono ed i segnali esterni necessari ai timer. Nella figura si fa riferimento all'utilizzo di un timer per effettuare una comparazione ad una uscita. Nel caso in cui il timer venga utilizzato per generare modulazioni a tre uscite (PWM ed SVM) entrano in gioco altri registri di controllo della comparazione la cui funzione verrà esaminata nel seguito. La funzione dei registri presenti nello schema sottostante resta comunque nei due casi sostanzialmente immutata.

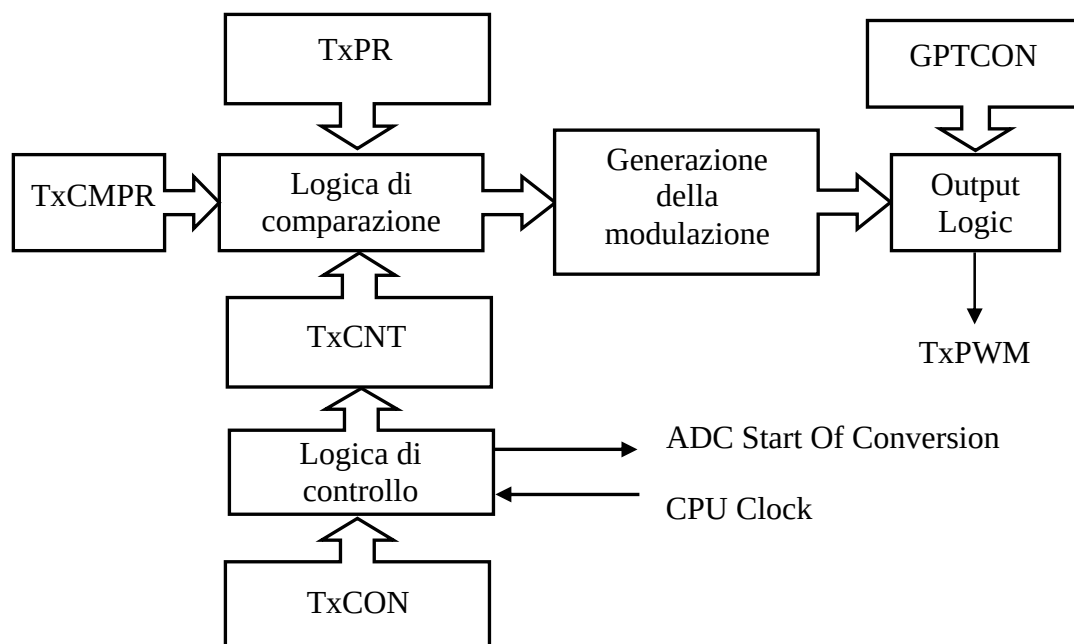


Figura 12.7 - Schema della modalità operativa dei registri di controllo del timer

Il registro di controllo fondamentale per la gestione dei timer è senza dubbio il registro TxCON (uno per ogni timer) in quanto è tramite quest'ultimo che viene impostata la logica secondo la quale l'intero blocco deve funzionare.

TxCON

15	14	13	12	11	10	9	8
Free	Soft	TMODE2	TMODE1	TMODE0	TPS2	TPS1	TPS0
7	6	5	4	3	2	1	0
T2SWT1	TIMER ENABLE	TCLKS1	TCLKS0	TCLD1	TCLD0	TECMPR	SELT1 PR

Bit 13-11 Questi bit consentono di scegliere la modalità di conteggio del timer: le possibilità di settaggio sono riportate nella tabella seguente.

Bit	Count Mode
000	Stop/Hold
001	Single Up Count Mode
010	Continuous Up Count Mode
011	Directional Up/Down Count Mode
100	Single Up/Down Count Mode
101	Continuous Up/Down Count Mode
110	Reserved
111	Reserved

Bit 10-8 Questi bit consentono di impostare il fattore di scala più opportuno con cui moltiplicare il tempo di clock della CPU.

Bit	Fattore	Bit	Fattore	Bit	Fattore	Bit	Fattore
000	X/1	010	X/4	100	X/16	110	X/64
001	X/2	011	X/8	101	X/32	111	X/128

Bit 6 Bit di abilitazione del timer: se è settato ad 1 il timer è abilitato a compiere le proprie funzioni.

Bit 5-4 Come già visto il clock utilizzato dal timer può anche non essere il clock della CPU. Questi bit consentono di scegliere la sorgente di clock utilizzata: il clock della CPU (00), quello proveniente dall'esterno (01), oppure quello proveniente dai circuiti QEP (11).

Bit 3-2 Questi bit definiscono la condizione al presentarsi della quale il registro di comparazione del timer viene ricaricato. Nella tabella sottostante sono riportate le varie condizioni possibili.

Bit	Condizione di ricarica
00	Quando il contatore del timer giunge a 0
01	Quando il contatore del timer giunge a 0 o al valore di TxPR
10	Ricarica il registro di comparazione immediatamente

Bit 1 Bit di abilitazione delle operazioni di comparazione: se il suo valore è 1 la comparazione è abilitata.

Il registro TxCNT ha la funzione di contenere il valore attuale del conteggio del timer e come si può vedere nella figura 12.7, ogni volta che alla logica di controllo giunge il segnale di clock essa provvede ad aggiornare (aggiungendo o sottraendo l'unità) il valore di TxCNT.

Il registro TxCMPR contiene invece il valore a cui comparare il valore raggiunto dal contatore: in caso d'uguaglianza avviene il cosiddetto *compare match* e la logica di controllo provvede a comandare la logica di generazione della modulazione affinché venga inviato l'opportuno segnale al pin d'uscita (TxPWM).

Il registro GPTCON è invece il registro di controllo della comparazione semplice dei timer 1, 2, 3. Settando i suoi bit è possibile regolare la direzione del conteggio (in avanti o indietro) e la polarità del segnale di uscita inviato tramite i pin TxPWM. Tale registro è il corrispondente, per la comparazione semplice, del registro ACTR per la comparazione di tipo PWM (vedi di seguito).

In figura 12.8 è riportato un esempio di comparazione singola in cui sono evidenziati il segnale del timer (impostato nella modalità continua Up/Down), il livello del comparatore ed il segnale d'uscita nel caso di polarità alta e di polarità bassa (*Active High* e *ActiveLow*). Se ad esempio consideriamo la generazione della modulazione simmetrica, nel caso di impostazione Active High del pin TxPWM, notiamo che

l'uscita, inizialmente nulla, rimane invariata fino al primo compare match: a questo punto avviene il cambiamento di stato e l'uscita diviene alta. Il nuovo stato è conservato fino al secondo compare match: una volta che esso viene raggiunto l'uscita torna a livello basso fino alla fine del tempo di ciclo del timer. Variando la modalità di conteggio del timer è possibile ottenere modulazioni simmetriche (come quella riportata nella figura seguente) ed asimmetriche (ad esempio con il timer nel Up Count Mode).

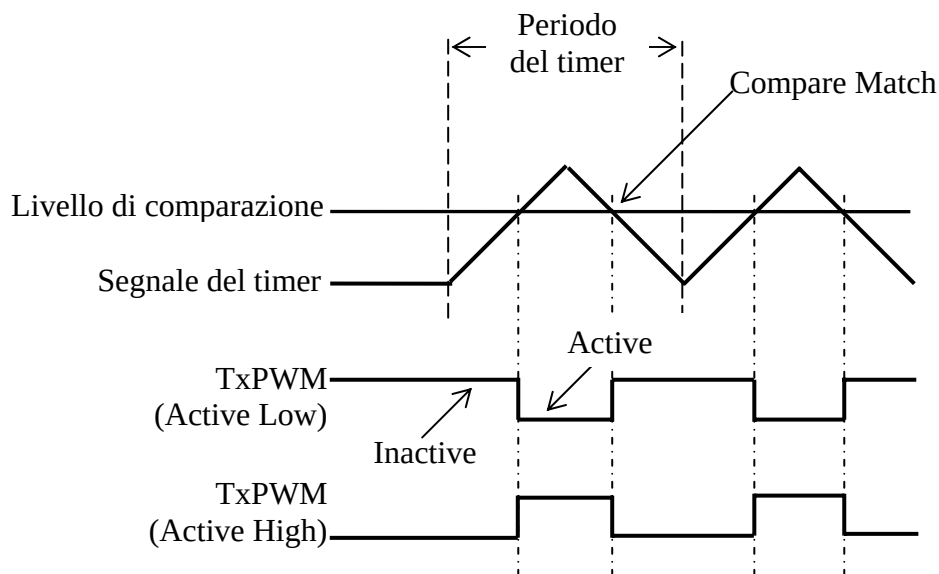


Figura 12.8 - Comparazione con timer in Up/Down Count Mode

12.3.5 La generazione della modulazione PWM

Come già accennato esistono due tipi di comparazione: quella singola, di cui si è brevemente trattato nel precedente paragrafo, la quale utilizza una sola comparazione per generare un unico segnale modulato e quella a tre comparazioni correlate che nel seguito sarà denominata semplicemente *comparazione PWM*. La differenza fondamentale fra queste due tipologie di comparazione risiede nella gestione del segnale generato, mentre la logica che le governa è sostanzialmente identica.

Nel caso di modulazione PWM ed SVM bisogna fare riferimento ai registri di comparazione denominati CMPR1, CMPR2 e CMPR3 (distinti dai registri TxCMPR già visti trattando della comparazione singola). Su questi registri viene caricato il

valore del livello di comparazione richiesto al fine di ottenere la durata del ciclo di lavoro (*duty cycle*) degli interruttori statici dell'inverter preposti alla modulazione PWM della tensione applicata alla macchina: quando il valore del timer ed il valore della comparazione sono identici avviene il compare match ed i pin d'uscita cambiano il loro stato.

Nella figura 12.9 sono riportati i registri che intervengono nella generazione della modulazione PWM.

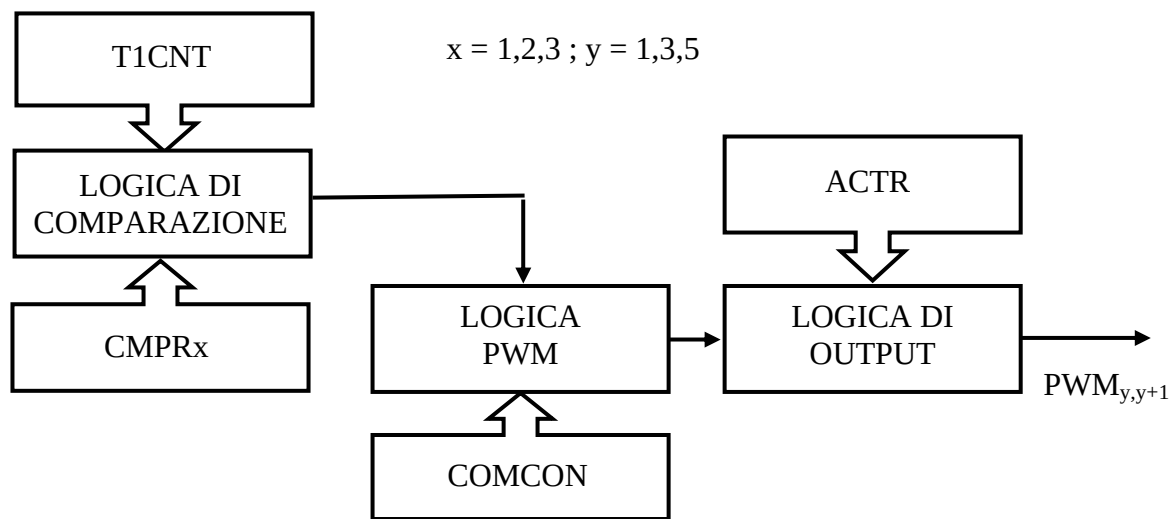


Figura 12.9 - Generazione della modulazione PWM

La peculiarità dello schema riportato in figura 12.9 risiede nella presenza della cosiddetta *logica PWM*: essa fa corrispondere ad ogni comparazione due segnali d'uscita complementari il cui stato viene a dipendere dalle informazioni contenute nel registro ACTR (impostazioni Active High e Active Low). Per questo motivo ad ogni comparazione fanno riferimento due pin d'uscita (PWM_y e PWM_{y+1} nello schema in figura 12.9) il cui stato è complementare. Le condizioni al presentarsi delle quali viene aggiornato lo stato dei registri CMPRx e quello del registro ACTR sono definite dal registro di controllo della comparazione COMCON.

La sequenza di impostazioni software necessarie per ottenere una modulazione di tipo PWM sono le seguenti:

- settaggio del registro ACTR per l'impostazione del livello (Active High o Active Low) dei pin d'uscita PWMx (evidentemente a due a due tali livelli sono complementari)
- settaggio del registro di generazione automatica via software dei tempi morti DBTCN
- impostazione dei livelli dei registri comparatori CMPRx
- abilitazione delle operazioni di comparazione attraverso il settaggio del registro COMCON e dei registri TxCON dei timer
- impostazione dei timer prescelti nella modalità di conteggio Up/Down (per modulazioni PWM simmetriche) o Up (per modulazioni asimmetriche) tramite i registri TxCON.

12.3.6 La generazione della modulazione SVM

Il microprocessore TMS320F240 offre la possibilità di generare autonomamente i segnali di comando per la modulazione di tipo SVM a cinque settori a nulla centrale. Per poter produrre un certo vettore tensione media da applicare mediante l'inverter alla macchina asincrona, occorre innanzitutto che sia noto il suo settore d'appartenenza: a questo punto il vettore di tensione richiesto può essere generato semplicemente andando a fissare i valori dei tempi di applicazione dei due vettori base che delimitano il settore calcolato T_1 e T_2 e del vettore nullo T_0 .

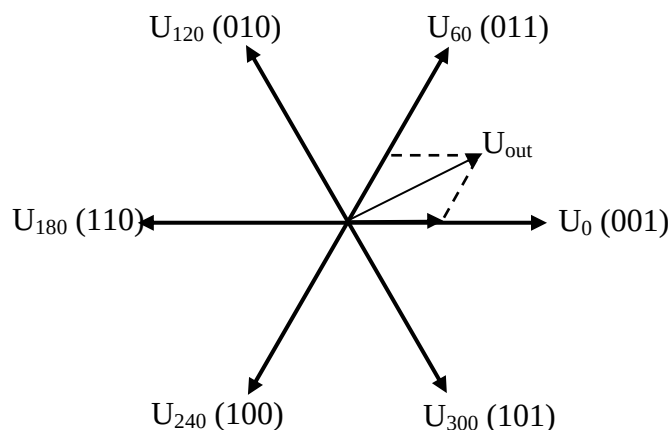


Figura 12.10 - Modulazione SVM di un vettore tensione

Con riferimento alla figura 12.10, il vettore generato può essere espresso come segue

$$U_{out} = U_x \cdot T_1 + U_{x+60} \cdot T_2 + T_0 \cdot \quad (12.3.6.1)$$

Poiché la modulazione SVM generata dal DSP è a cinque settori simmetrica (ovvero a configurazione nulla centrale), i vettori base devono essere applicati due volte ciascuno all'interno di ogni ciclo di modulazione (la cui durata è fissata dal periodo di conteggio in modalità Up/Down continua del timer preposto) per un tempo pari rispettivamente a $T_1/2$ e $T_2/2$.

Al fine di generare il vettore U_{out} espresso dalla (12.3.6.1) bisogna pertanto fornire in ingresso al microprocessore:

- i tempi $T_1/2$ e $(T_1+T_2)/2$ nei registri di comparazione CMPR1 e CMPR2
- il vettore base U_x nei bit 14÷12 del registro ACTR nel caso si voglia ottenere la rotazione antioraria del vettore generato (bit SVRDIR in ACTR uguale ad 1) o il vettore U_{x+60} nel caso di senso di rotazione oraria del vettore generato (bit SVRDIR in ACTR uguale ad 0).

Una volta assegnate le suddette grandezze al microprocessore, nell'ipotesi che il vettore tensione medio da modulare ruoti in senso antiorario, le operazioni da esso compiute si succedono nel modo seguente:

- all'inizio di ogni ciclo di modulazione le uscite PWM vengono impostate in modo da ottenere il vettore base U_x
- al verificarsi del primo compare match in corrispondenza di $T_1/2$ lo stato dell'uscita viene variato in modo da generare il vettore base U_{x+60}
- al verificarsi del secondo compare match in corrispondenza di $(T_1+T_2)/2$ lo stato dell'uscita viene portato a quello corrispondente al vettore nullo (111 oppure 000)
- al verificarsi del primo compare match durante la fase calante del conteggio viene generato il vettore U_{x+60}
- al verificarsi del secondo compare match durante la fase calante del conteggio viene generato il vettore U_x .

Nella figura 12.11 è riportato un esempio relativo alla generazione di un vettore tensione medio appartenente al settore 0 ($U_x=U_0$ e $U_{x+60}=U_{60}$) nel caso di senso di rotazione antioraria del vettore generato.

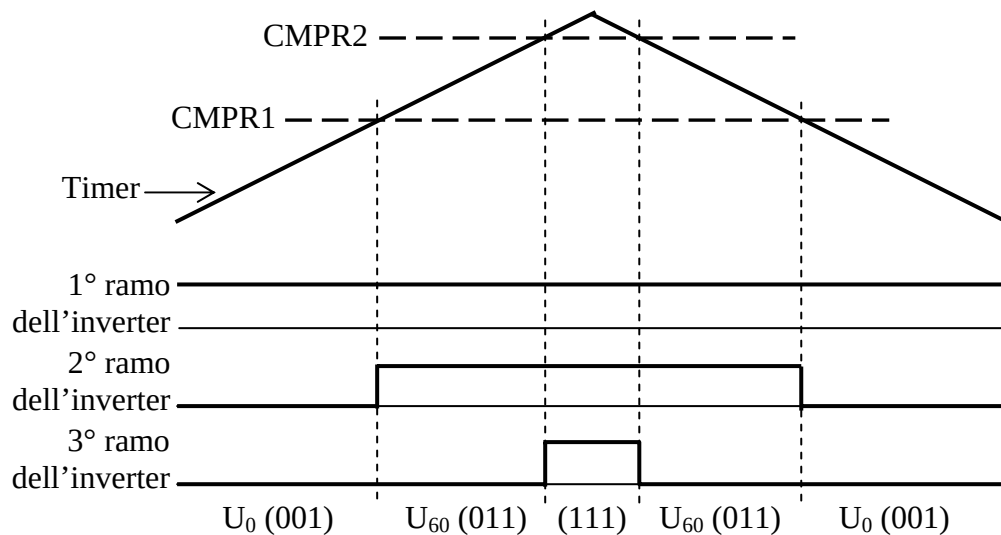


Figura 12.11 - Esempio di generazione di un vettore tensione

Le operazioni sui registri necessarie ad ottenere la modulazione SVM automatica con le modalità illustrate sono le seguenti:

- configurare ACTR imponendo alle uscite la modalità Active High o Active Low
- configurare COMCON in modo da abilitare le operazioni di comparazione, abilitare la modulazione SVM ed imporre le condizioni al verificarsi delle quali si determina l'aggiornamento del registro ACTR
- impostare il timer tramite il registro TxCON nella modalità di conteggio continua Up/Down.

COMCON

15	14	13	12	11	10	9	8
CENABLE	CLD1	CLD0	SVENABLE	ACTRLD1	ACTRLD0	FCOMPOE	SCOMPOE
7	6	5	4	3	2	1	0
SELTMR	SCLD1	SCLD0	SACRTLD1	SACRTLD0	SELCMP3	SELCMP2	SELCMP1

- Bit 15 Bit di abilitazione delle operazioni di comparazione: settandolo a 1 la comparazione è abilitata.
- Bit 14-13 Bit che definiscono le condizioni al verificarsi delle quali si determina l'aggiornamento dei registri CMPR. Esistono tre condizioni: quando TxCNT giunge a zero (00), quando TxCNT giunge a zero oppure ad un valore uguale a quello contenuto in TxPR (01) e immediatamente (10). Settare i bit nella modalità relativa alla seconda condizione equivale ad imporre due ricariche per periodo di timer
- Bit 12 Bit di abilitazione della modulazione SVM: settando ad 1 tale bit questo tipo di modulazione è abilitata
- Bit 11-10 Bit che definiscono le condizioni al verificarsi delle quali si determina l'aggiornamento dei registri ACTR. Le condizioni sono identiche a quelle definite dai bit 14-13 relativamente ai registri CMPR
- Bit 9 Bit che definisce l'impedenza dei pin d'uscita relativi alle operazioni di comparazione: settandolo a 0 le uscite hanno elevata impedenza e sono pertanto disabilite, settandolo ad 1 la loro impedenza è normale e le uscite sono abilitate.

ACTR

15	14	13	12	11	10	9	8
SVRDIR	D2	D1	D0	CMP6ACT1	CMP6ACT0	CMP5ACT1	CMP5ACT0
7	6	5	4	3	2	1	0
CMP4ACT1	CMP4ACT0	CMP3ACT1	CMP3ACT0	CMP2ACT1	CMP2ACT0	CMP1ACT1	CMP1ACT0

- Bit 15 Questo bit definisce il verso di rotazione del vettore generato nel caso di modulazione SVM: settandolo a 0 la rotazione è positiva (antioraria), settandolo ad 1 la rotazione è negativa (oraria)

- Bit 14-12 Bit in cui deve essere identificato il vettore base U_x (U_{x+60} nel caso di rotazione oraria) corrispondente al settore di appartenenza del vettore che si vuole generare nel caso di modulazione SVM
- Bit 11-10 Bit che consentono di impostare la polarità dei pin d'uscita. Nella tabella sottostante è riportato il significato dei diversi possibili tipi di settaggio di tali bit.

Bit	Polarità
00	Forced Low
01	Active Low
10	Active High
11	Forced High

Nel caso sia data l'impostazione Active dei bit 11-10 l'uscita può cambiare di stato; se invece è data l'impostazione Forced lo stato del pin d'uscita rimane fissato finché non venga di nuovo variato il significato dei bit via software. I bit da 9 a 0 hanno lo stesso significato dei due appena visti ma sono riferiti agli altri 5 pin d'uscita.

12.3.7 I circuiti QEP

L'Event Manager è dotato di circuiti QEP (Quadrature Encoder Pulse) la cui funzione è quella di consentire il conteggio degli impulsi in arrivo dall'eventuale encoder collegato alla scheda di sviluppo tramite i pin CAP1/QEP1 e CAP2/QEP2. Questi ultimi sono condivisi con le Capture Units: abilitando le funzioni dei circuiti QEP tramite i bit 14-13 del registro CAPCON tali pin vengono automaticamente assegnati a questi circuiti dedicati ai segnali dell'encoder. I timer da utilizzare per l'uso dei circuiti QEP sono il 2 e il 3 e vanno impostati nella modalità di conteggio Directional Up/Down. La figura 12.12 seguente mostra uno schema di principio dei circuiti in questione.

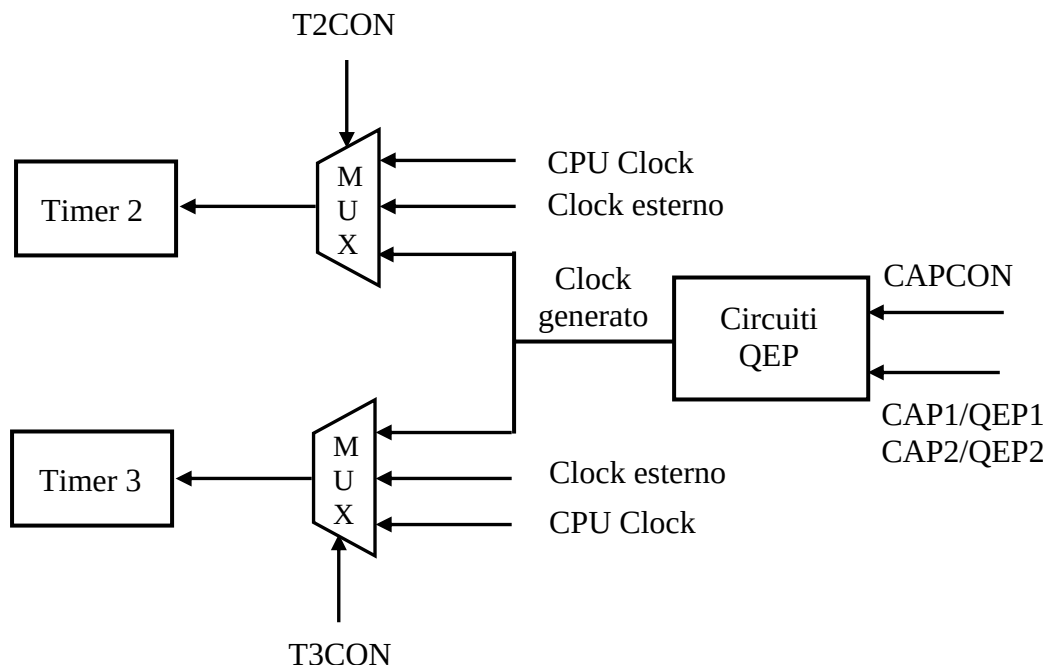


Figura 12.12 - Schema di principio dei circuiti QEP

I circuiti QEP ricevono dall'esterno i due segnali sfasati di un quarto di periodo inviati dall'encoder e conteggiano le loro variazioni di livello (salita e discesa) in modo da generare un segnale di clock (si veda la figura 12.13). A questo punto, se ad esempio si seleziona come sorgente di clock per il timer 2 il segnale proveniente dai circuiti QEP, il counter associato al timer medesimo diviene un contatore di tali segnali. Leggendo il contenuto del registro del conteggio T2CNT ad intervalli regolari e resettando il timer dopo ogni lettura si ricava così, dopo semplici calcoli matematici, la stima della velocità meccanica.

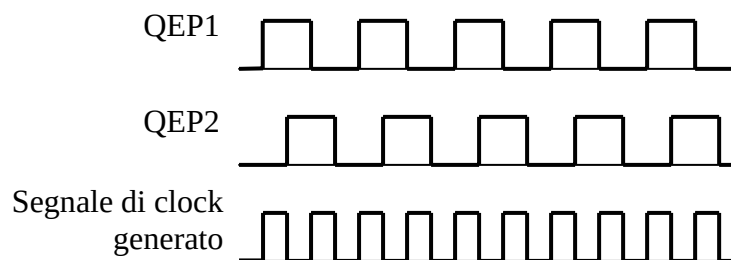


Figura 12.13 - Segnali in quadratura provenienti dai circuiti QEP e segnale di clock generato

Capitolo 13

Tecniche di programmazione e programmi ausiliari

13.1 Introduzione

In questo capitolo, allo scopo di introdurre i concetti fondamentali necessari alla comprensione dei codici di programma per l'implementazione delle tecniche di controllo della coppia e del flusso su microprocessore, oggetto dei capitoli successivi, nella prima parte viene fornita una breve descrizione delle modalità di passaggio da un sistema analogico ad un sistema digitale di elaborazione. In particolare vengono esaminati gli aspetti riguardanti gli errori e le problematiche relative alla rappresentazione dei numeri su microprocessore, nonché un metodo per automatizzare tale processo limitando l'errore di rappresentazione. Nella seconda parte invece vengono illustrati i programmi ausiliari che costituiscono l'ambiente software di sviluppo di tutti gli algoritmi di controllo presentati in questo lavoro. Fra questi spicca per importanza l'applicazione che il produttore del sistema di sviluppo fornisce per la realizzazione e la verifica dei programmi di controllo, ossia il programma di emulazione *EMU24XWM.exe* che consente la comunicazione bidirezionale fra la scheda digitale di sviluppo, per mezzo dell'emulatore XDS510PP, e il Personal Computer sul quale viene scritto in linguaggio Assembly e compilato il codice sorgente. Un'altra applicazione di estrema importanza, non fornita dal produttore, ma realizzata appositamente con lo scopo di rendere più veloce, flessibile e fluida la programmazione, è costituita da un programma ausiliario, denominato *Scalizzatore.xls*, progettato come estensione del foglio elettronico Excel 97 per Windows 95-98, mediante il quale è possibile comprimere notevolmente i tempi, generalmente assai

lunghi, richiesti dalla programmazione in linguaggio Assembly e rendere più agevole la gestione di tutte le costanti e dei parametri degli algoritmi di controllo.

13.2 La discretizzazione delle equazioni in un sistema digitale

Per illustrare concretamente il problema della discretizzazione delle equazioni di un dato sistema caratterizzato da una evoluzione continua nel tempo delle grandezze che ne definiscono il comportamento (sistema analogico), consideriamo un regolatore standard di tipo proporzionale-integrale e poniamoci il problema di trasformare l'equazione integrale che esprime il suo legame ingresso-uscita in un dominio temporale tempo-continuo, nella corrispondente equazione algebrica che in un dominio temporale tempo-discreto può essere elaborata direttamente da un microprocessore (sistema digitale). La procedura che rende possibile tale passaggio viene qui chiamata *discretizzazione* ed è il risultato di una operazione di *campionamento uniforme*, ossia di campionamento ad intervalli regolari di tempo, eseguita con le modalità che verranno tra breve illustrate. Al proposito si mette in evidenza che il comportamento di un sistema analogico, descritto da equazioni discretizzate elaborate da un sistema digitale, è influenzato fortemente dal metodo utilizzato per eseguire la discretizzazione stessa e dal tempo di campionamento. In particolare, per il teorema fondamentale del campionamento (teorema di Shannon), risulta che per evitare l'errore derivante dalla perdita di informazione sul segnale campionato (errore di *aliasing*), cosa che rende impossibile la ricostruzione del segnale analogico a partire dai suoi campioni, la frequenza di campionamento deve essere almeno doppia della massima frequenza compresa nella banda del segnale analogico. La discretizzazione di una funzione continua può essere eseguita impiegando diverse tecniche, fra le quali le più importanti sono il *metodo delle differenze in avanti* e il *metodo delle differenze all'indietro*.

Ritorniamo a questo punto al regolatore proporzionale-integrale, la cui funzione di trasferimento in un dominio tempo-continuo è la seguente

$$y(t) = K_p x(t) + K_i \int_0^t x(\tau) d\tau. \quad (13.2.1)$$

Trasformando la (13.2.1) secondo Laplace si perviene alla funzione di trasferimento complessa

$$G(s) = K_p + K_I \frac{1}{s}. \quad (13.2.2)$$

Se indichiamo con T_C il tempo di campionamento del sistema digitale, la (13.2.1) agli istanti $(k-1)T_C$ e kT_C porge

$$y(k-1) = K_p x(k-1) + K_I \int_0^{(k-1)T_C} x(t) dt \quad (13.2.3)$$

$$y(k) = K_p x(k) + K_I \int_0^{kT_C} x(t) dt. \quad (13.2.4)$$

Dalla differenza membro a membro fra le ultime due equazioni si ricava l'espressione dell'uscita y all'istante k

$$y(k) = y(k-1) + K_p x(k) - K_p x(k-1) + K_I \int_{(k-1)T_C}^{kT_C} x(t) dt. \quad (13.2.5)$$

Per calcolare l'integrale a secondo membro possiamo approssimare l'area sottesa dalla curva $x(t)$ in un intervallo di campionamento con un rettangolo. Con il metodo delle *differenze in avanti*, i rettangoli hanno altezza pari al valore iniziale della funzione nell'intervallo considerato, mentre con il metodo delle *differenze all'indietro* i rettangoli hanno come altezza il valore finale.

Con il metodo delle differenze all'indietro si ottiene

$$y(k) = y(k-1) + (K_p + K_I T_C) x(k) - K_p x(k-1). \quad (13.2.6)$$

Con il metodo delle differenze in avanti risulta invece

$$y(k) = y(k-1) + K_p x(k) + (K_I T_C - K_p) x(k-1). \quad (13.2.7)$$

Se ora si vuole passare dalla funzione di trasferimento continua secondo Laplace alla corrispondente funzione di trasferimento discreta secondo la trasformata Z, con il metodo delle differenze all'indietro è sufficiente sostituire nella (13.2.2) la seguente espressione

$$s = \frac{1 - z^{-1}}{T_c} \quad (13.2.8)$$

mentre con il metodo delle differenze in avanti

$$s = \frac{1 - z^{-1}}{T_c z^{-1}}. \quad (13.2.9)$$

Dalla teoria sulla trasformata Z, risulta che l'espressione (13.2.8) trasforma la regione di stabilità del piano complesso s, ovvero il semipiano delle ascisse negative, in un cerchio sul piano complesso z avente raggio 0.5 e centro di coordinate $\{0.5, 0\}$. Tale regione di trasformazione si trova dunque contenuta all'interno della zona di stabilità del piano z delimitata dal cerchio di raggio unitario centrato nell'origine. Con il metodo delle differenze all'indietro si ha dunque che partendo da una funzione di trasferimento continua stabile se ne ottiene una discreta anch'essa stabile.

Considerando invece il metodo delle differenze in avanti, poiché la regione di stabilità del piano s viene trasformata sul piano z in un semipiano di ascisse inferiori a 1, per la presenza di luoghi di questa zona esterni al cerchio unitario, la stabilità della funzione di trasferimento discreta non è garantita in ogni condizione.

13.2.1 *Gli errori di discretizzazione*

Un sistema digitale di controllo è soggetto a svariati tipi di errore, derivanti sia dalla limitata risoluzione dei convertitori analogico-digitali e digitali-analogici su esso presenti, sia dalla inevitabile imprecisione legata alla rappresentazione interna dei numeri. Queste forme di imprecisione, indicate genericamente con il nome di *errori di discretizzazione*, si differenziano poi ulteriormente nei cosiddetti *errori di quantizzazione* ed *errori di approssimazione*.

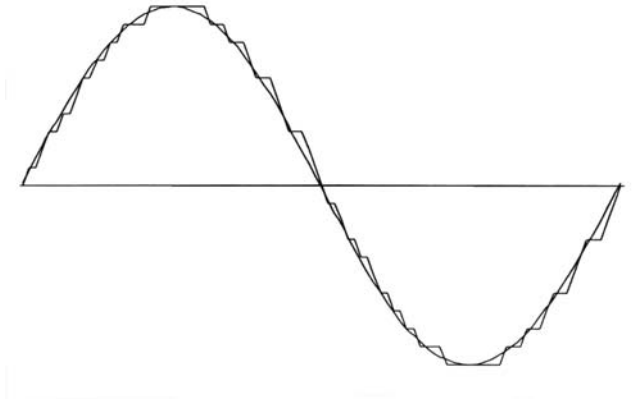


Figura 13.1 - Errore di quantizzazione

L'errore di quantizzazione, di cui è mostrato un esempio nella figura 13.1, è causato dalle conversioni analogico-digitali. Esse infatti consistono nella conversione di un segnale continuo, il quale può assumere un qualsiasi valore nel suo intervallo di variazione, in un segnale discreto nel tempo che all'interno di ogni intervallo di campionamento può possedere soltanto un valore costante avente un certo livello. Dalla risoluzione del convertitore, ossia dal numero di livelli costanti con cui può essere rappresentato il segnale, dipende l'entità di questo errore, che si presenta come un rumore aggiuntivo sovrapposto uniformemente al segnale utile.

Le operazioni che i microprocessori eseguono sulle grandezze di un sistema di controllo digitale si possono ricondurre essenzialmente ad addizioni e moltiplicazioni, per la cui effettuazione è indispensabile che queste vengano rappresentate mediante un numero finito di bit, ovvero di cifre binarie. In questo consiste la rappresentazione interna dei numeri e l'errore di approssimazione costituisce l'inevitabile conseguenza di tale operazione, in particolare quando occorre convertire una grandezza rappresentata in doppia precisione ($2N$ bit) in una a singola precisione (N bit).

L'approssimazione può essere effettuata in due diversi modi: troncando o arrotondando. L'operazione di troncamento consiste nel prendere in considerazione solamente la parte alta di una certa grandezza, cioè gli N bit più significativi, contenuta in un registro a doppia precisione ($2N$ bit) e memorizzarli in una locazione del microprocessore a singola precisione (N bit). Questa operazione dà luogo ad un errore medio non nullo che in alcuni casi può portare all'instabilità del sistema. L'arrotondamento consiste invece nell'aggiungere al numero rappresentato con $2N$ bit il numero 2^{N-1} e nel memorizzare poi la parte alta del registro a doppia precisione in una certa locazione di memoria.

13.3 La messa in scala delle equazioni

Il DSP TMS320F240 utilizzato per l'implementazione degli algoritmi di controllo sul sistema di sviluppo è del tipo a virgola fissa (*fixed point*). Esso quindi è in grado di elaborare esclusivamente numeri interi. Nella maggioranza dei casi però si ha che le costanti e le variabili in gioco negli algoritmi sono rappresentate da numeri reali le cui cifre decimali rivestono un'importanza decisiva. Questo problema può essere risolto ricorrendo ad una operazione di messa in scala, cioè ad una procedura matematica che rende rappresentabili all'interno del microprocessore i numeri reali come numeri interi (limitando per quanto possibile l'errore di rappresentazione) per mezzo di opportuni fattori moltiplicativi.

Indicheremo in questo capitolo con il simbolo $\wedge$ le grandezze rappresentate all'interno del microprocessore e con il simbolo $*$ i fattori di scala.

Consideriamo ad esempio la seguente espressione

$$Y = C_1 X_1 + C_2 X_2 \quad (13.3.1)$$

Poiché il microprocessore è in grado di eseguire solamente operazioni di somma, sottrazione e moltiplicazione, oltre che operazioni booleane ed altre operazioni legate alla gestione della memoria, diventa indispensabile ricondurre tutte le equazioni necessarie all'implementazione degli algoritmi di controllo (derivazioni, integrazioni, ecc...) a somme di prodotti. L'espressione considerata sopra come esempio assume quindi valenza generale.

Il massimo valore che può possedere la variabile Y è il seguente

$$Y_{MAX} = |C_1 X_{1,MAX}| + |C_2 X_{2,MAX}| \quad (13.3.2)$$

quindi per fare in modo che essa venga rappresentata senza incorrere nell'overflow, ovvero nel superamento del numero limite superiore raggiungibile, bisogna assumere come fattore di scala la quantità

$$Y^* = \frac{Y_{MAX}}{2^{N-1}} \quad (13.3.3)$$

dove N è il numero di bit con cui viene rappresentato il numero. Si nota che per poter rappresentare internamente un numero a N bit con l'estensione del segno, il

microprocessore utilizza il bit più significativo (il bit N) proprio per codificare il segno: quest'ultimo è positivo se esso è uguale a zero ed è negativo se è uguale a uno¹. Le considerazioni appena svolte per la variabile Y della (13.3.1), possono essere estese anche alle variabili X_1 e X_2 .

I fattori di scala per queste ultime vengono infatti scelti nel modo seguente

$$X_K^* = \frac{X_{K,MAX}}{2^{N-1}} \quad ; \quad K = 1,2. \quad (13.3.4)$$

L'espressione iniziale assume dunque, all'interno del microprocessore, la forma

$$\hat{Y} = \left(C_1 \frac{X_1^*}{Y^*} \right) \hat{X}_1 + \left(C_2 \frac{X_2^*}{Y^*} \right) \hat{X}_2. \quad (13.3.5)$$

Si nota che per fissare il fattore di scala di una data variabile, non è sempre possibile fare riferimento al suo valore massimo effettivo. In alcuni casi infatti, la scelta di quest'ultimo potrebbe condurre ad un valore troppo elevato. Questa circostanza è tipica ad esempio di quelle situazioni in cui una certa grandezza viene moltiplicata per la costante di guadagno di un regolatore. Se tale costante ha un valore molto elevato, scegliendo come massimo per la grandezza di uscita l'effettivo valore dato dal prodotto fra il guadagno e il massimo della variabile di ingresso, si commette un duplice errore: da un lato si evita lo stabilirsi un limite superiore alla grandezza in oggetto che sia compatibile con la realtà fisica del sistema di cui fa parte, e dall'altro lato si perde risoluzione nella sua rappresentazione nel campo dei valori utili, normalmente assai più bassi di quello massimo.

Con le considerazioni effettuate sopra, a partire dalla (13.3.1) siamo dunque pervenuti alla (13.3.5), riducendo l'espressione di partenza ad un prodotto fra numeri interi e fattori costanti espressi da numeri reali. Per rendere l'operazione eseguibile dal microprocessore, occorre tuttavia trasformare anche questi ultimi in interi. Con la posizione

$$c_K = C_K \frac{X_K^*}{Y^*} \quad ; \quad K = 1,2 \quad (13.3.6)$$

¹ I numeri negativi vengono rappresentati in memoria tramite il loro complemento a due.

si possono presentare due casi fondamentali

- $c_K < 1$
- $c_K > 1$.

Nel primo di essi si procede applicando la cosiddetta *tecnica Q15*, la quale consiste nel moltiplicare il fattore minore di 1 per 2^{15} , effettuare poi la moltiplicazione con la variabile X_K a 16 bit, ottenendo un risultato a 32 bit, e riportare il numero nella scala corretta effettuando infine la divisione per 2^{15} .

Alcune caratteristiche strutturali del microprocessore adottato per l'implementazione degli algoritmi di controllo, rendono particolarmente agevole questa tecnica, per mettere in atto la quale è sufficiente impostare l'opzione di traslazione (*Shift*) di un bit a sinistra (equivalente ad una moltiplicazione per due) e memorizzare la parte alta del registro a 32 bit (PREG) nel quale è contenuto il risultato della moltiplicazione.

Per quanto concerne il secondo caso, quello relativo ai fattori maggiori di uno, si procede semplicemente alla moltiplicazione tra la costante e la variabile, conservando l'intero contenuto del registro del prodotto. Questo è reso possibile dal fatto che tale risultato può essere trasferito sul registro accumulatore (ACC) a doppia precisione.

Una volta eseguita tutta la somma di prodotti dell'equazione da calcolare, è poi necessario valutare se sia avvenuto o meno un overflow sui sedici bit meno significativi del risultato. In caso affermativo si assegna il valore di fondo scala al risultato a singola precisione, diversamente si conserva tutto il risultato della moltiplicazione in una variabile a doppia precisione.

13.4 La messa in scala automatica delle equazioni

L'aggiornamento del valore delle costanti e dei parametri di un algoritmo di controllo può risultare un compito lungo e snervante, specialmente nella fase di sviluppo del programma. Cambiando infatti il valore di un solo fattore di scala normalmente si modifica anche il valore della maggioranza delle costanti moltiplicative, così come questo accade quando si effettuano dei cambiamenti ai valori dei parametri di macchina o dei regolatori, i quali, soprattutto in fase di sviluppo, vengono spesso variati per ottenere il funzionamento ottimale del controllo.

La gestione del valore delle costanti e dei parametri e la relativa messa in scala possono essere svolte in modo automatico appoggiandosi ad una applicazione esterna al programma sorgente che calcoli e scelga in modo opportuno le scale. Per rendere questa procedura automatica veramente funzionale, occorre però che la tecnica di programmazione sia volta al rispetto di alcune regole finalizzate a minimizzare gli errori di rappresentazione.

Ricordando il problema della moltiplicazione di una variabile per una costante, si mette in evidenza come l'istruzione di moltiplicazione (MPY) possa accettare come operando ad assegnazione immediata soltanto un numero a 13 bit con segno, cioè un numero compreso tra -4095 e +4095, e come l'istruzione che provvede a caricare il moltiplicando nel registro temporaneo della moltiplicazione (TREG) non preveda invece l'assegnazione di un operando immediato e quindi non permetta l'uso di simboli. La sequenza di istruzioni che consente di implementare correttamente una somma di prodotti utilizzando simboli come operandi diventa dunque la seguente

LACC	#0	;Azzeramento registro accumulatore
SPM	#Y_PM	;Inizializzazione registro Shifter Post Moltiplicazione
LT	X	;TREG = operando X
MPY	#Y	;Moltiplicazione del TREG per il valore del simbolo Y
APAC		;Somma del risultato al contenuto dell'accumulatore
...		
(ulteriori prodotti)		
...		
SACH	RESULT	;Variabile RESULT = parte alta dell'accumulatore.

Nel listato appena descritto il carattere # indica l'assegnazione immediata di un operando, ovvero l'assegnazione di quest'ultimo come costante, Y_PM e Y sono simboli, mentre X e RESULT sono variabili. Per mantenere la messa in scala dell'equazione, gli operatori di traslazione devono essere utilizzati in modo opportuno impostando il campo PM nel registro di stato attraverso l'istruzione SPM (Shifter Post Multiplication). A seconda del valore assunto dal fattore moltiplicativo Y, possono presentarsi quattro casi di scalizzazione che riassumiamo nella tabella seguente

Fattore	PM	Traslatore	Scala
$1/2 < Y < 1$	2	2^4	2^{12}
$1/16 < Y < 1/2$	1	2	2^{15}
$1/1024 < Y < 1/16$	0	1	2^{16}
$Y < 1/1024$	3	2^{-6}	2^{22}

Se supponiamo ad esempio che Y sia minore di $1/1024$, considerando l'operazione completa di divisione finale per 2^{16} , effettuata per mezzo dell'istruzione SACH (la quale salva solo la parte alta del registro accumulatore), l'espressione di moltiplicazione di X per Y diviene

$$\text{RESULT} = \left[X \cdot (Y \cdot 2^{22}) \right] \cdot \frac{2^{-6}}{2^{16}}. \quad (13.4.1)$$

Procedendo in questo modo risulta essere minimizzato l'errore di rappresentazione, in quanto viene sempre scelta la scala che garantisce la migliore rappresentazione in relazione al valore del fattore considerato. Questo è mostrato chiaramente nella figura 13.2, la quale riporta l'andamento dell'errore di rappresentazione ottenuto con la tecnica di scalizzazione Q15 tradizionale, con quella dell'utilizzo dei simboli a 13 bit con segno, e con quella appena proposta dell'utilizzo dei simboli a 13 bit con segno e gestione degli operatori di traslazione.

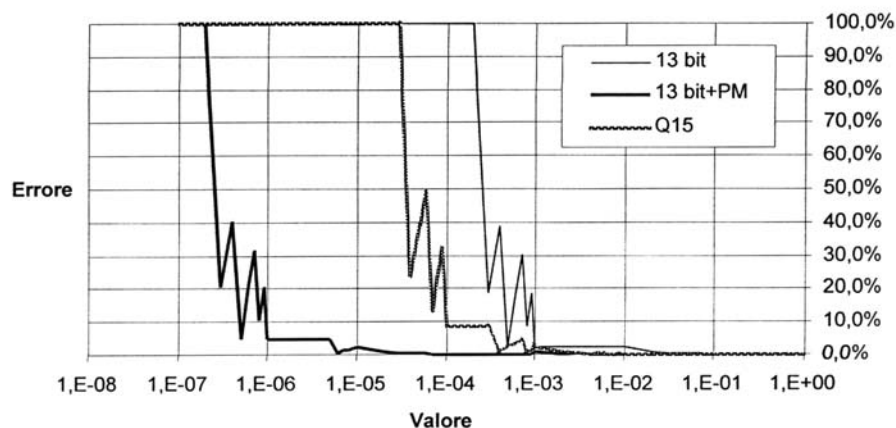


Figura 13.2 - Errore di rappresentazione

13.5 La moltiplicazione a doppia precisione

In alcuni calcoli svolti dal programma di controllo, per garantire la precisione necessaria, si è reso indispensabile superare la limitazione imposta dalla rappresentazione delle variabili a singola precisione ricorrendo alla rappresentazione a doppia precisione. A questo scopo sono state definite apposite *macro*, o gruppi di istruzioni, dedicate alla gestione di svariati tipi di operazioni in cui tale rappresentazione viene adottata.

Tra le varie macro definite vi sono quelle che consentono di caricare il registro accumulatore con una variabile a 32 bit (LACC32), effettuare somme e sottrazioni (ADD32 e SUB32) di variabili a 32 bit sull'accumulatore, oppure inizializzare o salvare in memoria una variabile a doppia precisione (SPLK32 e SACC32).

Oltre al codice di programma necessario per la scrittura delle macro, si è inoltre definita una nuova struttura dati per la descrizione di una variabile a 32 bit, rappresentandola come il contenuto di due celle di memoria a 16 bit contigue.

La macro più importante nell'ambito dei calcoli in doppia precisione è tuttavia quella che consente di effettuare moltiplicazioni in doppia precisione. Essa esegue il prodotto fra una grandezza a 16 bit con segno (FMUL32S16S) o senza segno (FMUL32S16U) e una a 32 bit con segno, salvando il risultato nel registro accumulatore a 32 bit troncando i 16 bit meno significativi.

Se si indicano con A e B rispettivamente la parte alta e quella bassa della variabile in doppia precisione e con C la variabile a 16 bit, l'operazione di moltiplicazione e troncamento effettuata dalla macro per la moltiplicazione a doppia precisione è la seguente

$$\frac{(A \cdot 2^{16} + B) \cdot C}{2^{16}} = A \cdot B + \frac{B \cdot C}{2^{16}}. \quad (13.5.1)$$

13.6 I programmi ausiliari per il sistema di sviluppo

Il programma ausiliario principale dell'ambiente software per lo sviluppo e la verifica degli algoritmi di controllo implementati sul DSP TMS320F240 è, come già anticipato nell'introduzione, l'applicazione *EMU24XWM.exe* fornita dal costruttore della scheda TMS320C24X.

Esso costituisce il programma che consente l'accesso alle locazioni di memoria e ai registri del microprocessore dalla porta parallela di un qualunque Personal Computer collegato alla porta di comunicazione JTAG XDS510PP, ubicata sulla scheda, per mezzo dell'emulatore XDS510PP. Oltre ad assolvere a questa funzione fondamentale, esso permette di eseguire i programmi nella modalità continua, cioè istruzione per istruzione in sequenza, o nella modalità passo-passo, ovvero una istruzione alla volta, di impostarvi eventuali punti di interruzione (*breakpoint*) e di esaminare i codici assemblati e disassemblati. A questo proposito si evidenzia che il codice assemblato non è altro che il risultato della compilazione del codice sorgente, scritto in linguaggio Assembly, da parte dell'applicazione *DSPA.exe* usualmente definita *assemblatore*. Un'altra applicazione di estrema importanza è costituita poi dal *linker DSPLNK.exe*, il quale consente di collegare in un unico programma eseguibile il contenuto di diversi codici assemblati e di allocare nella memoria del sistema il programma e i dati secondo direttive di allocazione specificate dal programmatore.

Nella figura 13.3 che segue è mostrato, a titolo esemplificativo, l'aspetto della finestra dell'applicazione *EMU24XWM.exe*. In tale finestra, nel primo riquadro in alto a sinistra è mostrato il codice disassemblato, in quello a fianco a destra l'elenco dei registri di stato del DSP, in quello in basso a sinistra è riportata l'area riservata ai comandi inviati dalla tastiera del PC, ed in quello in basso a destra è visualizzato l'elenco di un certo numero di locazioni successive della memoria dati

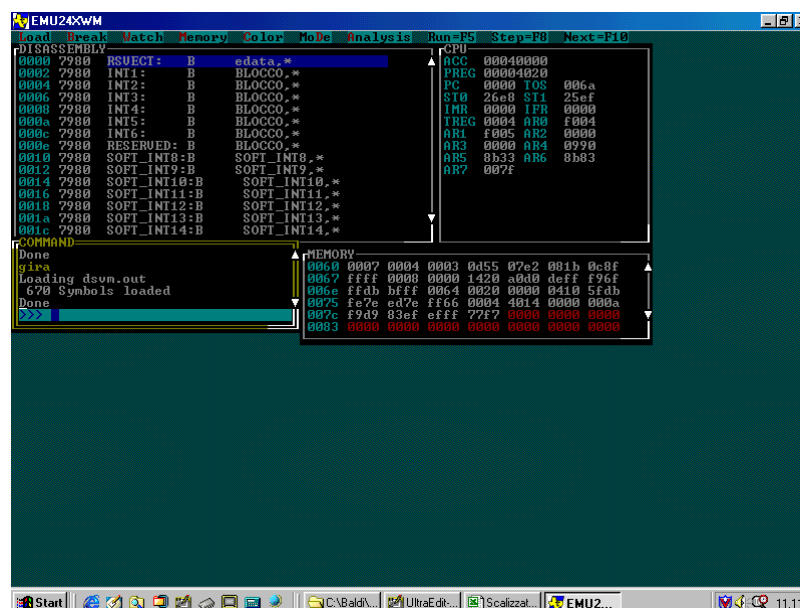


Figura 13.3 - Finestra dell'applicazione EMU24XWM.exe

Il secondo programma fondamentale dell'ambiente di sviluppo è il foglio elettronico *Scalizzatore.xls*, la cui funzione già stata accennata nell'introduzione. Esso costituisce l'interfaccia software fra il codice di programma assembler e tutto ciò che concerne le quantità numeriche reali che si riferiscono agli algoritmi di controllo implementati. Lo *Scalizzatore* permette infatti di generare in modo automatico tutti i valori dei fattori moltiplicativi, delle costanti e delle relative scale utilizzati nel programma sorgente, nonché le *look up table* in esso incluse, per mezzo di un'interfaccia grafica che consente all'utente di operare in modo assai facile e veloce. La figura 13.4 mostra come si presenta la finestra di una versione dello Scalizzatore per il controllo DSVM di una macchina asincrona.

Scalizzatore per il controllo DTC con modulazione DSVM di un motore asincrono trifase:

COSTANTI		SCALE		FATTORI		Operazioni su File	
Valore	Unità	massimo unità	Unità/digit	valore reale	errore %	Valore digit Note	Forzare a
Wnom	314 Rad/sec	Wmax	1884 Rad/sec	SFR1	0.516535541	0.0%	16925 015
Cnom	30 Nm	Cmax	45 Nm era 45	SFR2	26863.38079	0.0%	1606 ND-SPM 2
Fr nom	0.57 Wb	F max	1 Wb	SC1	0.000186117	0.1%	696 SPM 3
Fr min	0.005 Wb	Is max	122.4744871 A	CC1	0.5	0.0%	2047 SPM 2
Tc	90 µSec	E max	360 V	CC2	0.288675135	0.0%	1182 SPM 2
Te	0.00009 Sec	I max	50 A	CC3	0.577350269	0.0%	2364 SPM 2
E DC Max	360 V	T	90	TR1	1606.297580	0.0%	1605 ND-SPM 0
E DC nom	311.12698	Iw Fr	200 1/Wb	SFS1	0.006103616	0.0%	737 SPM 2
σ	0.063	Fx2	1 Wb²	CHK1	12058.624	0.0%	754 ND-SPM 2
La	0.05165 H	La / M	1.033071081	CFS1	67703.34639	0.0%	4231 ND-SPM 2
M	0.05 H	σLs * (Ls / M)	0.003361793	CFS2	0.069094017	0.0%	3871 SPM 0
Lr	0.05165 H	σLs	0.003254174	Tan30	0.577350269	0.0%	2364 SPM 2
Lr'	0.0032542 H	(tg 60) / 2 Alimenti era un		Tan60m	0.866025404	0.0%	3546 SPM 2
Rs	0.4 Ω 8.3275			NImorti	0.95	0.0%	3890 SPM 2
Rr	0.36 Ω			InvOK	0.004687443	0.1%	307 SPM 0
I max	50 A era 50			Attenua_C	0.925	0.0%	3787 SPM 2
P	2			Ka	0.530785563	0.1%	2173 SPM 2
Kp3	2000			Kb	0.16	0.0%	737 SPM 2
Legge G (q)	50 era(50) 200			FDR	0.012207031	0.1%	799 SPM 0
Ki Ws	500						
Is nom	16.8 A						
It	1 µSec						
N° val Tabella def	128						

CONVERTITORE: Grandezze in uscita dal DAC -> Valori reali

Grandezze	Vout-Voffset	Valore reale	Unità di misura	Note
E DC	2	294.4 V		
W	-1.994	-1502.6784 rad/s		-7174.76 rpm
Vs	1.6	5		
C	-0.7	-12.6		
I	0.73	14.6		

CONTROLLA

Parametro	Valore
QFR	294
Wv1	5461
Wv2	28398
Wvnd1	1820
Wvnd2	2731
Cvnd1	728
Cvnd2	6654
Ps_2bnd	322123
DCm	1
Dm_Fr	1
QFR_1	1

OPERAZIONI SU FILE

File con costanti e Fattori

Scavi File

Scavi File

Compila

PERCORSO FILE C:\RECLAdm\

VARIAZIONE MASSIMA IN UN TC

Parametro	Valore
Fr	0.0002 Wb
Iw_Fr	0.005 1/Wb
Cm	0.001 Nm

BANDE DI DISCRIMINAZIONE DEGLI STATI

Parametro	Valore
Wvnd1	52.333333 Wv6
Wvnd2	157 Wv2
Cvnd1	1
Cvnd2	10
Ps_2bnd	0.0003 Wb²

LEGENDA

- Dati in ingresso modificabili
- Dati in ingresso calcolati
- Valori massimi delle variabili
- Fattori delle equazioni
- Operazioni su file

Figura 13.4 - Finestra del foglio di lavoro Scalizzatore.xls

Essa costituisce l'ambiente utente vero e proprio ed è composta da varie sezioni che si presentano con colori diversi, così da poter risalire in modo immediato al tipo di operazioni eseguite in ciascuna.

La prima sezione che si presenta sulla sinistra della finestra è quella denominata **COSTANTI**, nella quale vengono immesse le caratteristiche della macchina e i valori delle costanti richieste dall'algoritmo di controllo. Riportiamo nella tabella seguente un esempio di questa sezione e riportiamo accanto ad ogni costante che vi compare la corrispondente descrizione

SIGLA	SIGNIFICATO	UNITA'
Wnom	Velocità nominale	Rad/s
Cnom	Coppia nominale	Nm
Fr nom	Flusso rotorico di riferimento nominale	Wb
Tc	Tempo di ciclo	μs
E DC Max	Tensione massima del bus DC	V
E DC nom	Tensione nominale del bus DC	V
σ	$(LsLr-M^2)/(LsLr)$	
M	Coefficiente di mutua induzione statore-rotore	H
Rs	Resistenza statorica	Ω
Rr	Resistenza rotorica	Ω
I max	Corrente di fase di fondo scala del convertitore A/D	A
P	Coppie di poli	
Kp3	Costante ausiliaria	
G	Guadagno del regolatore di flusso	
Ki Ws	Guadagno del regolatore dello stimatore della pulsazione statorica	
I _s nom	Modulo del vettore corrente nominale nel riferimento {d,q}	A
T*	Scala dei tempi	
N° val.Tabelle def.	Numero elementi delle tabelle del deflussaggio	
Percorso file	Determina la directory di lavoro in cui vengono salvati i dati generati da Scalizzatore	
Variazione massima in un Tc (tempo di ciclo)		
Fr	Flusso rotorico di riferimento	Wb
Inv_Fr	Reciproco del flusso rotorico di riferimento	1/Wb
Cm	Coppia limite	
Bande di discriminazione degli stati		
Wbnd1	Prima banda di velocità	rad/s
Wbnd2	Seconda banda di velocità	rad/s
Cbnd1	Prima banda di coppia	Nm
Cbnd2	Seconda banda di coppia	Nm
Fs_2bnd	Banda del flusso statorico al quadrato	Wb ²

A fianco alla sezione COSTANTI troviamo la sezione SCALE nella quale vengono introdotti i massimi valori che possono assumere le grandezze fondamentali del controllo e calcolati i relativi fattori di scala, come indicato al paragrafo 13.3.

La terza sezione infine è quella chiamata FATTORI, e contiene i fattori moltiplicativi necessari alla messa in scala delle equazioni. In essa si può vedere l'elenco completo dei fattori utilizzati nel programma, con il corrispondente valore reale calcolato utilizzando i dati immessi nelle altre sezioni, e con il valore intero messo in scala per la rappresentazione interna al microprocessore, affiancato dal corrispondente errore di rappresentazione. A scopo di chiarimento la figura 13.5 mostra un esempio della sezione FATTORI dello Scalizzatore della figura 13.4.

FATTORI					
	valore reale	errore %	Valore digit Note	Forzare a	
				Q15	SPM
SFR1	0,516535541	0,0%	16925 Q15	Q15	0
SFR2	26983,39079	0,0%	1686 ND-SPM 2		2
SC1	0,000115004	0,1%	482 SPM 3		3
CC1	0,5	0,0%	2047 SPM 2		2
CC2	0,288675135	0,0%	1182 SPM 2		2
CC3	0,577350269	0,0%	2364 SPM 2		2
TRI1	1605,297598	0,0%	1605 ND-SPM 0		0
SFS1	0,18	0,0%	737 SPM 2		2
CHK1	12058,624	0,0%	754 ND-SPM 2		2
CFS1	67703,34639	0,0%	4231 ND-SPM 2		2
CFS2	0,085358024	0,2%	349 SPM 2		2
Tan30	0,577350269	0,0%	2364 SPM 2		2
Tan60m	0,866025404	0,0%	3546 SPM 2		2
Ktmorti	0,95	0,0%	3890 SPM 2		2
InvDK	0,004687443	0,1%	307 SPM 0		0
Attenua_C	0,925	0,0%	3787 SPM 2		2
Ka	0,42462845	0,1%	1738 SPM 2		2
Kb	0,144	0,1%	589 SPM 2		2
FDR	0,012207031	0,1%	799 SPM 0		0
superC	0,692392213	0,0%	2835 SPM 2		2

Figura 13.5 - Sezione FATTORI dello Scalizzatore

Nel campo denominato NOTE di questa stessa sezione è indicato poi lo stato degli operatori di traslazione in accordo con la tecnica di messa in scala automatica illustrata nel paragrafo 13.4.

La formula generica implementata nel foglio di calcolo per mettere in atto tale tecnica di messa in scala automatica è la seguente

```
=SE(N6="Q15";SE(J6<1;INT(J6*2^15);ARROTONDA(J6;0));SE(J6<=1;SE(J6<(1/(2^4));SE(J6<1/(2^10);INT(J6*(2^12-1)*2^10);INT(J6*(2^12-1)*2^4));INT(J6*(2^12-1)));SE(J6<4095;SE(J6<64;ARROTONDA(J6*64;0);ARROTONDA(J6;0));ARROTONDA((J6/16);0)))).
```

La formula che serve per determinare lo stato degli operatori di traslazione è invece

```
=SE(N6="Q15";SE(J6<1;"Q15";"Q15-ND");SE(J6<=1;SE(J6<(1/(2^4));SE(J6<1/(2^10);"SPM 3";"SPM 0");"SPM 2");SE(J6<4095;SE(J6<64;"ND-SPM 3";"ND-SPM 0");"ND-SPM 2")))).
```

La funzione SE equivale alla funzione IF dei linguaggi di programmazione standard e le sigle contenute nelle formule precedenti, formate da una lettera seguita da un numero, rappresentano riferimenti a celle del foglio elettronico.

Se un fattore viene utilizzato in una moltiplicazione a doppia precisione occorre specificare la dicitura “Q15” nell’omonimo campo, così che il fattore, se minore di uno, verrà semplicemente moltiplicato per 2^{15} . L’indicazione ND, eventualmente seguita da una sigla, indica che il fattore è maggiore di uno, per cui, una volta operata la moltiplicazione, il risultato non deve essere diviso per 2^{16} .

Sotto alla sezione FATTORI si trova un pulsante, denominato CONTROLLA, in grado di verificare i cambiamenti avvenuti nei fattori moltiplicativi e negli operatori di traslazione, evidenziando in rosso i campi che hanno subito un cambiamento rispetto all’ultimo controllo effettuato.

La sezione delle costanti che si trova a fianco del pulsante CONTROLLA è simile a quella appena esaminata; la differenza fondamentale è che i fattori non vengono scalizzati in modo dinamico ma nel modo definito a priori dall’operatore mediante la formula contenuta nella rispettiva cella.

L’ultima sezione presente poi nello Scalizzatore è quella dei comandi, nella quale sono presenti tre pulsanti che permettono di eseguire in modo automatico le operazioni necessarie alla creazione del file finali che vanno collegati al programma sorgente assemblato da caricare sul DSP.

Il primo pulsante in alto permette di generare un file di testo, in un formato riconoscibile dall’assemblatore, contenente le dichiarazioni dei fattori moltiplicativi e degli operatori di traslazione con le relative assegnazioni dei valori calcolati.

Il secondo pulsante in mezzo provvede invece a generare tutte le tabelle (Look up table) necessarie al programma di controllo.

Una volta scritti i file di testo contenenti i dati della tabella, per mezzo di apposite macro scritte con l'editor *Visual Basic* integrato nello Scalizzatore, viene eseguita la loro compilazione attraverso l'assemblatore, richiamato dal file *XCL_T1.bat*, allo scopo di generare i file oggetto (con estensione *.obj*) che il linker provvederà a collegare al codice sorgente.

Tutti i file generati dallo Scalizzatore contengono l'indicazione dell'autore e della data di creazione in modo da facilitarne l'archiviazione.

Il pulsante COMPILA, che si richiama al file *COMPILA.bat*, infine, permette di compilare il programma sorgente direttamente dall'interno dell'ambiente utente, annullando praticamente i tempi normalmente perduti durante la fase manuale di compilazione.

Le macro collegate ai pulsanti sono state scritte, come già detto, utilizzando il linguaggio *Visual Basic for Application (VBA)* e i loro listati completi sono riportati in appendice.

L'ultima area dell'ambiente di lavoro è denominata CONVERTITORE. In essa sono state introdotte delle semplici equazioni che permettono di risalire al valore fisico reale, nella corrispondente unità di misura, di alcune grandezze rappresentate internamente al DSP.

Una legenda a colori, infine, guida l'utente tra le sezioni dell'applicazione rendendo di semplice interpretazione il significato delle varie aree di cui si compone il programma.

Capitolo 14

Il banco prove

14.1 Introduzione

Le tecniche di controllo della coppia e del flusso della macchina asincrona illustrate nei capitoli precedenti sono state implementate sulla scheda di sviluppo descritta nel capitolo 12 e verificate sperimentalmente su un banco prove la cui struttura è mostrata nella figura 14.1

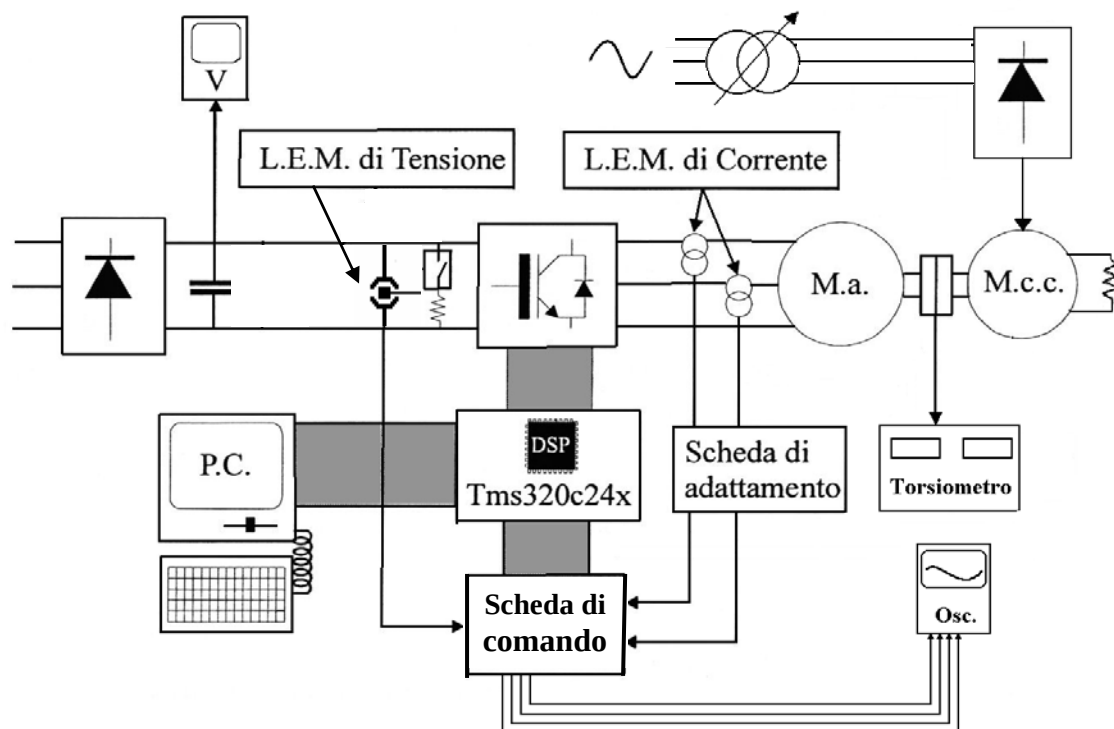


Figura 14.1 - Struttura del banco prove

In tale schema si può individuare immediatamente la macchina asincrona collegata tramite un giunto elastico ad una dinamo ad eccitazione indipendente che funge da freno e la cui potenza frenante generata viene dissipata sotto forma di calore su una resistenza di carico. Interposto fra la dinamo ed il motore vi è un torsiometro estensimetrico e un trasduttore ottico di velocità costituito da un encoder incrementale a 1024 impulsi per giro. I segnali provenienti dal torsiometro e dall'encoder, opportunamente amplificati ed elaborati, vengono visualizzati su un apposito display digitale. Oltre alla scheda di sviluppo, sulla quale è montato il DSP, è poi presente una scheda di adattamento alla quale pervengono i segnali di tensione risultanti dalle misure della corrente di due fasi e della tensione del bus DC, in modo che essi possano essere opportunamente adattati prima di essere inviati agli ingressi analogici della scheda di sviluppo stessa. Infine è presente la scheda di comando che contiene il potenziometro per l'imposizione del valore della coppia di riferimento del controllo.

14.2 La dinamo di carico

La dinamo di carico impiegata per generare la coppia frenante all'albero della macchina asincrona è del tipo ad eccitazione indipendente e il suo circuito di eccitazione viene alimentato tramite un variatore di tensione collegato ad un ponte raddrizzatore trifase a diodi. Agendo sull'eccitazione è possibile regolare l'entità della coppia frenante. Da una prova di accelerazione a vuoto (con coppia motrice costante e coppia resistente nulla prescindendo dagli attriti), è stato misurato il momento di inerzia del rotore della dinamo, il quale è risultato essere di 0.067 Kgm^2 , ovvero circa 5 volte quello del rotore della macchina asincrona.

Per poter effettuare misure di coppia, è stato calettato sull'albero che collega il motore alla dinamo un torsiometro estensimetrico, la cui uscita viene elaborata da un apposito strumento elettronico, il quale genera un segnale di misura compatibile con l'ingresso dell'acquisitore digitale.

La dinamo utilizzata per la frenatura presenta i dati di targa riportati nella tabella che segue

KW	14.7
HP	20
RPM	3000
Armatura	V 440
	A 37
Eccitazione	V 330
	A 1.2
Isolamento	Cl. F
IP	23

14.3 L'inverter trifase

L'inverter trifase a tensione impressa utilizzato è costituito da tre moduli SKM50GB100D prodotti dalla SEMIKRON SEMICONDUCTORS. Ogni modulo contiene due IGBT e i relativi diodi di libera circolazione secondo lo schema di figura 14.2.

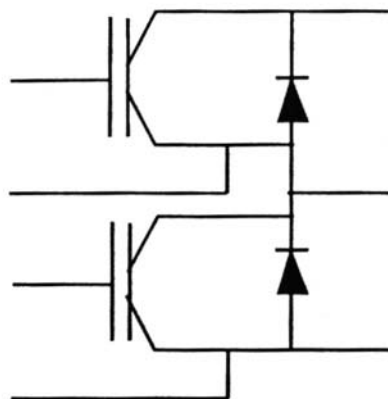


Figura 14.2 - Schema elettrico di un modulo inverter SKM50GB100D

Il costruttore indica i seguenti limiti di impiego o *absolute maximum ratings*:

Grandezza	Condizioni	Valore
V_{CES}		1000 V
V_{CGR}	$R_{GE} = 20 \text{ k}\Omega$	1000 V
I_C	$T_{CASE} = 80^\circ\text{C}$	50 A
I_{CM}	$T_{CASE} = 80^\circ\text{C}$	100 A
P_{TOT}	$T_{CASE} = 25^\circ\text{C}$	500 W
V_{ISOL}	AC, 1 min., 200 μ A	2500 W
I_F	$T_{CASE} = 80^\circ\text{C}$	50 A
I_{FM}	$T_{CASE} = 80^\circ\text{C}$	100 A
V_{GES}		$\pm 20 \text{ V}$
T_{ON}	$V_{CC} = 600\text{V}$, $V_{GE} = 15 \text{ V}$	400 ns
T_{OFF}	$I_C = 50\text{A}$, $R_G = 3.3\Omega$	900 ns
V_{CESAT}	$V_{GE} = 15\text{V}$, $I_C = 50 \text{ A}$	4 V
V_{EC}	$V_{GE} = 0\text{V}$, $I_F = 50 \text{ A}$	1.8 V

In tale tabella V_{CES} indica il valore di picco della tensione che il dispositivo può sopportare in regime periodico in stato di blocco, V_{CGR} è il valore di picco della tensione ammissibile fra collettore e gate, I_C è il valore medio della corrente che l'IGBT può sopportare in regime periodico in stato di blocco, I_{CM} è il valore massimo della corrente che l'IGBT può sopportare in regime periodico in stato di blocco, P_{TOT} è la massima potenza dissipabile su ciascun IGBT, V_{ISOL} è la tensione di isolamento, I_F è il valore medio della corrente che il diodo può sopportare in regime periodico in stato di blocco, I_{FM} è il valore massimo della corrente che il diodo può sopportare in regime periodico in stato di blocco, V_{GES} è la tensione di comando, T_{ON} è il tempo convenzionale di accensione, T_{OFF} è il tempo convenzionale di spegnimento, V_{CESAT} è la caduta di tensione tipica sull'IGBT in conduzione, V_{EC} è la caduta di tensione tipica sul diodo in conduzione.

Nella successiva figura 14.3 è mostrato l'aspetto esterno di un modulo IGBT con le relative dimensioni.

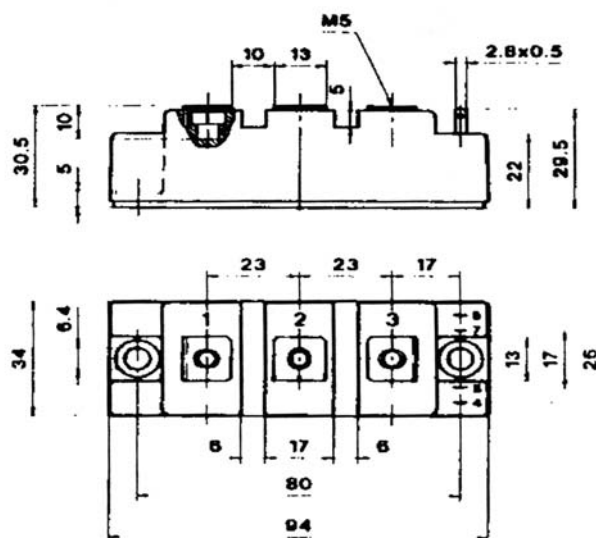


Figura 14.3 - Aspetto esterno e dimensioni di un modulo inverter SKM50GB100D

14.4 I driver

Il DSP TMS320F240, grazie alla logica PWM (SVM) di comando delle uscite digitali, genera sei segnali logici per i circuiti di pilotaggio degli IGBT, ovvero per i driver, in modo da ottenere un controllo indipendente dei sei rami dell'inverter. I circuiti di pilotaggio impiegati corrispondono al modello SKHI20 della SEMIKRON SEMICONDUCTORS e hanno una frequenza di lavoro dichiarata di 10 kHz.

A ciascun modulo driver giunge una coppia di segnali di controllo complementari, ognuno dei quali controlla due IGBT in configurazione *half bridge*. Tra le caratteristiche principali del dispositivo si evidenziano l'isolamento galvanico tra sezione di comando e sezione di potenza e la protezione contro gli errori di comando realizzata con logica *interlock*.

I driver inoltre sono protetti contro le sovracorrenti attraverso la rilevazione della tensione fra collettore ed emettitore degli IGBT, nonché contro le sovratemperature. Il circuito di pilotaggio a cui questi sono collegati è poi in grado di generare un tempo morto di commutazione sul fronte di salita del segnale di comando del DSP di durata regolabile per mezzo di appositi trimmer. Tale durata, per tutti i tipi di controllo provati su banco, è stata fissata pari a 2.7 μ s. Infine essi sono dotati di un dispositivo di sicurezza integrato al loro interno che interviene aprendo gli IGBT dell'inverter nel

caso in cui la loro tensione di comando dovesse venire a mancare. La figura 14.4 riporta l'aspetto esterno di un modulo driver con l'indicazione delle dimensioni del dispositivo e la siglatura dei pin principali.

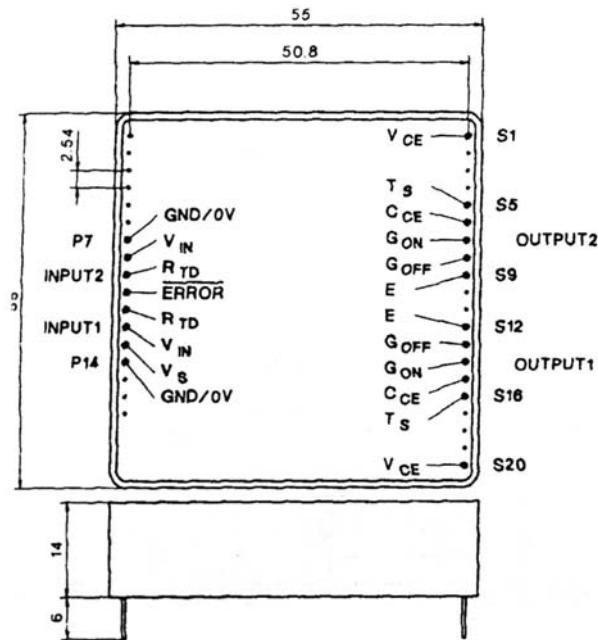


Figura 14.4 - Aspetto esterno e dimensioni di un modulo driver SKHI20

14.5 Il raddrizzatore trifase e il circuito di recupero

Per alimentare l'inverter viene utilizzato un ponte trifase a diodi collegato, a monte, ad un autotrasformatore trifase a rapporto variabile. Il ponte è realizzato con un modulo SKD110/12 prodotto dalla SEMIKRON SEMICONDUCTORS.

Sul lato continua dell'inverter è inserita una batteria di condensatori, costituita dalla serie di due coppie di condensatori in parallelo da 1000 μF ciascuno. Lo scopo di questo filtro è ovviamente quello di limitare le oscillazioni di tensione del bus DC. Ciascun condensatore ha tensione nominale di 386 V e corrente nominale di 10 A. La batteria di condensatori così collegata equivale ad un unico condensatore di capacità pari a 1000 μF con una tensione nominale pari a 772 V e corrente nominale pari a 20 A. Naturalmente in parallelo ad ogni condensatore vi è un'opportuna resistenza di scarica, necessaria per garantire una certa sicurezza nell'operare sul bus DC.

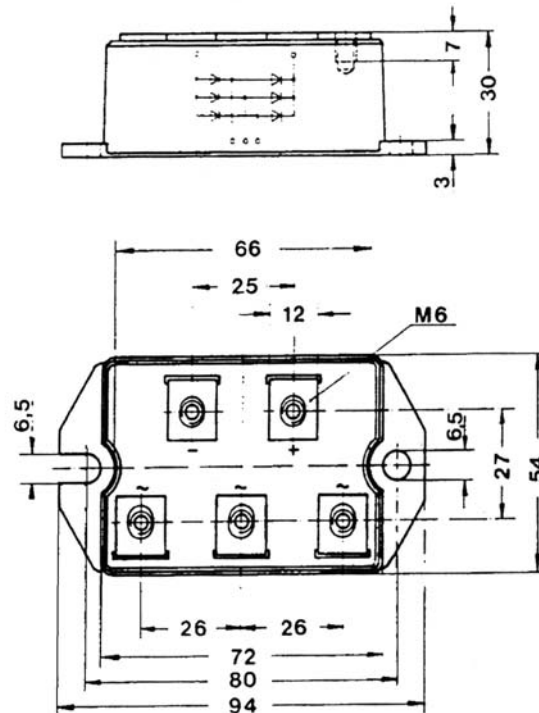


Figura 14.5 - Aspetto esterno e dimensioni del raddrizzatore SKD110/12

Si riporta di seguito la tabella dei dati caratteristici del raddrizzatore:

Grandezza	Condizioni operative	Valore
V_{RRM}	$T_{CASE} = 100^{\circ} C$	1200 V
I_D	$T_{CASE} = 100^{\circ} C$	110 A
I_{FSM}		1200 A
I^2t		7200 A ² s

In tale tabella V_{RRM} è la massima tensione ammissibile per il dispositivo, I_D è la massima corrente media ammissibile per i diodi, I_{FRMS} è la massima corrente in valore efficace ammissibile e I^2t la massima energia specifica passante ammissibile .

Il ponte a diodi, come noto, è unidirezionale, cioè trasmette potenza solo dalla rete al carico e non viceversa. In fase di frenatura il motore funziona da generatore, quindi

l'energia cinetica di questa macchina viene convertita in energia elettrica e tramite l'inverter (bidirezionale in energia) viene ceduta al bus DC. L'energia recuperata non potendo fluire in rete, in quanto bloccata dal raddrizzatore, si accumula sotto forma di energia elettrostatica sui condensatori, provocando un aumento della tensione ai loro capi. Per questo motivo nel circuito è presente un dispositivo di sicurezza, composto da una resistenza di scarica e un interruttore statico, che limita il valore massimo della tensione del bus DC. Quando la tensione lato continua supera un certo valore di riferimento, regolabile mediante un potenziometro posto sulla scheda di comando, entra in azione un IGBT SEMIKRON modello SKM200C che collega in parallelo ai condensatori una resistenza di dissipazione. La figura 14.6 mostra lo schema elettrico del circuito di dissipazione dell'energia recuperata in fase di frenatura.

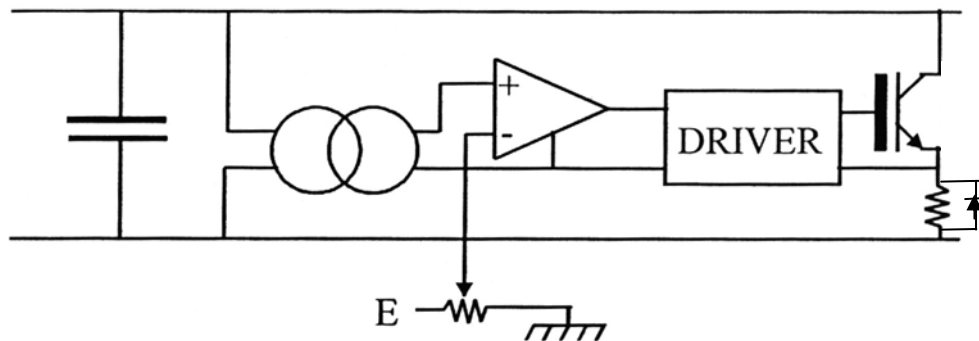


Figura 14.5 - Circuito di dissipazione dell'energia in fase di frenatura

La tensione a cui si stabilizzano i condensatori al termine del transitorio di frenatura, nell'ipotesi che la corrente sul lato continua sia costante e pari a I_{FR} per tutta la frenata, è data da

$$V_{CMAX} = R_{DIS} I_{FR} \cdot \quad (14.5.1)$$

Dall'equazione precedente si può ricavare la resistenza di dissipazione R_{DIS} . Se la macchina frena a coppia nominale in tutto il campo di funzionamento, la corrente sul lato alternata risulta quella nominale. La corrispondente corrente assorbita sul lato continuo si può ricavare semplicemente da un bilancio di potenza secondo l'equazione

$$I_{FR} = I_{DC,N} = \frac{\sqrt{3}VI_N}{E_{DC}}. \quad (14.5.2)$$

Supponendo ancora che la corrente continua diretta verso il ponte raddrizzatore sia costante, risulta che la tensione ai capi dei condensatori nei primi istanti cresce linearmente fino al valore per cui viene inserita la resistenza di dissipazione. Dopo questa fase iniziale la tensione del bus DC tende esponenzialmente al valore di regime con una costante di tempo pari al prodotto della capacità per la resistenza di dissipazione. La figura 14.6 mostra l'andamento del transitorio di carica dei condensatori del bus DC.

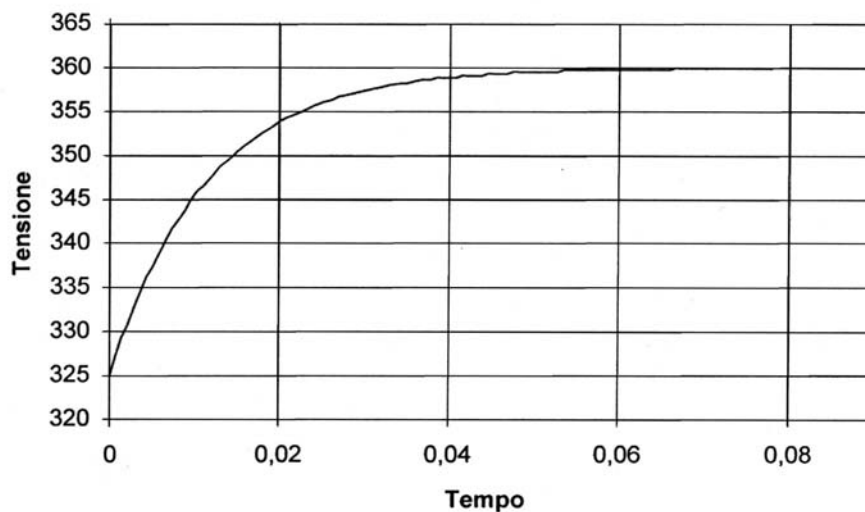


Figura 14.6 - Transitorio di carica dei condensatori del bus DC

Poiché il banco prove è stato realizzato per testare il funzionamento di controlli ad elevata dinamica in fase transitoria, assume grande importanza il valore della potenza elettrica dissipata in fase di frenatura, in quanto esso può essere estremamente elevato. L'energia cinetica che deve essere convertita in elettrica dipende infatti dal quadrato della velocità, per cui anche graduali variazioni di quest'ultima, quando il suo valore è grande, fanno entrare in gioco energie molto superiori rispetto a quelle che si hanno con brusche frenate a velocità basse. Nella figura 14.7 è mostrato un diagramma che riporta l'andamento dell'energia recuperata in fase di frenatura in corrispondenza di

una certo valore della velocità iniziale e di quella finale, nell'ipotesi che la frenata avvenga con una coppia costante pari alla coppia media nell'intervallo di velocità considerato.

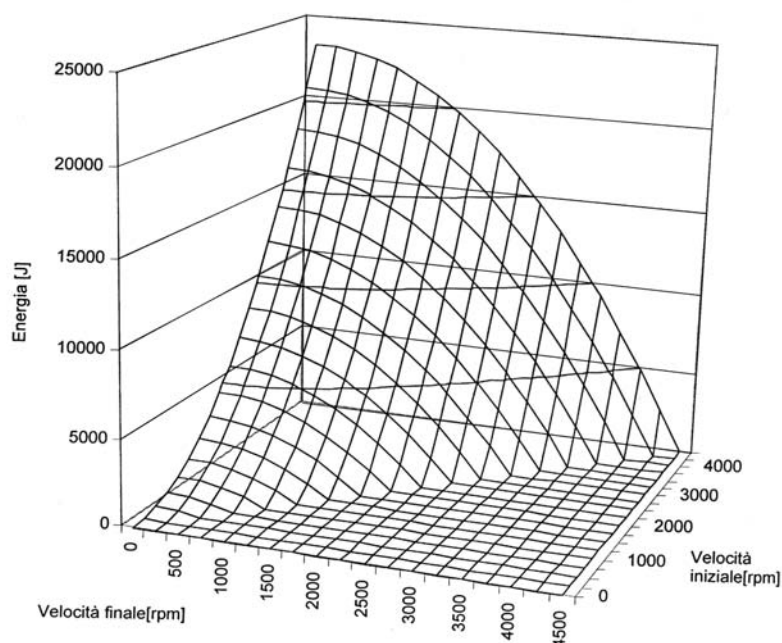


Figura 14.7 - Energia sviluppata in fase di frenatura

Poiché alle alte velocità, limitandosi a considerare il funzionamento nel primo deflussaggio, la macchina lavora nel campo a potenza limite costante e pari al valore nominale, si ha che il valore assunto dalla coppia media durante le frenature è inferiore a quello relativo al funzionamento a bassa velocità, mentre i tempi di rallentamento risultano superiori. Da ciò consegue che la potenza frenante sviluppata nell'intervallo di velocità considerato ha un valore costante e pari a quello nominale, come mostrato nella figura 14.8. Pertanto per dimensionare la resistenza di dissipazione dal punto di vista della massima potenza dissipabile in frenatura occorre fare riferimento alla potenza nominale della macchina.

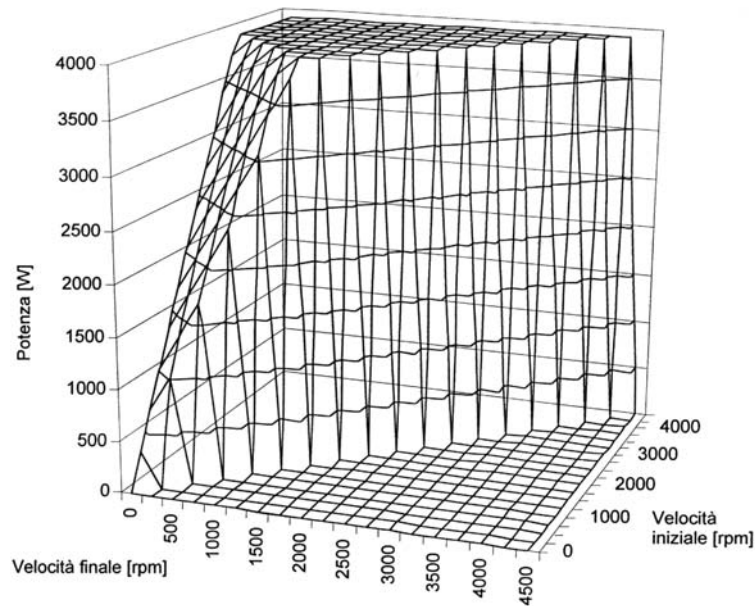


Figura 14.8 - Potenza sviluppata in fase di frenatura

14.6 I trasduttori di corrente e tensione

Per stimare il flusso rotorico e quello statorico è necessario acquisire il valore della tensione lato continua E_{DC} e delle due correnti di fase i_a e i_b . Per l'acquisizione di tali grandezze vengono utilizzati dei trasduttori che forniscono in uscita un segnale in tensione proporzionale alla grandezza da misurare, il quale, dopo essere stato adattato per essere reso compatibile con i livelli di tensione della scheda sulla quale è montato il DSP, viene inviato alla porta analogica della scheda medesima e convertito da analogico a digitale.

In particolare per la misura delle correnti i_a e i_b , da cui viene ricavato il vettore corrente statorica $\vec{i}_s$, vengono utilizzati due trasduttori di corrente ad effetto Hall: due LEM Module del tipo LA 50-P/SP1.

Per ciò che riguarda il principio di funzionamento di un trasduttore LEM si consideri la figura 14.9, nella quale ne è riportato lo schema di principio. La corrente da misurare I si concatena con un nucleo toroidale e vi induce un campo magnetico; una sonda ad effetto Hall, situata nel traferro, rileva tale campo e genera una tensione proporzionale all'intensità del medesimo. Questo segnale di tensione viene poi inviato ad un amplificatore ad elevato guadagno che inietta nell'avvolgimento secondario una

corrente di verso tale da opporsi al campo inducente. Si genera in questo modo una retroazione negativa per cui il sistema risulta in equilibrio solo se il campo magnetico nel toroide è nullo. Il segnale di misura è costituito dalla caduta di tensione sulla resistenza di misura R_M provocata dalla corrente che circola nell'avvolgimento secondario.

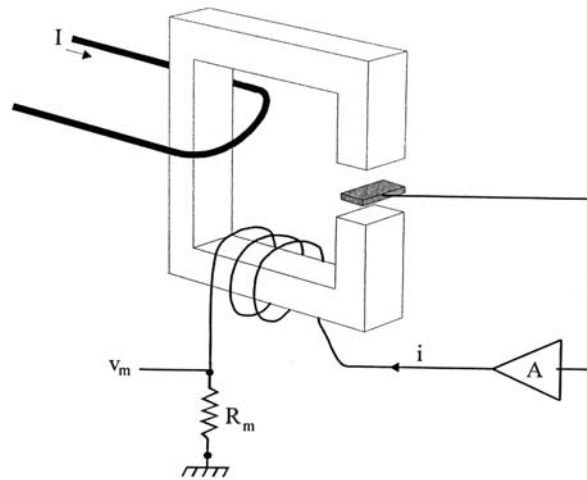


Figura 14.9 - Schema di principio di un trasduttore LEM

Per ciò che concerne invece l'acquisizione della tensione lato continua, si mette in evidenza come essa sia necessaria, nell'ambito della stima dei flussi, per ricavare il vettore tensione stellata statorica $\bar{v}_s$. A rigore quest'ultimo potrebbe anche essere determinato misurando direttamente due delle tre tensioni concatenate ai morsetti di macchina, questo però richiederebbe due trasduttori di tensione anziché uno solo ed inoltre ciascuno di essi dovrebbe avere una elevata banda passante, dal momento che le tensioni da misurare, trovandosi a valle dell'inverter, sono soggette a variazioni con un fronte molto ripido. Misurando invece la tensione sul bus DC e risalendo al vettore tensione stellata statorica $\bar{v}_s$ dalla conoscenza della configurazione dell'inverter, è necessario un solo trasduttore di tensione il quale, peraltro, può avere modeste prestazioni in frequenza essendo collegato in parallelo ad un condensatore di grande capacità in grado livellare la tensione ai suoi capi.

La misura della tensione del bus DC viene operata mediante un trasduttore di tensione ad effetto Hall: il LEM Module LV100, il cui principio di funzionamento è del tutto analogo ai LEM usati per le correnti.

Per utilizzare tale LEM come trasduttore di tensione è necessario fare in modo che la corrente che circola nell'avvolgimento primario sia proporzionale alla tensione da misurare: a questo provvede l'apposita resistenza voltmetrica R_v collegata in serie all'avvolgimento stesso. Nella tabella sotto riportata sono indicate le caratteristiche del trasduttore di tensione LEM del tipo LV100 e nella figura 14.10 sono mostrati il suo aspetto esterno e le sue dimensioni.

Grandezza	Condizioni	Valore
Corrente nominale		10 mA
Campo di misura		$0 \div \pm 20$ mA
Resistenza di misura	$V_S = 15V$, $I = 10mA$	$0 \div 150 \Omega$
Corrente di uscita nominale		50 mA
Rapporto di trasformazione		10000/2000
Accuratezza totale	$T = 25^\circ C$	$\pm 0.7 \%$ di I_N
Corrente di offset massima	$T = 25^\circ C$	± 0.2 mA
Deriva termica dell'offset	$T = 0^\circ C \div +70^\circ C$	± 0.3 mA
Linearità		Migliore di 0.1 %
Tempo di risposta		$20 \div 100 \mu s$

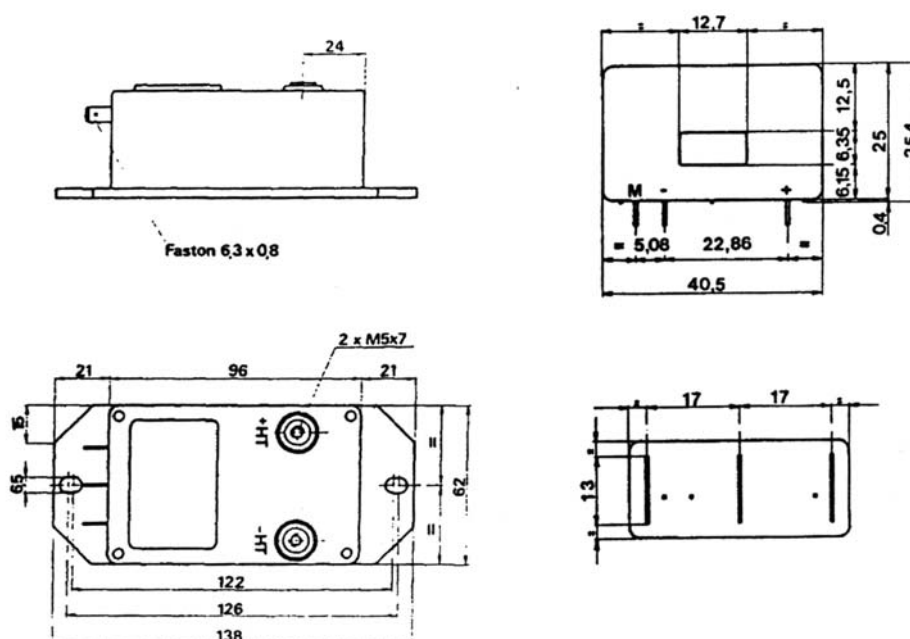


Figura 14.10 - Aspetto esterno e dimensioni di un modulo LEM LV100

Le caratteristiche dei trasduttori di corrente LEM del tipo LA 50-P/SP1 sono invece le seguenti

Grandezza	Condizioni	Valore
Corrente nominale		50 A (RMS)
Campo di misura		0 ÷ 100 A
Resistenza di misura	VS = 15V , I = 50 A	0 ÷ 300 Ω
Corrente di uscita nominale		25 mA
Rapporto di trasformazione		1/2000
Accuratezza totale	T = 25° C	± 0.5% di IN
Corrente di offset massima	T = 25° C	±0.1 mA
Deriva termica dell'offset	T = 0° C ÷ +70° C	±0.2 mA
Linearità		Migliore di 0.1 %
Tempo di risposta		< 1 μs
Derivata corrente inseguibile		> 50A/μs
Larghezza di banda	-1 dB	0 ÷ 150 KHz

Per il trasduttore di corrente il rapporto di trasformazione totale è esprimibile come segue

$$G_{TA} = N \cdot G \cdot R_M \quad (14.6.1)$$

essendo N il numero delle spire avvolte attorno al nucleo toroidale, G il rapporto di trasformazione proprio del LEM di corrente ed R_M la resistenza di misura.

Ponendo $N = 2$, $R_M = 100\Omega$ ed essendo $G = 1/2000$ si ottiene

$$G_{TA} = 2 \cdot 1/2000 \cdot 100 = 0.1 \text{ V/A} \cdot$$

Il trasduttore di tensione dà luogo invece ad un rapporto di trasformazione totale

$$G_{TV} = G \cdot \frac{R_M}{R_V} \quad (14.6.2)$$

dove R_V è la resistenza voltmetrica che converte il segnale di tensione da misurare in un segnale di corrente.

Ponendo $R_V = 30k\Omega$, $R_M = 85\Omega$ ed essendo $G = 10000/2000$ si ricava

$$G_{TV} = \frac{10000}{2000} \cdot \frac{85}{30000} = 0.014.$$

14.7 La scheda di adattamento

I convertitori analogico-digitali del DSP operano con segnali compresi fra 0 e 5V, mentre i segnali provenienti dai LEM di corrente, dato il valore del loro rapporto di trasformazione totale, convertono correnti di valore compreso tra +50A e -50A in segnali di tensione compresi fra +5V e -5V. Per rendere compatibili questi ultimi valori con i livelli di tensione ammessi dai convertitori A/D è necessaria una scheda di adattamento che partendo dal segnale dei LEM generi una tensione positiva data dalla seguente legge

$$V_0 = -\frac{V_S}{2} + 2.5 \quad (14.7.1)$$

in cui V_S rappresenta la tensione d'uscita dai LEM di corrente, mentre V_0 è la tensione d'ingresso al DSP. La scheda di adattamento è costituita dal circuito analogico con amplificatori operazionali illustrato nella figura 14.11.

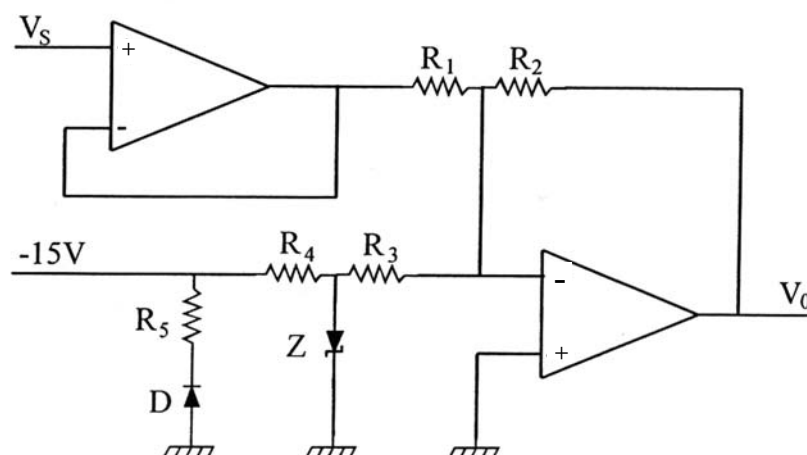


Figura 14.11 - Schema elettrico della scheda di adattamento

L'ingresso del circuito è costituito da uno stadio buffer caratterizzato da elevata impedenza d'ingresso realizzato con un amplificatore operazionale a guadagno unitario a cui viene applicata V_s . Il segnale in uscita da questo stadio entra in un circuito sommatore, realizzato con un secondo amplificatore operazionale, in cui gli viene sommata la tensione V_Z di circa $-5V$ del diodo Zener opportunamente polarizzato in inversa attraverso il circuito costituito dalle resistenze R_3 e R_4 . In presenza dell'alimentazione il led D , polarizzato direttamente, si illumina.

In uscita al circuito si ha la tensione

$$V_0 = -\frac{R_2}{R_1} V_s - \frac{R_2}{R_3} V_Z. \quad (14.7.2)$$

I valori delle resistenze sono stati scelti tenendo conto della legge da realizzare ponendo

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_2}{R_3} = \frac{1}{2}. \quad (14.7.3)$$

Le resistenze R_1 e R_3 sono state ottenute entrambe con un resistore di $33k\Omega$ con in serie un potenziometro da $5k\Omega$ per consentirne la regolazione, mentre R_2 è stata scelta di $18k\Omega$. La resistenza R_4 , infine, di valore pari a 185Ω , è stata ottenuta collegando in parallelo due resistenze di 200Ω e $2.5k\Omega$.

14.8 La scheda di comando

La scheda di comando, per mezzo dei potenziometri su di essa presenti, consente all'operatore di comandare il funzionamento della macchina asincrona. Su di essa convergono, inoltre, tutti i segnali analogici necessari al funzionamento del controllo diretti dall'esterno verso la scheda di sviluppo e viceversa. Il collegamento con il DSP è assicurato da un cavo di tipo *flat* che si innesta nella porta *P2-Analog* che si trova in corrispondenza nell'omonima porta presente sulla scheda del microprocessore e alla quale fanno capo tutti i segnali analogici d'ingresso e di uscita dal medesimo.

I segnali in ingresso alla scheda si attestano a connettori di tipo BNC che riportano la sigla CH. Il numero che segue indica a quale canale di conversione analogico-digitale del DSP è collegato il connettore. Le uscite analogiche che fanno capo ai 4 convertitori digitali-analogici del DSP, sono indicate invece dalla sigla OUT seguita dal numero corrispondente al canale collegato. Sulla scheda di comando è montato anche un potenziometro supplementare al quale diversi programmi possono attribuire un differente significato. Sono presenti inoltre due deviatori: il primo permette di invertire il segno del segnale d'uscita del potenziometro, per consentire all'operatore di effettuare inversioni di velocità o coppia, mentre il secondo trasferisce il controllo del segnale di riferimento di velocità o coppia al piccolo potenziometro siglato TRIM, con cui l'operatore può richiedere alla macchina un gradino di velocità o di coppia di ampiezza regolabile. Quest'ultima condizione è segnalata dall'accensione del led siglato LED3. I led contrassegnati dalle etichette LED1 e LED2 indicano invece lo stato del deviatore DEV1.

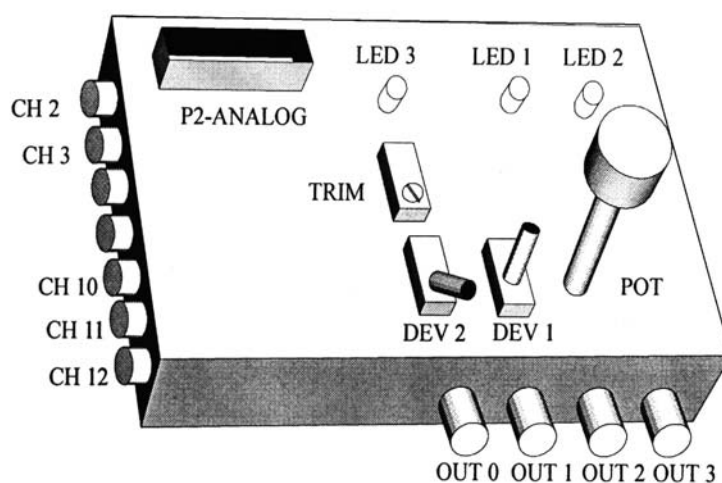


Figura 14.12 - La scheda di comando

La figura 14.12 e la figura 14.13 infine mostrano l'aspetto della scheda di comando e lo schema elettrico del circuito relativo ai potenziometri, ai deviatori e ai led.

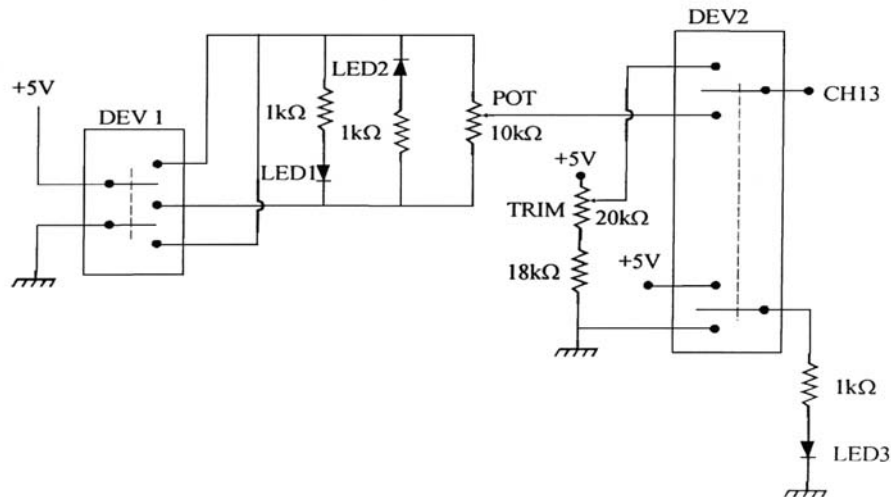


Figura 14.13 - Schema elettrico del circuito dei potenziometri di riferimento

14.9 Il motore asincrono

Per la verifica degli algoritmi di controllo della coppia e del flusso implementati sul sistema di sviluppo, sono stati impiegati due motori asincroni trifase, indicati nel seguito con le lettere A e B. Il primo è stato utilizzato per l'implementazione del controllo SFVC con regolatore di tensione proporzionale-integrale, mentre il secondo per l'implementazione del controllo DSVM e del controllo DSVM predittivo.

Il motore A, le cui fasi sono collegate a triangolo, possiede i seguenti dati di targa:

Potenza nominale	P_N	4KW
Tensione nominale (concatenata)	V_N	190V (Triangolo) 330V (Stella)
Corrente nominale (di linea)	I_N	19.2 A (Triangolo) 11.1 A (Stella)
Velocità di rotazione nominale	n_N	1435 RPM
Coppie di poli	P	2
Frequenza di alimentazione	f_N	50 Hz
Fattore di potenza nominale	$\cos\varphi_N$	0.8
Rendimento nominale	η	84.4%

Dai dati di targa è possibile estrapolare altre grandezze utili a caratterizzare il motore, quali la velocità nominale Ω_N , la coppia nominale C_N e lo scorrimento nominale s_N

$$\Omega_N = \frac{2\pi}{60} n_N = 150 \text{ rad/s}$$

$$C_N = \frac{P_N}{\Omega_N} = 26.7 \text{ Nm}$$

$$s_N = 1 - \frac{p\Omega_N}{2\pi f_N} = 0.045.$$

È possibile inoltre ricavare il modulo del vettore corrente statorica nominale e del vettore tensione statorica stellata nominale secondo la trasformazione di Park. Essi sono dati rispettivamente da

$$i_{s,N} = \sqrt{\frac{3}{2}} \sqrt{2} \cdot I_N = \sqrt{\frac{3}{2}} \sqrt{2} \cdot 19.2 = 33.2 \text{ A} \quad (14.9.1)$$

$$v_{s,N} = \sqrt{\frac{3}{2}} \sqrt{2} \cdot \frac{V_N}{\sqrt{3}} = \sqrt{\frac{3}{2}} \sqrt{2} \cdot \frac{190}{\sqrt{3}} = 190 \text{ V}. \quad (14.9.2)$$

La tensione nominale del bus DC che permette di generare la tensione nominale di funzionamento vale invece

$$E_{DC} = \sqrt{2} \cdot v_{s,N} = 268 \text{ V}. \quad (14.9.3)$$

Altre grandezze necessarie all'implementazione degli algoritmi di controllo sono i parametri resistivi R_S ed R_R e le induttanze L_R , L_S e M . Queste ultime, in teoria, potrebbero essere calcolate rigorosamente qualora fossero noti con precisione la geometria e le caratteristiche dei materiali che compongono la macchina. Nella realtà, poiché simili informazioni non sono normalmente disponibili, per la determinazione di tali grandezze si deve procedere all'esecuzione delle classiche prove industriali di caratterizzazione della macchina asincrona, ossia la prova a vuoto e quella a rotore bloccato.

Per la determinazione dei parametri di macchina mediante le prove di tipo industriale si è fatto riferimento al circuito equivalente monofase semplificato della macchina

asincrona che nella rappresentazione con le fasi collegate a stella assume l'aspetto mostrato nella figura 14.14.

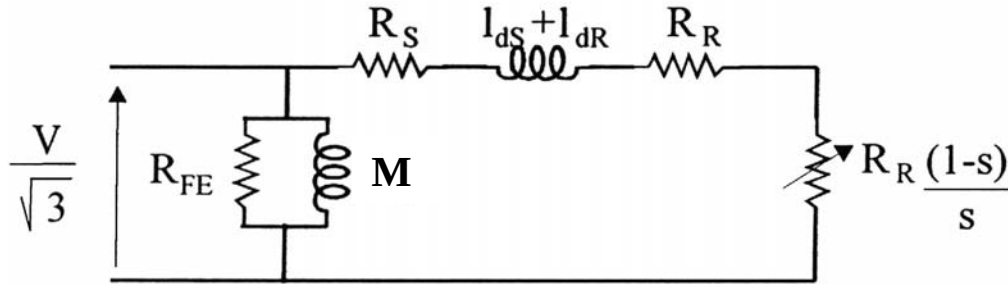


Figura 14.14 - Circuito equivalente monofase semplificato della macchina asincrona

Dalla prova a vuoto, eseguita alimentando la macchina alla tensione nominale e alla frequenza nominale, si ricava la potenza attiva assorbita P_0 e la corrente I_0 da cui si ricava

$$R_{FE} = \frac{3 \left(\frac{V}{\sqrt{3}} \right)^2}{P_0}. \quad (14.9.4)$$

Per il calcolo di M si ha invece

$$Q_0 = \sqrt{\left(\frac{3V}{\sqrt{3}} I_0 \right)^2 - P_0^2} \quad (14.9.5)$$

$$M = \frac{3 \left(\frac{V}{\sqrt{3}} \right)^2}{\omega Q_0}. \quad (14.9.6)$$

Indicate rispettivamente con P_{cc} , V_{cc} e I_{cc} la potenza attiva, la tensione concatenata e la corrente misurate nella prova a rotore bloccato, è possibile ricavare la potenza apparente e reattiva

$$A_{CC} = 3 \frac{V_{CC}}{\sqrt{3}} I_{CC} \quad (14.9.7)$$

$$Q_{CC} = \sqrt{A_{CC}^2 - P_{CC}^2} . \quad (14.9.8)$$

Poiché i valori delle potenze qui ricavate sono gravati dal termine relativo al ramo trasversale del circuito equivalente, le potenze assorbite dal ramo longitudinale vanno depurate da questo contributo. Si ha pertanto

$$P'_{CC} = P_{CC} - 3 \frac{\left(\frac{V_{CC}}{\sqrt{3}} \right)^2}{R_{FE}} \quad (14.9.9)$$

$$Q'_{CC} = Q_{CC} - 3 \frac{\left(\frac{V_{CC}}{\sqrt{3}} \right)^2}{\omega L_M} \quad (14.9.10)$$

$$A'_{CC} = \sqrt{P_{CC}'^2 + Q_{CC}'^2} . \quad (14.9.11)$$

La corrente I'_{CC} che circola nel ramo longitudinale del circuito equivalente vale

$$I'_{CC} = \frac{A'_{CC}}{3 \frac{V_{CC}}{\sqrt{3}}} . \quad (14.9.12)$$

Dalle potenze ricavate si può calcolare la somma delle resistenze statorica e rotorica e la somma delle induttanze dispersione statorica e rotorica

$$R_S + R_R = \frac{P'_{CC}}{3 I_{CC}'^2} \quad (14.9.13)$$

$$l_{dS} + l_{dR} = \frac{Q'_{CC}}{3 \omega I_{CC}'^2} . \quad (14.9.14)$$

Avendo ricavato la resistenza statorica da una misura voltamperometrica a corrente continua a temperatura ambiente, nell'ipotesi che la temperatura della macchina non abbia subito grosse variazioni dalla prova a vuoto a quella a rotore bloccato, che la resistenza statorica in corrente alternata coincida con quella in corrente continua (come effettivamente accade essendo l'avvolgimento statorico del motore composto da conduttori filiformi di piccola sezione) e che i fenomeni di addensamento di corrente nelle barre del rotore siano trascurabili, si può ricavare la resistenza rotorica semplicemente dall'equazione

$$R_R = \frac{P'_{CC}}{3I'^2_{CC}} - R_S. \quad (14.9.15)$$

Per quanto riguarda le induttanze di dispersione, assumendo per comodità che siano uguali, si ha

$$l_{dS} = l_{dR} = \frac{1}{2} \frac{Q'_{CC}}{3\omega I'^2_{CC}}. \quad (14.9.16)$$

Relativamente alle induttanze L_S e L_R , si fa poi l'ipotesi che anch'esse siano uguali e date dalla seguente espressione

$$L_S = L_R = l_{dS} + M. \quad (14.9.17)$$

Infine per il parametro $L'_S = \sigma L_S$ si ha

$$\begin{aligned} L'_S = \sigma L_S &= \frac{L_S L_R - M^2}{L_R} = \frac{(l_{dS} + M)(l_{dR} + M) - M^2}{l_{dR} + M} = \\ &= \frac{l_{dS} M + l_{dR} M + l_{dS} l_{dR}}{l_{dR} + M} \cong \frac{M(l_{dR} + l_{dS})}{M} = l_{dS} + l_{dR}. \end{aligned} \quad (14.9.18)$$

Si osserva che una stima errata dei parametri di macchina, in algoritmi di controllo particolarmente sofisticati come quello necessario per implementare la tecnica SFVC, può portare all'instabilità del sistema. In particolare questo problema può verificarsi in caso di sovrastima di R_S , σL_S e L_S/M .

Per questo motivo la fase di stima dei parametri di macchina a partire dalla prova a vuoto e a rotore bloccato va sempre affiancata da una adeguata fase di taratura dei medesimi, eseguita in sede sperimentale, al fine di garantire la stabilità e le prestazioni richieste dal buon funzionamento del controllo.

Per il motore A in questione i parametri che hanno fornito i migliori risultati nell'implementazione del controllo SFVC con regolatore di tensione proporzionale-integrale sono riportati nella tabella sottostante

R_S	0.3275 Ω
L_S	34.87 mH
L_R	34.87 mH
M	32.785 mH
R_R	0.6 Ω
σL_S	4.037 mH
L_S/M	1.063

L'algoritmo di controllo richiede, oltre alla conoscenza dei parametri sopraelencati, la conoscenza del flusso statorico nominale e del flusso rotorico nominale.

Il flusso statorico nominale, trascurando la caduta sulla resistenza statorica, vale

$$\varphi_{S,N} \cong \frac{V_{S,N}}{\omega_s} = \frac{190}{314} = 0.6 \text{ Wb.} \quad (14.9.19)$$

Il modulo del flusso rotorico è legato a quello del flusso statorico dall'equazione

$$\varphi_{S,N}^2 = \left(\frac{L_S}{M} \right)^2 \left(\varphi_{R,N}^2 + \left(\frac{\sigma L_S}{p \varphi_{R,N}} C_N \right)^2 \right) \quad (14.9.20)$$

da cui si ricava

$$\varphi_{R,N} = 0.56 \text{ Wb.}$$

Per tenere conto dell'approssimazione introdotta nei calcoli trascurando la caduta di tensione sulla resistenza statorica, all'atto dell'implementazione del controllo SFVC su

DSP, si è ritenuto opportuno abbassare il valore del flusso rotorico nominale rispetto a quello appena calcolato di una quantità pari a circa il 10%, portandolo al nuovo valore

$$\varphi_{R,N} = 0.52 \text{ Wb.}$$

In ultimo si evidenzia che il motore A è dotato di una ventola per il raffreddamento forzato, in quanto presenta una elevata corrente magnetizzante ed una costruzione particolarmente compatta che non favorisce lo scambio termico naturale. La ventola è azionata da un motore asincrono monofase, avviato a condensatore, avente una tensione nominale di 220 V e una corrente nominale di 0.35 A.

Per quanto concerne il motore B, anch'esso avente le fasi connesse a triangolo, i dati di targa sono i seguenti:

Potenza nominale	P_N	4KW
Tensione nominale (concatenata)	V_N	220V (Triangolo) 380V (Stella)
Corrente nominale (di linea)	I_N	16.6 A (Triangolo) 9.6 A (Stella)
Velocità di rotazione nominale	n_N	1440 RPM
Coppie di poli	P	2
Frequenza di alimentazione	f_N	50 Hz
Fattore di potenza nominale	$\cos\varphi_N$	0.83

La velocità nominale Ω_N , la coppia nominale C_N e lo scorrimento nominale s_N valgono

$$\Omega_N = \frac{2\pi}{60} n_N = 150 \text{ rad/s}$$

$$C_N = \frac{P_N}{\Omega_N} = 26.7 \text{ Nm}$$

$$s_N = 1 - \frac{p\Omega_N}{2\pi f_N} = 0.045 \cdot$$

Il modulo del vettore corrente statorica nominale e del vettore tensione statorica stellata nominale valgono invece

$$i_{s,N} = \sqrt{\frac{3}{2}} \sqrt{2} \cdot I_N = \sqrt{\frac{3}{2}} \sqrt{2} \cdot 16.6 = 28.7 \text{ A} \quad (14.9.21)$$

$$v_{s,N} = \sqrt{\frac{3}{2}} \sqrt{2} \cdot \frac{V_N}{\sqrt{3}} = \sqrt{\frac{3}{2}} \sqrt{2} \cdot \frac{220}{\sqrt{3}} = 220 \text{ V} . \quad (14.9.22)$$

Per quanto riguarda la tensione nominale del bus DC si ha

$$E_{DC} = \sqrt{2} v_{s,N} = 311 \text{ V} . \quad (14.9.23)$$

La determinazione dei parametri di macchina è stata eseguita come nel caso del motore A, ossia procedendo al calcolo di un loro primo valore per mezzo delle prove a vuoto e a rotore bloccato e alla loro successiva taratura in sede sperimentale. I parametri che si sono dimostrati ottimali nell'implementazione del controllo DSVM e del controllo DSVM predittivo sono elencati nella tabella che segue

R_S	0.40 Ω
L_S	51.65 mH
L_R	51.65 mH
M	50 mH
R_R	0.36 Ω
σL_S	3.254 mH
L_S/M	1.033

Il flusso statorico nominale, trascurando come al solito la resistenza statorica, risulta pari a

$$\varphi_{s,N} \cong \frac{v_{s,N}}{\omega_s} = \frac{220}{314} = 0.7 \text{ Wb}.$$

Il calcolo del modulo del flusso rotorico nominale viene effettuato come nel caso del motore precedente, partendo dall'equazione (14.9.20), da cui si ottiene il seguente valore

$$\varphi_{R,N} = 0.67 \text{ Wb}$$

e procedendo poi all'applicazione di un coefficiente riduttivo al valore precedentemente calcolato per tenere conto delle cadute di tensione statoriche. Dopo ripetute operazioni di messa a punto sperimentale il suo valore è stato posto pari a

$$\varphi_{R,N} = 0.57 \text{ Wb.}$$

Capitolo 15

L'implementazione del controllo SFVC

15.1 Il diagramma di flusso dell'algoritmo di controllo

La tecnica di controllo SFVC con stimatore in tensione illustrata nel capitolo 9 è stata implementata in linguaggio Assembler sul sistema di sviluppo descritto nel capitolo 12 al fine di valutarne sperimentalmente il comportamento e verificarne l'applicabilità al controllo di un motore asincrono destinato alla trazione elettrica veicolare. L'algoritmo di controllo sviluppato ha una struttura ciclica, ossia è costituito da una serie di moduli di programma (routine), eseguiti in successione, i quali vengono elaborati dal microprocessore con una periodicità fissa stabilita dal tempo di ciclo per la modulazione SVM dell'inverter. La macchina asincrona comandata è costituita dal motore A, le cui caratteristiche sono quelle riportate nel capitolo precedente, mentre il diagramma di flusso dell'algoritmo di controllo è quello mostrato nella figura 15.1. In tale diagramma ogni blocco rappresenta una routine di programma o un gruppo di routine di programma deputate all'esecuzione di un certo tipo di operazioni finalizzate ai calcoli di modulazione o alla configurazione dei registri interni al DSP per l'impostazione hardware e software delle funzioni richieste dal controllo.

Nei paragrafi che seguono per ogni blocco viene indicato il nome della routine (o delle routine) a cui questo fa riferimento, così come denominata nel codice Assembler, mentre nell'appendice vengono riportati i listati completi e commentati del codice sorgente e di tutte le parti dichiarative e di supporto in esso incluse in fase di compilazione.

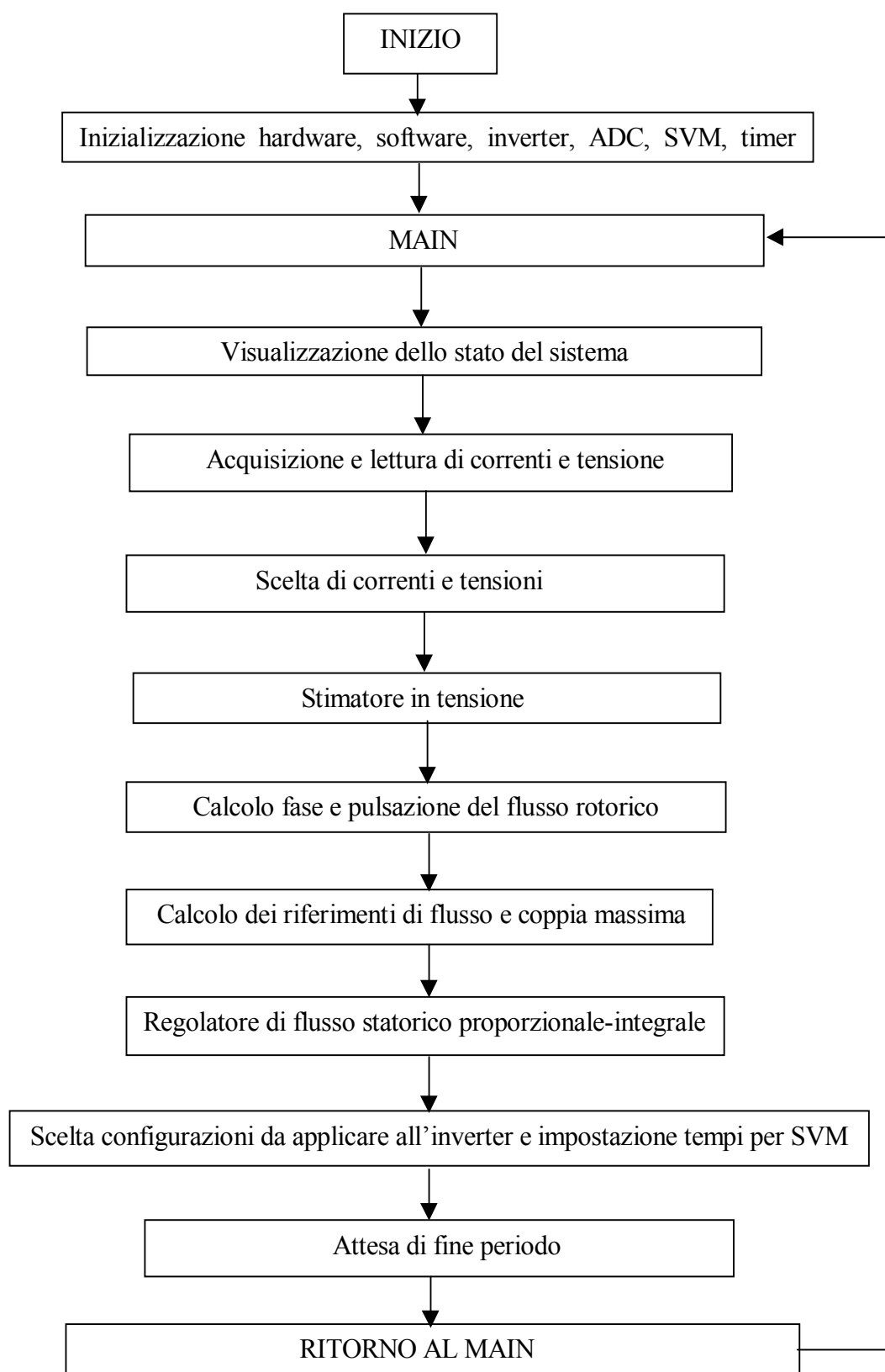


Figura 15.1 - Diagramma di flusso dell'algoritmo di controllo

15.2 Inizializzazione hardware e software

La routine di inizializzazione dell'hardware, denominata **Iniz_Hardware**, ha il compito di eseguire alcune importanti operazioni preliminari per l'impostazione del funzionamento del sistema. Esse sono le seguenti:

- Disabilitazione degli interrupt
- Impostazione della frequenza di clock del sistema
- Impostazione dei cicli di attesa per ingressi ed uscite (*wait state*)
- Disabilitazione del *Watch Dog*.

Per quello che riguarda la frequenza di clock, occorre distinguere tra la frequenza di lavoro del processore (CPUCLK), impostata al valore di 20 MHz, e la frequenza di lavoro delle periferiche esterne, la quale invece è stata posta pari a 10MHz. Il raddoppio della frequenza di clock del DSP avviene per mezzo di un circuito PLL (*Phase Locked Logic*), ovvero un circuito ad aggancio di fase, esterno al microprocessore, che moltiplica per due la frequenza del segnale d'ingresso conservandone la fase.

La routine di inizializzazione delle variabili, **Iniz_Variabili**, si occupa poi di fissare un valore iniziale per tutte le variabili utilizzate nel programma, in modo che esse possiedano tutte un valore opportuno all'inizio del ciclo di controllo vero e proprio.

15.3 Inizializzazione Inverter e ADC

La routine di inizializzazione dell'inverter, **Iniz_Inverter**, per prima cosa azzerava i timer del microprocessore ed i relativi contatori, quindi attiva il TIMER1 con periodo uguale a 312,5 μ s, cioè 1/64 della tensione di rete. In questa fase all'inverter viene comandato di mantenere aperti tutti i rami. Questa procedura consente di effettuare il reset via software dei driver dell'inverter, rendendoli così operativi.

La routine di inizializzazione dei convertitori analogico-digitali, **Iniz_ADC**, imposta la durata della conversione A/D, infatti, secondo le specifiche del microprocessore, per avere l'accuratezza desiderata della conversione, occorre che essa duri sei periodi di ciclo, ciascuno di durata non inferiore a 1 μ s. Allo scopo di ottenere ciò si inserisce un

divisore di frequenza per portare il periodo di lavoro dei convertitori al valore desiderato.

15.4 Inizializzazione SVM e timer

Dei tre *timer* presenti sul DSP utilizzato, il numero uno viene impiegato per la generazione di un'onda triangolare, programmandolo in modalità di conteggio continuo *up/down*. Attraverso il registro T1PR, si può impostare il numero di cicli di conteggio che il timer effettuerà tra una inversione e l'altra e pertanto il periodo dell'onda triangolare. Tale periodo vale

$$T_C = 2 \cdot T1PR \cdot \frac{1}{f_{CPU}} \quad (15.4.1)$$

Considerando che la frequenza del microprocessore f_{CPU} è pari a 20MHz e che il tempo di ciclo utilizzato per il controllo è stato fissato a 200μs, è immediato calcolare il valore da assegnare al registro T1PR, in modo da ottenere l'onda triangolare desiderata. Tale valore risulta essere T1PR = 2000.

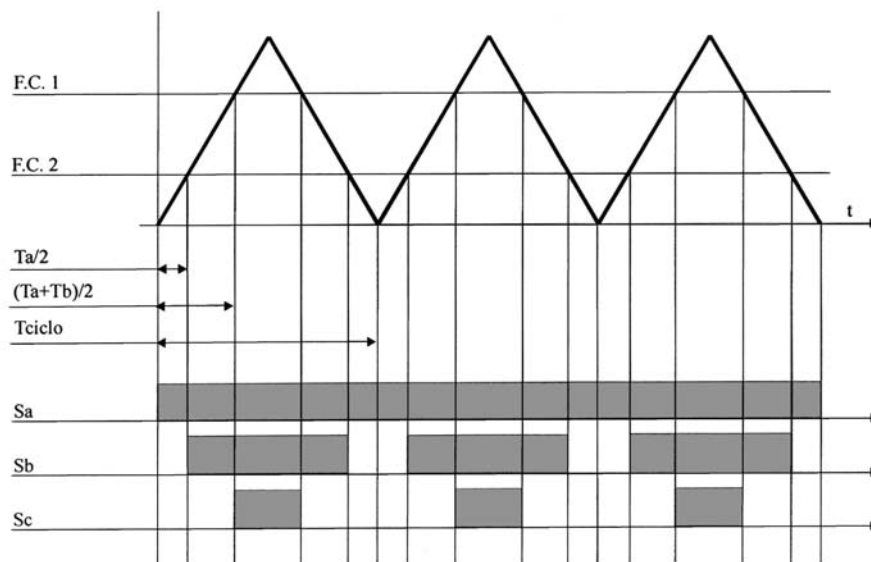


Figura 15.2 - Generazione dei cicli di lavoro degli interruptori statici dell'inverter con la tecnica SVM simmetrica a cinque settori a nulla centrale

Nella parte dedicata al sistema di sviluppo si è già fatto presente che il microprocessore dispone di tre comparatori semplici, utilizzati normalmente come puri contatori, e sei comparatori completi, impiegati per effettuare modulazioni di tipo PWM o SVM, le cui uscite sono associate ad appositi piedini situati sulla porta di comunicazione della scheda e che mentre i comparatori semplici dispongono ciascuno di una uscita, quelli completi ne hanno due ciascuno.

Poichè il microprocessore dispone internamente di una logica a stati finiti che si occupa di stabilire quali siano i rami dell'inverter che devono commutare durante la modulazione SVM, diventa necessario fornire al DSP solo il semiperiodo di applicazione del primo vettore base e il semiperiodo di applicazione dei due vettori base adiacenti al settore di modulazione, nonché il codice binario che identifica il primo vettore tensione da generare.

Se si utilizzano due comparatori completi, attraverso il confronto dei tempi assegnati con il valore assunto dal contatore associato al timer, la logica interna provvede a mandare sui piedini di uscita dedicati alla comunicazione con i driver dell'inverter i segnali di accensione o spegnimento corretti per ciascuno dei suoi rami.

15.5 Visualizzazione dello stato del sistema

Al fine di rendere agevole la visualizzazione dello stato di funzionamento del controllo da parte dell'operatore, è stata prevista la possibilità di accendere i led presenti sulla scheda DSP. Attraverso la routine **Accendi_Led**, si ha infatti che in ogni ciclo di modulazione è possibile impostare il contenuto del registro LEDSTATUS in modo da provocare l'accensione dei led desiderati in funzione dello stato di alcune variabili di programma.

I led presenti sulla scheda hanno il seguente significato:

- LED 0÷2: indicano il settore in cui viene modulato il vettore tensione (led 0 per i settori 1 e 2; led 1 per i settori 3 e 4 e led 2 per i settori 5 e 6)
- LED 3: la sua accensione indica che la velocità del motore viene stimata in modalità *periodimetro*
- LED 4: la sua accensione indica che la velocità del motore viene stimata in modalità *frequenzimetro*
- LED 5: la sua accensione indica l'entrata in funzione del limitatore di coppia

- LED 6: la sua accensione indica l'entrata della macchina nella zona di primo deflussaggio
- LED 7: la sua accensione indica l'entrata della macchina nella zona di secondo deflussaggio
- LED Ext Flag: il suo spegnimento indica l'entrata in funzione del limitatore di tensione.

Oltre alla gestione dei led nel programma è presente anche la routine **Write_Dac**, la quale consente di trasferire le grandezze utili all'analisi del funzionamento del controllo sui convertitori digitali-analogici presenti sulla scheda di sviluppo. Ciò permette di prelevare su quattro uscite analogiche della scheda di comando le grandezze desiderate allo scopo di visualizzarne l'andamento su un oscillografo. Le grandezze convertibili da digitale ad analogico possono essere selezionate attraverso l'impostazione dello stato ON/OFF degli interruttori presenti sul modulo microswitch della scheda digitale di controllo. La tabella seguente fornisce un esempio del tipo di grandezze visualizzabili e del canale di conversione da cui possono essere prelevate settando ON lo switch corrispondente.

SWITCH	DAC0	DAC1	DAC2	DAC3
1			Ts	Ia
2			Ts	w
3			Fsd_stm	Fsq_stm
4	tempw	K3		

15.6 Acquisizione e lettura di correnti e tensione

Per la conversione analogico-digitale dei segnali in ingresso, ossia delle correnti di due fasi e della tensione del bus DC, sono state realizzate due routine separate: la prima, denominata **Acq_correnti**, serve ad abilitare la conversione analogico-digitale del DSP sui canali 3 e 11 riservati alle correnti delle fasi A e B, mentre la seconda, denominata **Acq_tensioni**, serve ad abilitare i canali 4 e 14 per la tensione del bus DC e per il riferimento di coppia fissato dal potenziometro della scheda di comando.

Il valore che si ottiene dalla conversione analogico-digitale di una grandezza è contenuto nei bit (15-6) del registro FIFOx ($x=1,2$). Per la determinazione del risultato della conversione, dapprima si disabilita la modalità di rappresentazione con estensione di segno delle grandezze interne al DSP, per evitare che essa dia luogo a risultati indesiderati, dopo di che il valore del registro FIFOx viene copiato nell'accumulatore traslato a sinistra di dieci bit. In tal modo il valore ottenuto dalla conversione viene ad occupare i bit (25-16) dell'accumulatore.

A questo punto le operazioni da eseguire su questa stringa di bit dipendono dal tipo di grandezza acquisita, ossia dal fatto che questa possa assumere un segno positivo o negativo, come nel caso di una corrente, oppure debba possedere soltanto un segno positivo, come avviene per la tensione del bus DC. Nel caso di una corrente, per recuperare il segno del segnale convertito, viene riattivata l'estensione di segno, quindi viene sottratto dall'accumulatore il valore 511 traslato a sinistra di 16 bit e dopo aver invertito il segno del risultato viene memorizzata la parte alta dell'accumulatore nella relativa variabile. Si nota che prima di procedere alla memorizzazione finale del risultato della conversione nella cella di memoria riservata alla grandezza acquisita, viene effettuata una moltiplicazione della stessa per il fattore di scala necessario a convertire una variabile a 10 bit con segno, risultante dal salvataggio del contenuto del registro FIFOx con il segno recuperato, in una variabile a 16 bit con segno. Nel caso della tensione del bus DC, invece, dopo avere salvato il risultato della conversione nei bit (25-16) dell'accumulatore con estensione di segno disattivata, quest'ultima modalità viene riattivata, e la grandezza, dopo essere stata moltiplicata per il fattore di scala che consente di rappresentarla a 16 bit con segno, viene direttamente salvata in una locazione di memoria.

15.7 Scelta di correnti e tensione

L'esperienza ha mostrato come i segnali campionati risultino particolarmente affetti da rumore, soprattutto in corrispondenza della transizione del vettore tensione modulato dall'inverter da un settore all'altro. Tali disturbi possono determinare dei picchi di tensione sia sui segnali provenienti dai trasduttori di corrente e di tensione del bus DC che sul segnale di riferimento del potenziometro, tali in alcuni casi da mandare il convertitore A/D a fondo scala con effetti disastrosi sul controllo.

Allo scopo di limitare gli effetti di questi disturbi, si è inizialmente implementato nell'algoritmo di controllo un filtro euristico tradizionale, basato su una doppia lettura del segnale da filtrare, il quale è stato impiegato sia per le correnti che per la tensione del bus DC. La doppia lettura delle correnti è stata effettuata nelle routine **Leggi_Correnti1** e **Leggi_Correnti2**, mentre quella della tensione lato continua nelle routine **Leggi_Tensioni1** e **Leggi_Tensioni2**. A valle di tali coppie di routine, nel programma sorgente sono state posizionate le routine **Scegli_Corrente** e **Scegli_Tensione**, ossia quelle in cui viene effettuata l'operazione di filtraggio vera e propria che opera la soppressione dei disturbi scegliendo tra le due letture effettuate quella più vicina alla misura del ciclo precedente. Il filtro euristico tradizionale in questione, in base alle prove sperimentali eseguite, si è dimostrato efficace fino a velocità di rotazione della macchina dell'ordine di 3000 giri/min, mentre al di sopra di questo valore ha evidenziato problemi sulla scelta del valore delle correnti. Per comprendere la natura di questi ultimi, si supponga ad esempio che la macchina funzioni a regime a diverse velocità. Quanto più questa è alta, tanto maggiore risulta la frequenza di funzionamento e tanto minore è il numero di campionamenti di corrente in un periodo di sinusoide. Quando la macchina assorbe correnti sostenute, il valore di ciascuna di esse tra un campionamento e l'altro è significativamente diverso e questo aumenta la probabilità di scegliere un campione errato per effetto di un disturbo sovrapposto al segnale utile. Nella figura 15.3 è riportato un esempio qualitativo dell'errore commesso dal filtro euristico tradizionale su un corrente acquisita.

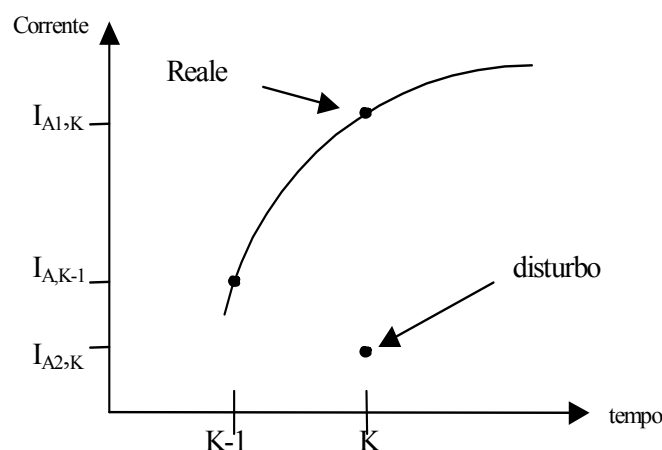


Figura 15.3 - Errore commesso dal filtro euristico tradizionale

Dalla figura si nota subito che il valore corretto della corrente da acquisire all'istante k è I_{A1} . Il filtro però, per le modalità con cui opera, scarta I_{A1} e sceglie I_{A2} , essendo questo valore più prossimo all'acquisizione fatta al campionamento precedente. Poiché dal valore delle correnti dipendono i calcoli di modulazione, una loro errata acquisizione è causa di gravi malfunzionamenti del controllo con conseguenze sia udibili che visibili su oscillografo, come riportato nelle figure 15.4 e 15.5.

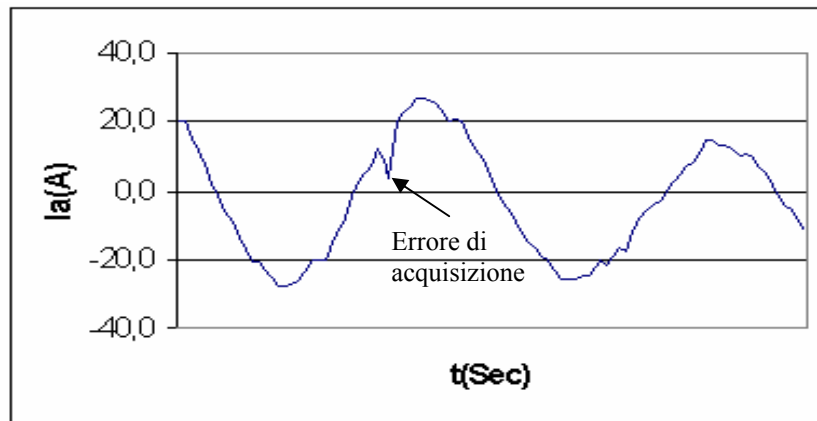


Figura 15.4 - Errore sull'acquisizione di una corrente

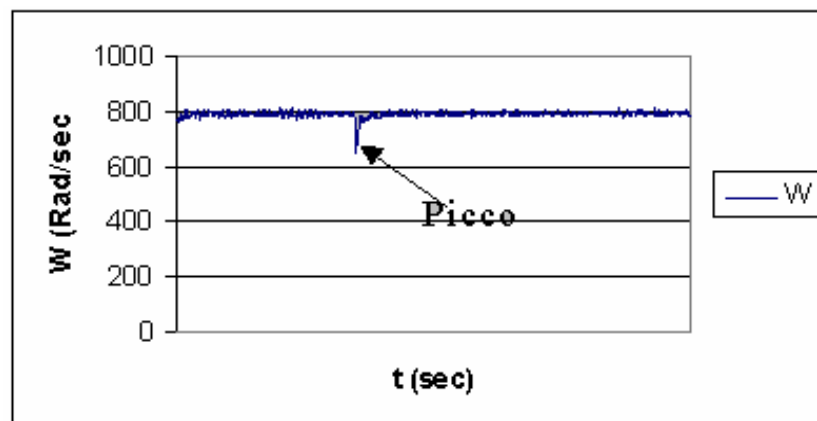


Figura 15.5 - Effetto dell'errata acquisizione di una corrente sulla stima della pulsazione rotorica

Uno degli effetti più evidenti causati dall'errata acquisizione del filtro euristico tradizionale, a parte la forma d'onda della corrente stessa, visibile in figura 15.4, è quello alterare la stima della pulsazione del flusso rotorico. Infatti sperimentalmente si è osservato che nel funzionamento di regime l'errata acquisizione di una corrente determina sovente un notevole picco di distorsione sulla pulsazione rotorica stimata, sebbene la velocità sia costante. Ciò è una diretta conseguenza del fatto che il calcolo della pulsazione rotorica viene effettuato tramite la fase del vettore flusso rotorico, la cui stima dipende strettamente dal valore delle correnti.

Per eliminare i problemi presentati dal filtro euristico tradizionale, in una fase successiva di sviluppo dell'algoritmo, è stato perciò ideato un criterio di scelta per la corrente basato sul confronto di entrambe le letture I_{A1} e I_{A2} con un valore di corrente calcolato mediante la derivata di questa grandezza nei cicli precedenti. In particolare come valore di confronto si è considerato quello ottenuto dalla media pesata fra la corrente acquisita al ciclo precedente $I_{A,K-1}$ e quella ricavata prolungando la tangente al grafico della corrente nel punto di ascissa $K-2$ fino al punto di ascissa K .

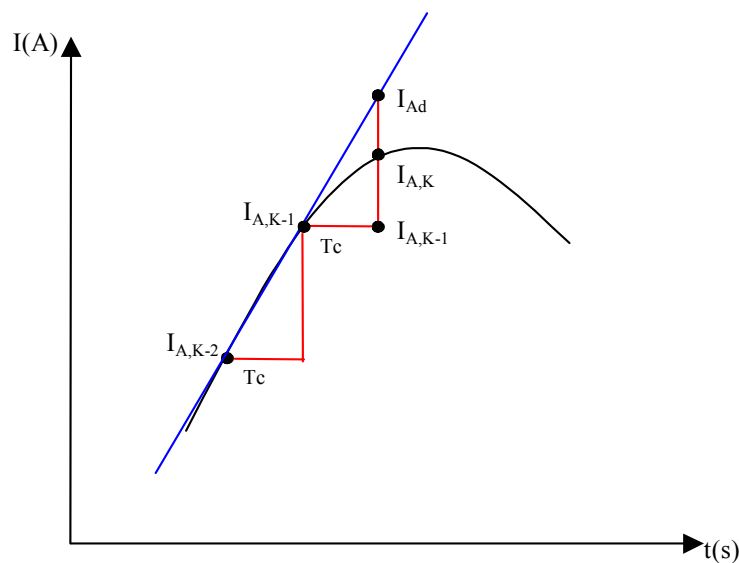


Figura 15.6 - Principio del filtro euristico pesato

Come si può notare dalla figura 15.6, la pendenza di tale tangente viene ricavata in modo approssimato calcolando il rapporto incrementale della corrente tra gli istanti $K-1$ e $K-2$

$$\left(\frac{dI_A}{dt}\right)_{K-2} \cong \frac{I_{A,K-1} - I_{A,K-2}}{T_c} \quad (15.7.1)$$

Il valore della corrente I_{Ad} per il confronto con i campioni acquisiti si ricava facilmente dalla seguente espressione

$$I_{Ad} = I_{A,K-1} + \left(\frac{dI_A}{dt}\right)_{K-2} T_c \cong 2I_{A,K-1} - I_{A,K-2} \quad (15.7.2)$$

Facendo la media pesata fra i due termini di confronto si ottiene

$$I_{AP,K} = (1 - \text{peso})I_{A,K-1} + \text{peso}(I_{Ad}) \quad (15.7.3)$$

ovvero

$$I_{AP,K} = I_{A,K-1} + \text{peso} I_{A,K-1} - \text{peso} I_{A,K-2} \quad (15.7.4)$$

dove il coefficiente *peso* è un numero reale compreso fra 0 e 1 che può essere variato a piacimento nella sezione FATTORI dell'applicazione *Scalizzatore.xls*. Come risulta chiaro, se *peso* è uguale a zero si ricade esattamente nel caso del filtro euristico tradizionale, mentre se *peso* è uguale a uno il termine di confronto è determinato completamente dalla derivata nel punto K-2, coincidendo con I_{Ad} .

Dalle prove sperimentali condotte sul controllo SFVC con stimatore in tensione è emerso che con un valore del coefficiente *peso* pari a 0.8 è possibile ridurre notevolmente gli errori di acquisizione sulle correnti in tutto il campo di variazione della velocità della macchina, evitando che si manifestino quelle anomale condizioni di funzionamento precedentemente descritte.

Nella routine **Scegli_Corrente** è stata implementata pertanto l'espressione (15.7.4) del filtro euristico pesato anziché quella del filtro euristico tradizionale, indicando con i nomi I_{AV} e I_{AVV} le variabili $I_{A,K-1}$ e $I_{A,K-2}$. Ovviamente lo stesso tipo di filtro previsto per la corrente I_A è stato implementato allo stesso modo e con lo stesso valore del coefficiente *peso* anche per l'acquisizione della corrente I_B .

All'interno della suddetta routine, a valle del filtraggio sulle correnti I_A e I_B , viene calcolata anche la corrente della fase C e vengono ricavate le componenti sugli assi $\{d,q\}$ del vettore corrente statorica $\bar{i}_s$ applicando la (9.4.1.3) del capitolo 9.

Riportando quest'ultima espressione alla rappresentazione interna e separando le componenti d e q si ottiene

$$\hat{i}_d = \left(\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{i^*}{i_s^*} \right) \hat{i}_A = CC1 \cdot \hat{i}_A \quad (15.7.5)$$

$$\hat{i}_q = \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{i^*}{i_s^*} \right) \hat{i}_A + \left(\frac{2}{\sqrt{2}} \frac{i^*}{i_s^*} \right) \hat{i}_B = CC2 \cdot \hat{i}_A + CC3 \cdot \hat{i}_B \quad (15.7.6)$$

essendo i^* il fattore di scala delle correnti di fase acquisite e i_s^* il fattore di scala del vettore corrente statorica.

Per quanto riguarda infine la tensione del bus DC, si osserva come essendo questa una grandezza mediamente costante, o comunque variabile molto lentamente nel tempo, il filtro euristico tradizionale funzioni perfettamente nell'eliminare i disturbi di acquisizione relativi alle normali condizioni di funzionamento della macchina in cui essa lavora a regime. Nonostante ciò sperimentalmente si è osservato che in corrispondenza dell'ingresso dalla zona a coppia limite costante a quella a potenza limite costante, a causa dei fenomeni pendolari che normalmente si instaurano nella fase iniziale del primo deflussaggio, la cui natura è stata ampiamente discussa nel paragrafo 3.5 del capitolo 3, e la cui entità dipende dai parametri del controllo e dalle caratteristiche dell'azionamento nel suo complesso, determinano sensibili oscillazioni sulla tensione lato continua dell'inverter che influiscono sui calcoli di modulazione dell'algoritmo di controllo. Per tale motivo nella routine Scegli_Tensione è stato implementato oltre al filtro euristico tradizionale anche un filtro passa-basso digitale, basato su una semplicissima espressione, la quale, per il ciclo K di programma è la seguente

$$E\_DCf = \frac{E\_DCVV + E\_DCV + 2E\_DC}{4} \quad (15.7.7)$$

dove E_DCVV , E_DCV e E_DC sono rispettivamente il valore della tensione del bus DC acquisita ai cicli K-2, K-1 e K e E_DCf è la tensione filtrata.

15.8 La stima del flusso con lo stimatore in tensione

Per effettuare la stima del flusso statorico e rotorico viene utilizzato lo stimatore in tensione retroazionato descritto nel paragrafo 4.5 del capitolo 4. L'equazione di tale stimatore, discretizzata e riportata alla rappresentazione interna, è stata implementata nella routine **Stm_FS** nella forma

$$\begin{cases} \tilde{\varphi}_s(k) = \tilde{\varphi}_s(k-1) + T_c \bar{v}_s(k) - T_c R_s \bar{i}_s(k) + T_c G [\bar{\varphi}_r^{REF}(k-1) - \tilde{\varphi}_r(k-1)] \\ \tilde{\varphi}_r(k) = \frac{L_R}{M} \tilde{\varphi}_s(k) - \frac{L_S L_R \sigma}{M} \bar{i}_s(k) \end{cases} \quad (15.8.1)$$

Una prima routine, denominata **Calc_TRI**, provvede al calcolo del prodotto della resistenza statorica per le componenti d e q del vettore corrente

$$TR \hat{i}_d = \left(\frac{R_s \hat{i}_s^*}{\varphi^* K_{p3}} \right) \hat{i}_d = TRI1 \cdot \hat{i}_d \quad (15.8.2)$$

$$TR \hat{i}_q = \left(\frac{R_s \hat{i}_s^*}{\varphi^* K_{p3}} \right) \hat{i}_q = TRI1 \cdot \hat{i}_q \quad (15.8.3)$$

essendo K_{p3} una costante di guadagno per l'ottimizzazione della messa in scala delle equazioni e φ^* il fattore di scala del flusso stimato. Per quanto riguarda l'errore di flusso rotorico, la routine **Calc_DFR** procede al calcolo del vettore che ha modulo uguale al flusso rotorico di riferimento e fase coincidente con quella del flusso rotorico stimato secondo le equazioni

$$F\hat{r}_d = \left(\frac{\varphi_{r,REF}^*}{\varphi^* 2^{15}} \right) F\hat{r}_r \cdot \cos = DFR1 \cdot F\hat{r}_r \cdot \cos \quad (15.8.4)$$

$$F\hat{r}_q = \left(\frac{\varphi_{r,REF}^*}{\varphi^* 2^{15}} \right) F\hat{r}_r \cdot \sin = DFR1 \cdot F\hat{r}_r \cdot \sin \quad (15.8.5)$$

in cui la variabile $F\hat{r}_r$ indica il flusso rotorico di riferimento e le variabili $\hat{c}\hat{o}s$ e $\hat{s}\hat{e}n$ rispettivamente la componente d e la componente q del versore del flusso rotorico stimato, mentre le componenti dell'errore di flusso valgono

$$D\hat{F}\hat{r}_d = (T_c G)(F\hat{r}_d - F\hat{r}_{d\_stm}) = DFR3 \cdot (F\hat{r}_d - F\hat{r}_{d\_stm}) \quad (15.8.6)$$

$$D\hat{F}\hat{r}_q = (T_c G)(F\hat{r}_q - F\hat{r}_{q\_stm}) = DFR3 \cdot (F\hat{r}_q - F\hat{r}_{q\_stm}) \quad (15.8.7)$$

essendo $F\hat{r}_{d\_stm}$ e $F\hat{r}_{q\_stm}$ le componenti del flusso rotorico stimato.

Le componenti del flusso statorico stimato $F\hat{s}_d\_stm$ e $F\hat{s}_q\_stm$, calcolate nella routine **Stm_Fs**, si ricavano infine dalle relazioni

$$\begin{aligned} F\hat{s}_d\_stm &= F\hat{s}_d\_stm + (T_c K_{p3})(T\hat{v}_d - TR\hat{i}_d) + D\hat{F}\hat{r}_d = \\ &= F\hat{s}_d\_stm + SFS1 \cdot (T\hat{v}_d - TR\hat{i}_d) + D\hat{F}\hat{r}_d \end{aligned} \quad (15.8.8)$$

$$\begin{aligned} F\hat{s}_q\_stm &= F\hat{s}_q\_stm + (T_c K_{p3})(T\hat{v}_q - TR\hat{i}_q) + D\hat{F}\hat{r}_q = \\ &= F\hat{s}_q\_stm + SFS1 \cdot (T\hat{v}_q - TR\hat{i}_q) + D\hat{F}\hat{r}_q \end{aligned} \quad (15.8.9)$$

in cui $T\hat{v}_d$ e $T\hat{v}_q$ sono le componenti del vettore tensione statorica calcolate dal regolatore di flusso proporzionale-integrale, eventualmente limitate in modulo dal limitatore di tensione, moltiplicate per un opportuno fattore di scala.

Note le componenti del vettore flusso statorico stimato e del vettore corrente, la routine **Stm_Fr** determina le componenti del vettore flusso rotorico stimato

$$F\hat{r}_{d\_stm} = \left(\frac{L_R}{M} \frac{1}{2} \right) F\hat{s}_d\_stm - \left(\frac{L_S L_R}{M} \frac{i_s^*}{\phi^*} \right) \hat{i}_d = SFR1 F\hat{s}_d\_stm - SFR2 \hat{i}_d \quad (15.8.10)$$

$$F\hat{r}_{q\_stm} = \left(\frac{L_R}{M} \frac{1}{2} \right) F\hat{s}_q\_stm - \left(\frac{L_S L_R}{M} \frac{i_s^*}{\phi^*} \right) \hat{i}_q = SFR1 F\hat{s}_q\_stm - SFR2 \hat{i}_q \quad (15.8.11)$$

15.9 Calcolo della fase e della pulsazione del vettore flusso rotorico

Il calcolo della fase del vettore flusso rotorico, così come di un qualsiasi altro vettore espresso internamente al DSP mediante le sue componenti d e q rappresentate a 32 bit, viene effettuato con estrema accuratezza nella routine **Calc_Phase**.

Il vettore a 32 bit, viene dapprima normalizzato a 14 bit, cioè il suo bit più significativo viene fatto coincidere con il quattordicesimo mediante moltiplicazioni o divisioni per potenze di due. Successivamente esso viene diviso per il suo modulo secondo l'espressione

$$\cos + j\sin = \frac{\bar{V}}{\sqrt{V_D^2 + V_Q^2}}. \quad (15.9.1)$$

Se ora si definisce la variabile M a 32 bit come

$$M = (V_D^2 + V_Q^2 - 2^{28})2^{-2} \quad (15.9.2)$$

risulta chiaramente che per V_D e V_Q non contemporaneamente nulle essa è sempre positiva. Se si indicano con M_H e M_L la parte alta e quella bassa di M, ossia la parte costituita dai 16 bit più significativi e dai 16 bit meno significativi rispettivamente, rappresentando le grandezze sen e cos a 14 bit si ottiene

$$(\cos\hat{s} + j\sin\hat{s})2^{15} = \left(\frac{2^{29}}{\sqrt{2^{16}(M_H 2^2 + 2^{12})}} \right) \bar{V} \quad (15.9.3)$$

dove si nota che il modulo al quadrato del vettore $\bar{V}$ è stato espresso mediante la (15.9.2) utilizzando M_H in luogo di M. Poiché questo comporta un sensibile errore sull'inverso del modulo, nella routine **Calc_Phase**, per recuperare precisione, viene adottato il metodo dell'approssimazione lineare. Si calcolano dunque cos e sen per la variabile M_H e per la variabile M_H+1 e si applica la seguente espressione

$$(\cos\hat{s} + j\sin\hat{s})2^{15} + 2^5 \left[\frac{(\cos\hat{s}_2 - \cos\hat{s}_1)2^{15} + j(\sin\hat{s}_2 - \sin\hat{s}_1)2^{15}}{2^5} \right] \frac{M_L}{2^{16}}. \quad (15.9.4)$$

Determinata la fase del vettore flusso rotorico nei vari cicli di modulazione, il calcolo della pulsazione rotorica può essere eseguito semplicemente dividendo la variazione di fase che tale vettore subisce fra due cicli successivi e il tempo di ciclo T_c , ossia, indicando con ϑ la fase del vettore flusso rotorico al ciclo K e con ϑ_v la fase del vettore flusso rotorico al ciclo $K-1$, ricorrendo alla seguente espressione

$$W = \frac{\vartheta - \vartheta_v}{T_c} . \quad (15.9.5)$$

Poiché un ciclo di modulazione ha una durata dell'ordine delle centinaia di microsecondi, la variazione di fase $(\vartheta - \vartheta_v)$ è approssimabile⁽¹⁾ con il seno della variazione di fase $\sin(\vartheta - \vartheta_v)$. Con ciò la (15.9.5) diviene

$$W = \frac{\vartheta - \vartheta_v}{T_c} \cong \frac{\sin(\vartheta - \vartheta_v)}{T_c} = \frac{\sin \vartheta \cdot \cos \vartheta_v - \cos \vartheta \cdot \sin \vartheta_v}{T_c} . \quad (15.9.6)$$

La (15.9.6), riportata alla rappresentazione interna, è l'equazione implementata nella routine **Stm_W**. Con i nomi delle grandezze definiti nel codice di programma, essa assume la seguente forma

$$\hat{W}_c = \left(\frac{2^3}{2^{16} T_c W^*} \right) \left(\frac{\hat{\text{sen}} \cdot \hat{\text{cos}}_v \cdot 2}{2^{16}} - \frac{\hat{\text{cos}} \cdot \hat{\text{sen}}_v \cdot 2}{2^{16}} \right) = \text{SWR} \left(\frac{\hat{\text{sen}} \cdot \hat{\text{cos}}_v \cdot 2}{2^{16}} - \frac{\hat{\text{cos}} \cdot \hat{\text{sen}}_v \cdot 2}{2^{16}} \right) . \quad (15.9.7)$$

Si noti che il fattore di scala della pulsazione rotorica è $1/2^{28} W^*$ in quanto sia il seno che il coseno sono grandezze scalizzate a 14 bit.

15.9.1 Il filtro digitale sulla pulsazione rotorica

Il calcolo della pulsazione del vettore flusso rotorico, eseguito nella routine **Stm_W** mediante l'equazione (15.9.7), è soggetto a sensibili errori dovuti sia al fatto di approssimare la derivata di un angolo rispetto al tempo con un rapporto incrementale, ossia una relazione differenziale con una espressione alle differenze finite, sia soprattutto all'operazione di discretizzazione delle variabili che rappresentano la fase

del vettore flusso rotorico stimato. L'effetto di questi errori è quello di creare un rumore piuttosto consistente sovrapposto al segnale utile. Tale rumore ostacola il normale funzionamento del regolatore di flusso statorico e porta ad errori inaccettabili nella modulazione SVM del vettore tensione da applicare alla macchina. Per questo motivo si rende indispensabile l'utilizzo di un filtro digitale sulla pulsazione rotorica. Il filtro utilizzato è del secondo ordine ed i suoi poli sono stati determinati tramite una simulazione numerica mirata ad ottimizzare il rapporto esistente fra l'entità della soppressione del disturbo sul segnale da filtrare e la limitazione della dinamica sul segnale filtrato. In particolare, dalle simulazioni eseguite, si è ottenuto che a regime, ovvero a velocità di rotazione costante, tale filtro introduce sul segnale elaborato una variazione di pochi bit, mentre in condizioni dinamiche è caratterizzato da una risposta alla rampa più veloce di quella della macchina asincrona accelerata dalla massima coppia con la sola inerzia all'albero.

La funzione di trasferimento continua del filtro del secondo ordine è la seguente

$$G(s) = \frac{p_1 p_2}{(s + p_1)(s + p_2)} = \frac{p_1 p_2}{s^2 + s(p_1 + p_2) + p_1 p_2} \quad (15.9.1.1)$$

essendo p_1 e p_2 i suoi poli.

Mediante la trasformata Z è possibile passare dalla funzione di trasferimento continua a quella discreta, allo scopo di poter implementare il filtro nell'algoritmo di controllo. Utilizzando il metodo delle differenze in avanti si ottiene

$$s = \frac{1 - z^{-1}}{T_c z^{-1}} \quad (15.9.1.2)$$

da cui si ricava l'espressione della funzione di trasferimento discreta

$$G(z) = \frac{T_c^2 p_1 p_2 z^{-2}}{1 + [-2 + (p_1 + p_2)T_c]z^{-1} + [1 - (p_1 + p_2)T_c + p_1 p_2 T_c^2]z^{-2}} \quad (15.9.1.3)$$

che riscritta in altra forma diviene la seguente

$$G(z) = T_c^2 p_1 p_2 z^{-2} - [-2 + (p_1 + p_2)T_c]G(z) \cdot z^{-1} - [1 - (p_1 + p_2)T_c + p_1 p_2 T_c^2]G(z) \cdot z^{-2}. \quad (15.9.1.4)$$

Poiché nella rappresentazione della funzione di trasferimento discreta secondo la trasformata Z il termine Z^{-k} rappresenta un ritardo finito di k cicli, la (15.9.1.4) può essere posta nella forma

$$G_K = T_C^2 p_1 p_2 Z^{-2} - [-2 + (p_1 + p_2)T_C]G_{K-1} - [1 - (p_1 + p_2)T_C + p_1 p_2 T_C^2]G_{K-2} \quad (15.9.1.5)$$

in cui G_K , G_{K-1} e G_{K-2} sono le funzioni di trasferimento discrete al ciclo K , al ciclo $K-1$ e al ciclo $K-2$.

Esprimendo $G(z)$ come rapporto fra la trasformata Z della pulsazione rotorica filtrata $Wf(z)$ e della pulsazione rotorica calcolata nella routine Stm_W $Wc(z)$

$$G(z) = \frac{Wf(z)}{Wc(z)} \quad (15.9.1.6)$$

la (15.9.1.5) si trasforma nella seguente

$$Wf_K = T_C^2 p_1 p_2 Wc_{K-2} - [-2 + (p_1 + p_2)T_C]Wf_{K-1} - [1 - (p_1 + p_2)T_C + p_1 p_2 T_C^2]Wf_{K-2}. \quad (15.9.1.7)$$

La (15.9.1.7) è l'equazione che nella routine Stm_W è stata originariamente implementata per il filtro digitale del secondo ordine, utilizzando per la rappresentazione della pulsazione rotorica calcolata e della pulsazione rotorica filtrata variabili 16 bit con segno. Essa tuttavia, a causa degli inevitabili errori di troncamento, durante i test preliminari sul funzionamento dell'algoritmo di controllo, ha manifestato un comportamento anomalo in fase di deflussaggio della macchina, portando ad un filtraggio asimmetrico della pulsazione nelle transizioni dalla zona a coppia limite costante a quella a potenza limite costante e viceversa, il quale in alcuni casi ha reso addirittura impossibile l'esecuzione del deflussaggio stesso. Per risolvere il problema si è dovuti passare alla rappresentazione delle variabili pulsazione in doppia precisione, implementando la (15.9.1.7) mediante grandezze a 32 bit con segno.

In particolare indicate con $Wc32$ la pulsazione calcolata al ciclo K (Wc) convertita da 16 a 32 bit, con $Wfvv32$ la pulsazione filtrata al ciclo $k-2$ a 32 bit, con $Wfv32$ quella filtrata al ciclo k a 32 bit, con $Wcvv32$ la pulsazione calcolata al ciclo $k-2$ anch'essa convertita a 32 bit ed infine con $Wf32$ la pulsazione filtrata al ciclo k a 32 bit, l'equazione del filtro digitale del secondo ordine sulla pulsazione rotorica implementata e utilizzata risulta la seguente

$$Wf32 = (p_1 p_2 T_c^2) W_{cvv32} - (-2 + (p_1 + p_2) T_c) W_{fv32} - (1 - (p_1 + p_2) T_c + p_1 p_2 T_c^2) W_{fvv32}. \quad (15.9.1.8)$$

Ponendo

$$FLB232 = (p_1 p_2 T_c^2) \quad (15.9.1.9)$$

$$FLA132 = \left(\frac{-2 + (p_1 + p_2) T_c}{2} \right) \quad (15.9.1.10)$$

$$FLA232 = (1 - (p_1 + p_2) T_c + p_1 p_2 T_c^2) \quad (15.9.1.11)$$

si ottiene

$$Wf32 = FLB232 \cdot W_{cvv32} - 2 \cdot FLA132 \cdot W_{fv32} - FLA232 \cdot W_{fvv32} \quad (15.9.1.12)$$

da cui si ricava il valore della pulsazione rotorica filtrata a 16 bit

$$W = \frac{Wf32}{2^{16}}. \quad (15.9.1.13)$$

15.10 *Determinazione dei riferimenti di flusso e coppia massima*

Allo scopo di determinare i riferimenti di flusso rotorico e coppia necessari all'esecuzione dei calcoli di modulazione dell'algoritmo di controllo, alle varie pulsazioni di funzionamento, nella routine **Calc_Ref** vengono implementate le equazioni per il funzionamento nella zona a coppia limite costante, nella zona di primo deflussaggio e nella zona di secondo deflussaggio. Il calcolo dei riferimenti nel campo del deflussaggio viene eseguito in conformità alle equazioni del metodo della massimizzazione della coppia approssimato illustrato nel paragrafo 3.3 del capitolo 3.

In tali equazioni il calcolo dei riferimenti dipende dal rapporto $(V_{S,MAX}/\omega)$, essendo $V_{S,MAX}$ il massimo modulo del vettore tensione stellata statorica generato con la tecnica SVM in condizioni di regime della macchina e ω la pulsazione rotorica coincidente con quella statorica.

La tensione $V_{S,MAX}$, nella sua rappresentazione interna al microprocessore, viene calcolata nella routine **Calc_Vs** mediante la seguente equazione

$$\hat{V}_{s\_max} = \left(0.99 \frac{v^*}{v_s^*} \frac{1}{\sqrt{2}} \right) \hat{E}_{DC} = \left(0.99 \frac{\frac{E_{DC,MAX}}{2^{15}}}{\frac{V_{S,MAX}}{2^{15}}} \frac{1}{\sqrt{2}} \right) \hat{E}_{DC} = VSM1 \cdot \hat{E}_{DC} \quad (15.10.1)$$

in cui $\hat{E}_{DC}$ è la tensione del bus DC interna, v^* è il relativo fattore di scala e v_s^* è il fattore di scala del vettore tensione statorica stellata.

Nota tale tensione, per stabilire i valori dei riferimenti determinati dalle leggi di variazione della coppia e del flusso scelte occorre conoscere il rapporto $(V_{S,MAX}/\omega)$. Poiché le equazioni impiegate per stabilire i valori del flusso, inverso del flusso e coppia limite, oltre a dipendere dal suddetto rapporto, presentano radici quadrate, e dato che il DSP utilizzato non è in grado di effettuare né divisioni né tantomeno calcolare i valori di funzioni radicali, si è reso necessario sviluppare un ambiente software separato da quello del codice Assembler per poter generare apposite tabelle (*Look Up Table*) in cui scrivere i risultati dei calcoli che il microprocessore per sua natura non può effettuare. A tale scopo si è ricorso all'editor Visual Basic dell'applicazione Scalizzatore.xls, creando delle macro collegate alle celle del foglio di calcolo contenenti il valore dei parametri di macchina e delle costanti del controllo, in modo da effettuare i calcoli di divisione e di estrazione di radici quadrate richiesti.

Si osserva che il riferimento di flusso rotorico è costituito da una tabella i cui valori vengono calcolati a partire da una equazione approssimata che non tiene conto delle cadute di tensione statoriche, come ampiamente discusso nella teoria sul metodo della massimizzazione della coppia approssimato. Questo significa che a parità di pulsazione rotorica i valori in essa contenuti sono più alti di quelli che si otterrebbero impiegando per il calcolo dei riferimenti le equazioni del metodo della massimizzazione della coppia rigoroso. Poiché questo può portare a quei fenomeni di instabilità all'ingresso della zona di primo deflussaggio che sono stati descritti nella teoria, si è deciso di intervenire sulle modalità di lettura della tabella del riferimento di flusso rotorico facendo in modo che il programma sorgente che attinge i valori dalla tabella legga, per ogni valore di ω , un flusso minore di quello stabilito dall'equazione del metodo della massimizzazione della coppia approssimato. In questo modo, come è stato possibile verificare eseguendo una consistente serie di prove sperimentali mirate a stabilire l'entità della riduzione del flusso rotorico letto da tabella, si possono

eliminare quei fenomeni di limitazione di tensione che all'ingresso del deflussaggio sono alla base del malfunzionamento di cui si è accennato.

Nel generare le tabelle dei riferimenti il primo problema da affrontare è quello della determinazione delle loro dimensioni, poiché da essa dipende la risoluzione del calcolo delle grandezze a cui queste si riferiscono. Supponendo che la tabella relativa al reciproco della pulsazione ω contenga 2^{NW} elementi, il calcolo del reciproco della pulsazione rotorica può essere eseguito dal microprocessore tramite la seguente successione di istruzioni Assembler

SPM	1	
LACC	W, NW+1	; ACC = $\hat{\omega} \cdot 2^{NW+1}$
ABS		
SACH	K	; K = $\text{int}(\hat{\omega} \cdot 2^{NW+1-16})$
LACC	#TAB_InvW	; Indirizzo tabella contenente l'inverso di ω
ADD K		
TBLR	InvW.	

I vari elementi della tabella del reciproco della pulsazione sono calcolati dalle macro Visual Basic nel modo seguente

$$\text{InvW}(i) = \text{int}\left(\frac{2^{15} - 1}{i}\right) \quad ; \quad i = 1 \dots 2^{NW}, \quad NW=10 \quad (15.10.2)$$

essendo i un numero intero positivo interpretabile come puntatore alla tabella.

Tenendo conto dell'espressione della variabile K si ha

$$\text{InvW}(i) = \text{int}\left(\frac{2^{15} - 1}{\text{int}(\hat{\omega} \cdot 2^{NW+1-16})}\right). \quad (15.10.3)$$

Passando ora al calcolo del flusso rotorico di riferimento, esso prevede che il valore di InvW moltiplicato per la massima tensione modulabile a regime $\hat{V}_{s,MAX}$ costituisca il puntatore di ingresso alla tabella del flusso rotorico di riferimento, essendo 2^{NF} , con NF pari a 15, il numero dei suoi elementi

SPM 1

$$\begin{aligned}
 & \text{LT} \quad \text{InvW} \\
 & \text{MPY} \quad V_{s\_max} \quad ; \hat{V}_{S,MAX} \cdot \text{int} \left(\frac{2^{15} - 1}{\text{int}(\hat{\omega} \cdot 2^{NW+1-16})} \right) \cdot 2 \\
 & \text{SPH} \quad V\_W \quad ; \text{int} \left(\hat{V}_{S,MAX} \cdot \text{int} \left(\frac{2^{15} - 1}{\text{int}(\hat{\omega} \cdot 2^{NW+1-16})} \right) \cdot 2^{1-16} \right) \\
 & \text{LACC} \quad V\_W, NF+1 \quad ; \left(\text{int} \left(\hat{V}_{S,MAX} \cdot \text{int} \left(\frac{2^{15} - 1}{\text{int}(\hat{\omega} \cdot 2^{NW+1-16})} \right) \cdot 2^{1-16} \right) \right) \cdot 2^{NF+1} \\
 & \text{SACH} \quad K \quad ; \text{int} \left(\left(\text{int} \left(\hat{V}_{S,MAX} \cdot \text{int} \left(\frac{2^{15} - 1}{\text{int}(\hat{\omega} \cdot 2^{NW+1-16})} \right) \cdot 2^{1-16} \right) \right) \cdot 2^{NF+1-16} \right) \\
 & \text{LACC} \quad \#TAB\_Fr \\
 & \text{ADD} \quad K \\
 & \text{TBLR} \quad Fr\_r.
 \end{aligned}$$

Gli elementi della tabella del flusso rotorico di riferimento TAB_Fr sono espressi dalla seguente equazione

$$TAB\_Fr(K) = \text{int} \left[\frac{2^{15}}{\phi_{R,REF\_MAX}} M \sqrt{\frac{\left(\frac{V_{S,MAX}}{\omega_{MAX}} \cdot K \cdot 2^{NW-NF} \right)^2 - (L'_S I_{S,nom})^2}{L_S^2 - L_S'^2}} \right]. \quad (15.10.4)$$

Per i valori di K per cui il flusso calcolato con l'equazione precedente risulta maggiore di quello nominale, l'elemento della tabella assume il valore nominale.

La (15.10.4) è un'equazione approssimata per il calcolo del flusso rotorico di riferimento, in quanto in essa figura la quantità

$$K \cdot 2^{NW-NF} = \text{int} \left(\frac{2^{15} - 1}{2^{15}} \frac{\hat{V}_{S,MAX}}{\hat{\omega}} \right) \cdot 2^{NW-NF} \quad (15.10.5)$$

in luogo del rapporto $(\hat{V}_{S,MAX} / \hat{\omega})$ che compare nell'espressione esatta del flusso rotorico di riferimento

$$\text{TAB\_Fr(K)} = \text{int} \left[\frac{2^{15}}{\varphi_{R, \text{REFMAX}}} M \sqrt{\frac{\left(\frac{V_{S, \text{MAX}}}{\omega_{\text{MAX}}} \cdot \frac{\hat{V}_{S, \text{MAX}}}{\hat{\omega}} \right)^2 - (L'_S I_{S, \text{nom}})^2}{L_S^2 - L_S'^2}} \right]. \quad (15.10.6)$$

Le risoluzioni delle due tabelle del reciproco della pulsazione e del flusso rotorico sono state scelte in modo da minimizzare l'errore rispetto al flusso di riferimento desiderato. Questo risultato è stato ottenuto mediante una taratura della dimensione delle tabelle effettuata tramite una applicazione Microsoft Excel, dalla quale è emerso che la massima risoluzione, ovvero il massimo numero di elementi che la tabella può contenere, non necessariamente corrisponde al minimo errore.

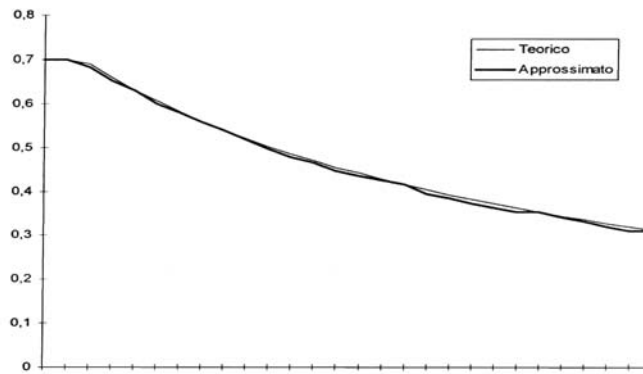


Figura 15.7 - Confronto tra l'andamento del flusso rotorico dato dall'equazione esatta e quello dato dall'equazione approssimata per $NW=10$ e $NF=15$

La figura 15.7 mostra infatti come la scelta di una risoluzione troppo elevata per la prima tabella non dia risultati pienamente soddisfacenti, mentre orientandosi su una risoluzione inferiore, in combinazione con la seconda tabella, si riesca ad approssimare meglio la curva esatta del flusso rotorico, come appare nella figura 15.8.

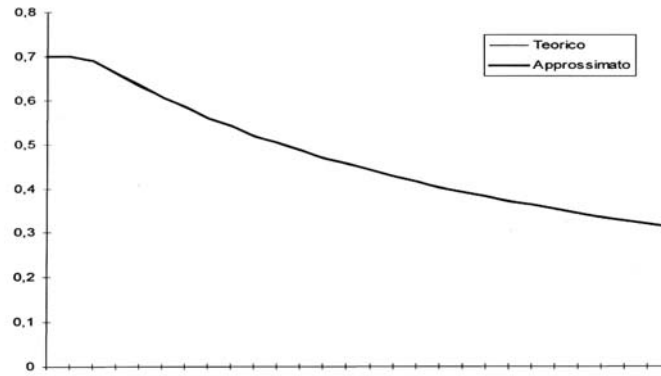


Figura 15.8 - Confronto tra l'andamento del flusso rotorico dato dall'equazione esatta e quello dato dall'equazione approssimata per NW=8 e NF=15

Inoltre fissando la tensione statorica al valore massimo, i valori più alti del puntatore di ingresso alla tabella del flusso rotorico si hanno per le pulsazioni più piccole, alle quali deve corrispondere il flusso rotorico nominale, dal momento che la macchina deve lavorare nella zona a coppia limite costante. Questo significa che la tabella del flusso rotorico, nella parte in cui il puntatore ha un elevato valore, è formata da un numero eccessivo di elementi il cui valore è quello nominale. Volendo pertanto limitare le dimensioni di questa tabella conservando la precisione desiderata, con un evidente vantaggio in termini di spazio occupato nella memoria di programma del DSP, si può limitare la tabella alla regione che va dal minimo valore del rapporto fra tensione massima e pulsazione ad un valore di tale rapporto a cui corrisponde il flusso rotorico nominale, ovvero al rapporto tra la tensione massima modulabile a regime e la pulsazione base di primo deflussaggio

$$\left(\frac{V_{S,MAX}}{\omega} \right)_{NOM} = \frac{V_{S,MAX}}{\omega_{BASE}} = \sqrt{\left(\frac{\varphi_{R,nom}}{M} \right)^2 (L_S^2 - L_S'^2) + (L_S' I_{S,nom})^2} \quad (15.10.7)$$

In tal modo la tabella viene resa molto più compatta e conserva al tempo stesso la precisione di quella originaria. Per fissare il massimo valore del puntatore alla tabella del flusso rotorico di riferimento, si ricorre all'espressione

$$\frac{V_{S,MAX}}{\omega_{MAX}} \cdot Fr\_Ini \cdot 2^{NW-NF} = \sqrt{\left(\frac{\varphi_{R,nom}}{M} \right)^2 (L_S^2 - L_S'^2) + (L_S' I_{S,nom})^2} \quad (15.10.8)$$

da cui si ricava il valore cercato

$$Fr\_Ini = \frac{\omega_{MAX}}{V_{S,MAX}} \cdot 2^{NF-NW} \cdot \sqrt{\left(\frac{\varphi_{R,nom}}{M}\right)^2 (L_S^2 - L_S'^2) + (L_{S,nom}')^2}. \quad (15.10.9)$$

La lettura della tabella così organizzata viene compiuta dal microprocessore per mezzo delle seguenti istruzioni

	LACC	K
	SUB	#COST_Fr_Ini
	BCND	\$1, LT
	LACC	#COST_Fr_Ini
	SACL	K
\$1	LACC	#TAB_Fr
	ADD	K
	TBLR	Fr_r.

Per stabilire al meglio le scale delle equazioni è opportuno fissare oltre al valore nominale del flusso rotorico di riferimento anche un valore minimo, in modo che per valori del rapporto fra tensione massima e pulsazione inferiori al valore corrispondente al flusso rotorico minimo di riferimento, cioè nelle zone di altissima velocità con bassa tensione, i valori della tabella vengano posti uguali al flusso minimo di riferimento. Il valore minimo del flusso rotorico di riferimento deriva dal minimo valore ammesso per la tensione lato continua $E_{DC,MIN}$ e corrisponde al flusso che si otterrebbe alimentando la macchina con la minima tensione continua alla massima pulsazione nel campo del secondo deflussaggio.

$$\varphi_{REF,MIN} = \frac{M}{\sqrt{2}L_S} \cdot \frac{E_{DC,MIN}}{\sqrt{2}\omega_{MAX}}. \quad (15.10.10)$$

Per una tensione del bus DC pari a quella minima (normalmente dell'ordine di qualche decina di volt), infatti, la pulsazione di transizione alla zona di secondo deflussaggio è ampiamente inferiore alla pulsazione massima imposta dai vincoli dell'azionamento, per cui essa può essere effettivamente raggiunta con la legge di variazione del flusso

corrispondente a quest'ultimo campo di funzionamento. In modo del tutto analogo alle precedenti due tabelle, possono essere definite le altre due tabelle necessarie per l'implementazione della curva di deflussaggio che permette di massimizzare la coppia sviluppata dalla macchina. Tali tabelle sono quella del reciproco del flusso rotorico di riferimento e quella della coppia limite. Anche per queste due tabelle il dato di ingresso è rappresentato dal rapporto fra tensione massima modulata a regime e pulsazione rotorica. La tabella del reciproco del flusso rotorico di riferimento, tenendo conto che $\varphi_{R,MIN}$ rappresenta il flusso rotorico di riferimento minimo, viene compilata dalle macro Visual Basic in base alla seguente equazione

$$TAB\_Inv\_Fr(K) = \text{int} \left((2^{15} - 1) \cdot \varphi_{R,MIN} \cdot \frac{(2^{15} - 1)}{Tab\_FR(K) \cdot \varphi_{R,REF\_MAX}} \right). \quad (15.10.11)$$

La tabella della coppia limite, invece, viene calcolata tramite l'espressione

$$TAB\_C(K) = \text{int} \left(\frac{(2^{15} - 1)}{C_{MAX}} \cdot P \cdot \frac{M}{L_R} \cdot Tab\_FR(K) \cdot \sqrt{I_{S,nom}^2 - \left(\frac{TAB\_Fr(K)}{M} \right)^2} \right). \quad (15.10.12)$$

Per quanto concerne la zona di secondo deflussaggio, si ha che la pulsazione ω_1 che determina l'ingresso a questa regione e la legge di variazione del flusso rotorico di riferimento, sono anche in questo caso quelli forniti dal metodo della massimizzazione della coppia approssimato. Per la pulsazione di secondo deflussaggio vale quindi la (3.3.28) ricavata al paragrafo 3.3 del capitolo 3, la quale viene sotto riportata per comodità

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{L_S^2 + L_S'^2}{2 \cdot L_S^2 \cdot L_S'^2}} \cdot \frac{V_{S,MAX}}{I_{S,nom}}. \quad (15.10.13)$$

Passando alla rappresentazione interna si ha

$$\hat{\omega}_1 = \sqrt{\frac{L_S^2 + L_S'^2}{2 \cdot L_S^2 \cdot L_S'^2}} \cdot \frac{V_{S,MAX}}{I_{S,nom}} \cdot \frac{2^{15}}{\omega_{MAX}}. \quad (15.10.14)$$

Se si pone $\omega_1 = \omega_{MAX}$, si può ricavare la tensione limite che consente il passaggio dal primo al secondo deflussaggio senza che venga superata la pulsazione limite

$$V_{S,MAX_{MIN}} = \frac{\omega_{MAX} \cdot I_{S,nom}}{\sqrt{\frac{L_S^2 + L_S'^2}{2 \cdot L_S^2 \cdot L_S'^2}}} \quad (15.10.15)$$

Per tensioni massime inferiori a $V_{S,MAX_{MIN}}$, dunque, la macchina può lavorare nella zona di secondo deflussaggio in cui la legge di variazione del flusso rotorico di riferimento diviene

$$Fr\_r(K) = \text{int} \left(\text{int} \left(\frac{2^{15}}{\varphi_{R,REF_{MAX}}} \cdot \frac{M}{\sqrt{2} L_S'} \cdot \left(\frac{V_{S,MAX}}{\omega_{MAX}} \cdot 2^{NW-NF} \right) \right) \right) \cdot K \cdot \frac{2}{2^{16}} \quad (15.10.16)$$

Allo scopo di calcolare il reciproco del flusso rotorico di riferimento nella zona di secondo deflussaggio, si ricorre ad una ulteriore tabella i cui elementi sono individuati dall'equazione

$$TAB\_Inv\_Fr(K) = \frac{\varphi_{R,MIN} \cdot \sqrt{2} \cdot L_S \cdot \omega_{MAX}}{K \cdot M \cdot V_{S,MAX} \cdot 2^{NW-NF-15}} \quad (15.10.17)$$

e la cui lunghezza è definita dal massimo valore ammissibile per il puntatore K, il quale è determinato dal rapporto tra la massima tensione modulabile a regime e la minima pulsazione della zona di secondo deflussaggio ω_1

$$K_{MAX} = \frac{I_{S,nom}}{\sqrt{\frac{L_S^2 + L_S'^2}{2 \cdot L_S^2 \cdot L_S'^2}}} \cdot \frac{\omega_{MAX}}{V_{S,MAX}} \cdot 2^{NF-NW} \quad (15.10.18)$$

La coppia limite di secondo deflussaggio infine è espressa dalla seguente equazione

$$C_{MAX}(K) = \text{int} \left(\text{int} \left(\frac{2^{15}}{C_{MAX}} \cdot P \cdot \frac{M^2}{L_R} \cdot \frac{\left(\frac{V_{S,MAX}}{\omega_{MAX}} \cdot 2^{NW-NF} \right)^2}{2 \cdot L_S \cdot L_S'} \right) \right) \cdot K^2 \cdot \frac{2}{2^{16}} \quad (15.10.19)$$

15.11 Il regolatore di flusso statorico proporzionale-integrale

Conoscendo il valore di riferimento del flusso rotorico, è possibile risalire alle componenti del flusso statorico di riferimento $F\hat{s}d_{rot}$ e $F\hat{s}q_{rot}$ espresse nel riferimento solidale con il flusso rotorico. Esse vengono calcolate nella routine **Calc_FSRot** attraverso le seguenti equazioni

$$F\hat{s}d_{rot} = \left(\frac{L_S}{M} \frac{\varphi_{R,REF}^*}{\varphi^*} \right) F\hat{r}_r = CFS1 \cdot F\hat{r}_r \quad (15.11.1)$$

$$F\hat{s}q_{rot} = \left[\frac{L_S L}{pM} \sigma \left(\frac{1}{\varphi_R} \right)^* \frac{C^*}{2^4} \right] \hat{C}_{ref} \cdot \text{In}\hat{v}_{Fr} \cdot 2^4 = CFS2 \cdot \hat{C}_{ref} \cdot \text{In}\hat{v}_{Fr} \cdot 2^4 \quad (15.11.2)$$

Poiché è nota la fase del vettore flusso rotorico stimato, la routine **Calc_FSRef** calcola le componenti del vettore flusso statorico di riferimento nel sistema statorico

$$F\hat{s}d_{ref} = F\hat{s}d_{rot} \cdot \frac{\hat{c}\hat{o}s}{2^{14}} - F\hat{s}q_{rot} \cdot \frac{\hat{s}\hat{e}n}{2^{14}} \quad (15.11.3)$$

$$F\hat{s}q_{ref} = F\hat{s}q_{rot} \cdot \frac{\hat{c}\hat{o}s}{2^{14}} + F\hat{s}d_{rot} \cdot \frac{\hat{s}\hat{e}n}{2^{14}} \quad (15.11.4)$$

Note queste ultime si possono ricavare le componenti dell'errore di flusso statorico nel sistema statorico

$$ErF\hat{s}_d = F\hat{s}d_{ref} - F\hat{s}d_{stm} \quad (15.11.5)$$

$$ErF\hat{s}_q = F\hat{s}q_{ref} - F\hat{s}q_{stm} \quad (15.11.6)$$

dove $ErF\hat{s}_d$ e $ErF\hat{s}_q$ sono variabili definite a 32 bit, così come i flussi. Passando dal sistema di riferimento statorico a quello del flusso rotorico, si ha che le componenti dell'errore di flusso divengono

$$Er\hat{r}_{-d} = Er\hat{s}_{-d} \cdot \frac{\hat{c}\hat{o}s}{2^{14}} + Er\hat{s}_{-q} \cdot \frac{\hat{s}\hat{e}n}{2^{14}} \quad (15.11.7)$$

$$Er\hat{r}_{-q} = -Er\hat{s}_{-d} \cdot \frac{\hat{s}\hat{e}n}{2^{14}} + Er\hat{s}_{-q} \cdot \frac{\hat{c}\hat{o}s}{2^{14}} \quad (15.11.8)$$

Le equazioni del regolatore proporzionale-integrale, espresse nel sistema di riferimento del flusso rotorico, sono le seguenti

$$V\hat{r}_{-d32PI} = V\hat{r}_{-d32PIV} + PI1 \cdot Er\hat{r}_{-d} + PI2 \cdot Er\hat{r}_{-d}V \quad (15.11.9)$$

$$V\hat{r}_{-q32PI} = V\hat{r}_{-q32PIV} + PI1 \cdot Er\hat{r}_{-q} + PI2 \cdot Er\hat{r}_{-q}V \quad (15.11.10)$$

dove $V\hat{r}_{-d32PI}$ e $V\hat{r}_{-q32PI}$ sono le componenti d e q del vettore tensione statorica stellata generate dal regolatore PI al ciclo attuale K, mentre $V\hat{r}_{-d32PIV}$ e $V\hat{r}_{-q32PIV}$ sono le componenti di tale vettore al ciclo precedente K-1. Le costanti PI1 e PI2 sono i coefficienti moltiplicativi dei termini di errore che compaiono nelle equazioni del regolatore PI discretizzate e riportate alla rappresentazione interna e hanno rispettivamente le seguenti espressioni

$$PI1 = K_p \varphi^* \frac{1}{v_s^*} \quad (15.11.11)$$

$$PI2 = (-K_p + K_I \cdot T_C) \varphi^* \frac{1}{v_s^*} \quad (15.11.12)$$

essendo K_p e K_I le costanti proporzionale e integrale.

Le tensioni calcolate nel sistema di riferimento del flusso rotorico vengono poi trasformate in quelle corrispondenti a statore secondo le equazioni di trasformazione

$$\hat{V}d = \left(V\hat{r}_{-d32PI} \cdot \frac{\hat{c}\hat{o}s}{2^{14}} - V\hat{r}_{-q32PI} \cdot \frac{\hat{s}\hat{e}n}{2^{14}} \right) \frac{1}{2^{16}} \quad (15.11.13)$$

$$\hat{V}q = \left(V\hat{r}_{-q32PI} \cdot \frac{\hat{c}\hat{o}s}{2^{14}} + V\hat{r}_{-d32PI} \cdot \frac{\hat{s}\hat{e}n}{2^{14}} \right) \frac{1}{2^{16}} \quad (15.11.14)$$

Il vettore tensione generato dal regolatore, le cui componenti sono quelle fornite dalle precedenti espressioni, viene poi elaborato dalla routine **Limit_Vs_PI** in cui si ha il

controllo sul suo modulo: se questo supera $\hat{V}_s\_max$ esso viene posto uguale a tale valore, mentre la sua fase viene posta uguale a quella calcolata al ciclo precedente, se invece non lo supera rimane inalterato. Si osserva che nelle (15.11.13) e (15.11.14) si è diviso il risultato dei calcoli operati dal regolatore per 2^{16} poiché le grandezze richieste dal modulatore SVM del DSP sono a 16 bit mentre le tensioni che il regolatore calcola sono definite a 32 bit. Una volta note $\hat{V}_d$ e $\hat{V}_q$ è possibile calcolare anche le grandezze $T\hat{v}_d$ e $T\hat{v}_q$ che, come già accennato in precedenza, vengono impiegate nella routine dello stimatore di flusso. Esse sono date semplicemente dalle equazioni

$$T\hat{v}_d = CHK2 \cdot \hat{V}_d \quad (15.11.15)$$

$$T\hat{v}_q = CHK2 \cdot \hat{V}_q \quad (15.11.16)$$

in cui $CHK2$ è un fattore di scala costante e pari a

$$CHK2 = \frac{V_s^*}{\phi^* \cdot K_{p3}}. \quad (15.11.17)$$

15.12 Scelta delle configurazioni dell'inverter

Una volta generato il riferimento di tensione mediante il regolatore PI, la determinazione delle configurazioni dell'inverter nei vari cicli di programma viene eseguita automaticamente dal modulatore interno al DSP mediante la tecnica SVM a cinque settori a nulla centrale. Tale modulatore richiede che venga determinato il settore di appartenenza del vettore tensione da generare, in modo da individuare i codici binari dei versori che identificano i vettori base che delimitano tale settore, e che vengano specificati i semiperiodi di applicazione del primo e del secondo vettore base da produrre. I passaggi che portano dalla determinazione delle componenti del vettore tensione calcolate dal regolatore alla impostazione dei tempi per la modulazione SVM vengono eseguiti in sei routine successive: **Calc_Settore**, **Calc_TempApp**, **Calc_DVX**, **Calc_Vs1**, **Calc_Delta**, **Imposta_Tempi**.

15.12.1 La compensazione dei tempi morti di commutazione

La routine Calc_Settoare ha il compito di determinare il settore di appartenenza del vettore tensione da modulare. In essa per prima cosa viene verificato che il regolatore richieda un vettore tensione non nullo, dopodiché vengono calcolate le seguenti grandezze

$$\begin{cases} X_1 = \text{sign}(\hat{V}_q) \\ X_2 = \text{sign}(\hat{V}_q - \sqrt{3}\hat{V}_d) \\ X_3 = \text{sign}(\hat{V}_q + \sqrt{3}\hat{V}_d) \end{cases} \quad (15.12.1.1)$$

Ponendo

$$S_k(X_k) = \begin{cases} 0 & \text{se } X_k \leq 0 \\ 1 & \text{se } X_k > 0 \end{cases} \quad (15.12.1.2)$$

e definendo la seguente variabile

$$N = S_1 + 2S_2 + 4S_3 \quad (15.12.1.3)$$

si ha che ad ogni settore viene associato un numero N diverso variabile da 0 a 7. Esso costituisce il puntatore ad una tabella che lo mette in relazione al numero di settore secondo quanto sotto riportato

NUMERO	0	1	2	3	4	5	6	7
SETTORE	1	-1	0	5	2	3	-1	4

A questo punto la routine Calc_Tempapp si occupa di determinare i fattori C_{1K} incontrati nella sezione teorica sulla compensazione dei tempi morti. Tali coefficienti indicano se è necessaria o meno la compensazione del tempo morto per la relativa fase, nell'ipotesi che gli interruttori statici dell'inverter siano ideali, ovvero non dissipino alcuna potenza. Si riporta di seguito la tabella che mette in relazione il numero di settore con i fattori C_{1K}

C11	C12	C13		
0	1	1	1	Settore 0
1	1	0	1	Settore 1
1	0	1	1	Settore 2
0	1	1	1	Settore 3
1	1	0	1	Settore 4
1	0	1	1	Settore 5

In essa la colonna priva di indicazioni serve esclusivamente per rendere il numero di colonne multiplo di due allo scopo di facilitare la stesura del programma. La routine Calc_TempApp utilizza i valori così determinati delle costanti C_{IK} per ricavare le componenti d e q delle cadute di tensione causate dai tempi morti di commutazione secondo le relazioni

$$\Delta v_K = \begin{cases} E_{DC} \cdot C_{IK} \cdot \bar{\tau} & \text{con } i_K > 0 \\ -E_{DC} \cdot C_{IK} \cdot \bar{\tau} & \text{con } i_K < 0 \end{cases} \quad (15.12.1.4)$$

essendo $\bar{\tau}$ il tempo di ritardo totale di commutazione rapportato al tempo di ciclo. Nella routine Calc_DVX viene successivamente calcolato il prodotto tra la tensione sul lato continua e il tempo morto di commutazione secondo l'equazione

$$XXX = \frac{v^* \tau}{v_s^* T_C} \hat{E}_{DC} = DVT1 \cdot \hat{E}_{DC} \quad (15.12.1.5)$$

Una volta note le cadute di tensione per le tre fasi, si ricava la caduta vettoriale sul vettore tensione statorica da generare

$$\Delta \bar{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\Delta V_1 + \Delta V_2 e^{j\frac{2}{3}\pi} + \Delta V_3 e^{j\frac{4}{3}\pi} \right) \quad (15.12.1.6)$$

la quale si può scomporre lungo gli assi d e q nel modo seguente

$$\Delta V_d = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\Delta V_1 - \frac{\Delta V_2}{2} - \frac{\Delta V_3}{2} \right) \quad (15.12.1.7)$$

$$\Delta V_q = \frac{\Delta V_2}{\sqrt{2}} - \frac{\Delta V_3}{\sqrt{2}}. \quad (15.12.1.8)$$

Riportando le equazioni precedenti alla rappresentazione interna si ottiene

$$\Delta \hat{V}_d = \frac{1672 \cdot 2^4}{2^{16}} (2\Delta V_1 - \Delta V_2 - \Delta V_3) \quad (15.12.1.9)$$

$$\Delta \hat{V}_q = \frac{2896 \cdot 2^4}{2^{16}} (\Delta V_2 - \Delta V_3) \quad (15.12.1.10)$$

essendo

$$1672 = \text{int} \left(\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{1}{2} 2^{12} \right) \quad (15.12.1.11)$$

$$2896 = \text{int} \left(\frac{1}{\sqrt{2}} 2^{12} \right). \quad (15.12.1.12)$$

A questo punto nella routine Calc_Vs1, per compensare la cadute di tensione causate da tempi morti, alle componenti $\hat{V}_d$ e $\hat{V}_q$ del vettore tensione da produrre vengono sommate le cadute espresse dalle (15.12.1.9) e (15.12.1.10), dopodiché viene ricalcolato il settore di appartenenza del vettore tensione compensato ed infine viene nuovamente determinato il numero di settore di tale vettore, il quale viene poi messo in relazione con i versori dei vettori base che delimitano tale settore.

Poiché i versori dei vettori base hanno come fattore di scala il numero 2^{14} , indicando rispettivamente con A_1 , B_1 , A_2 , B_2 le componenti d e q del primo versore base $\tilde{\hat{v}}_\alpha$ e del secondo versore base $\tilde{\hat{v}}_\beta$ che delimitano il settore si ha

$$\hat{\tilde{v}}_\alpha = \tilde{\hat{v}}_\alpha \cdot 2^{14} = (A_1 + jB_1) \cdot 2^{14} = (\hat{A}_1 + j\hat{B}_1) \quad (15.12.1.13)$$

$$\hat{\tilde{v}}_\beta = \tilde{\hat{v}}_\beta \cdot 2^{14} = (A_2 + jB_2) \cdot 2^{14} = (\hat{A}_2 + j\hat{B}_2) \quad (15.12.1.14)$$

essendo $\hat{\tilde{v}}_\alpha$ e $\hat{\tilde{v}}_\beta$ i versori base nella rappresentazione interna.

15.12.2 Il calcolo dei cicli di lavoro

Il calcolo della durata dei cicli di lavoro degli interruttori statici dell'inverter viene compiuto nella routine Calc_Delta. Esprimendo la durata di questi intervalli di tempo con un numero a 16 bit senza segno si può porre

$$\delta_\alpha = (2^{16} - 1) \hat{S}_{\alpha 0} \quad (15.12.2.1)$$

essendo δ_α la durata del ciclo di lavoro del primo vettore base da produrre rappresentata internamente e $\hat{S}_{\alpha 0}$ il tempo di applicazione adimensionale del primo vettore base, espresso in per unità del tempo di ciclo, riportato anch'esso alla rappresentazione interna.

Il tempo di applicazione adimensionale del primo vettore base $S_{\alpha 0}$, come risulta dalla teoria sulla modulazione SVM, è dato dalla seguente espressione

$$S_{\alpha 0} = -\sqrt{2} \frac{(Vd + jVq) \bullet j(A_2 + jB_2)}{E_{DC}}. \quad (15.12.2.2)$$

Passando alla sua rappresentazione interna si ottiene

$$\hat{S}_{\alpha 0} = -\sqrt{2} \frac{(\hat{V}_D + j\hat{V}_Q) \cdot j(\hat{A}_2 + j\hat{B}_2)}{v^* E_{DC}} \frac{1}{2^{15} - 1} \quad (15.12.2.3)$$

da cui si ricava infine

$$\hat{S}_{\alpha 0} = \frac{\sqrt{2} v_s^*}{v^* (2^{15} - 1) \hat{E}_{DC}} (\hat{B}_2 \hat{V}_D - \hat{A}_2 \hat{V}_Q). \quad (15.12.2.4)$$

Eseguendo le moltiplicazioni mediante la tecnica Q15, è possibile rappresentare il ciclo di lavoro del primo vettore base δ_α nel modo seguente

$$\delta_\alpha = \frac{\sqrt{2} v_s^* (2^{16} - 1)}{v^* (2^{15} - 1) \hat{E}_{DC}} \left(\frac{\hat{B}_2 \hat{V}_D}{2^{15}} - \frac{\hat{A}_2 \hat{V}_Q}{2^{15}} \right) 2^{15}. \quad (15.12.2.5)$$

L'espressione implementata nella routine Calc_Delta ha quindi la seguente forma

$$\delta_\alpha = \text{InvE}(K^*) \cdot V_{\text{Temp}} \frac{2}{2^{16}} \quad (15.12.2.6)$$

dove

$$V_{\text{Temp}} = \left(\frac{\hat{B}_2 \hat{V}_D}{2^{15}} - \frac{\hat{A}_2 \hat{V}_Q}{2^{15}} \right) \quad (15.12.2.7)$$

$$\text{InvE}(K^*) = \frac{\sqrt{2} v_s^* (2^{16} - 1)}{v^* (2^{15} - 1) K^* \cdot 2^{15-NE}} 2^{15} \quad (15.12.2.8)$$

essendo NE il numero di elementi della tabella del reciproco della tensione del bus DC $TAB\_InvE(K^*)$, con K^* pari a

$$K^* = \frac{\hat{E}_{DC}}{2^{15-NE}}. \quad (15.12.2.9)$$

Allo scopo di coniugare le esigenze di risoluzione nel calcolo del reciproco della tensione del bus DC con quelle del minore sfruttamento possibile delle risorse di memoria del DSP, è stata scelta per la tabella in questione una dimensione di 1024 elementi, cioè si è posto $NE = 10$.

Ricavata la durata dei cicli di lavoro nella routine Calc_Delta, nella routine Imposta_Tempi possono essere finalmente determinati i livelli da assegnare ai comparatori utilizzati dal modulatore SVM per ottenere il vettore tensione medio richiesto.

15.13 *La scelta dei fattori di scala dell'algoritmo di controllo*

La scelta dei fattori di scala delle grandezze elaborate dall'algoritmo di controllo è stata eseguita fissando in alcuni casi i loro valori massimi in base ai valori limite che possono assumere fisicamente nell'azionamento ed in altri fissando per esse un valore a priori indipendente dalla realtà fisica. Tutto questo con il solo scopo di ottenere per tutte le grandezze la migliore risoluzione possibile all'interno del programma implementato sul microprocessore. Da questo approccio è derivata la scelta dei seguenti fattori di scala

VARIABILE	FATTORE DI SCALA
Pulsazione rotorica	$W^* = \frac{3W_{nom}}{2^{15}}$
Coppia elettromagnetica	$C^* = \frac{3C_{nom}}{2^{15}}$
Flusso rotorico di riferimento	$F_{REF}^* = \frac{2F_{R,nom}}{2^{15}}$
Corrente misurata	$i^* = \frac{i_{MAX}}{2^{15}}$
Vettore corrente statorica	$i_s^* = \frac{\sqrt{6}i_{MAX}}{2^{15}}$
Tensione lato continua	$v^* = \frac{E_{DC,MAX}}{2^{15}}$
Vettore tensione statorica	$v_s^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{v_{S,MAX}}{2^{15}}$
Tempo	$T^* = 0.00001s$
Flusso	$\varphi^* = \frac{T^* v_s^*}{2^6}$
Reciproco flusso rotorico	$Inv\_Fr^* = \frac{1}{F_{R,REF\_MIN}} \frac{1}{2^{15}}$

Nella tabella sopra riportata i valori nominali sono stati determinati dai dati di targa della macchina asincrona, mentre i valori massimi sono stati scelti in base alle caratteristiche dei trasduttori utilizzati.

Capitolo 16

L'implementazione del controllo DSVM

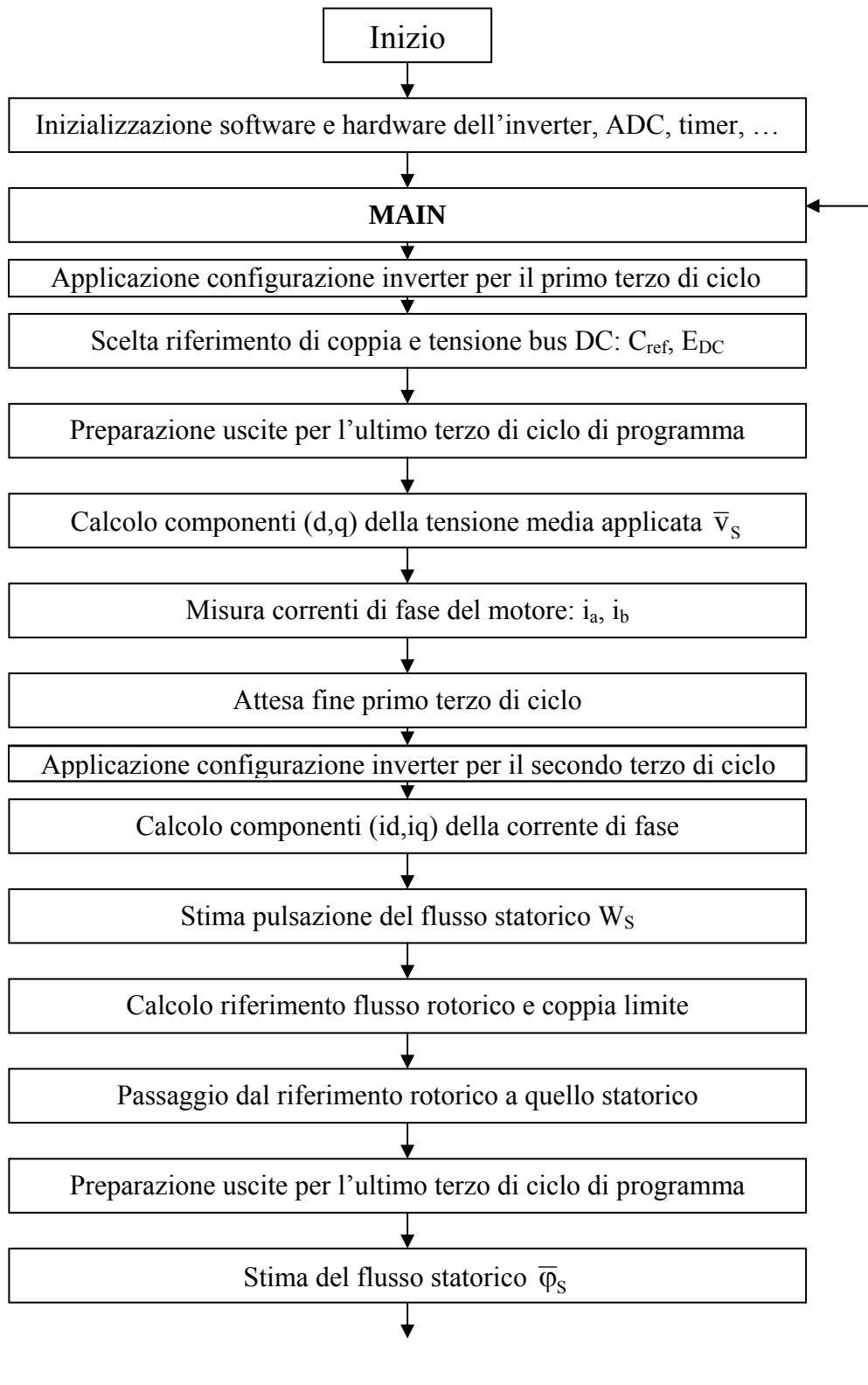
16.1 Analisi dell'algoritmo di controllo

Questo capitolo è dedicato all'implementazione sul sistema digitale di sviluppo della tecnica di controllo DSVM illustrata nel capitolo 10, con lo scopo di valutarne l'effettiva efficacia nel controllo di un motore asincrono destinato alla trazione elettrica veicolare. L'algoritmo di controllo DSVM, al pari dell'algoritmo SFVC descritto nel capitolo precedente, ha una struttura ciclica composta da una serie di routine eseguite ad intervalli di tempo regolari corrispondenti al tempo di ciclo per la modulazione DSVM dell'inverter. La macchina asincrona comandata è costituita dal motore B, le cui caratteristiche sono quelle riportate nel capitolo 14.

Come noto dalla teoria, la tecnica DSVM prevede che in ogni ciclo di modulazione dell'inverter quest'ultimo applichi alla macchina asincrona una certa sequenza di vettori tensione statorica per un tempo corrispondente ad un terzo della durata del ciclo di modulazione, ovvero per un terzo del tempo di ciclo del programma.

In ogni terzo di ciclo viene applicato il vettore tensione stabilito dalla tabella di scelta delle configurazioni e contemporaneamente vengono eseguite le letture della coppia di riferimento e della tensione del bus DC, vengono stimati flusso statorico, pulsazione statorica, coppia elettromagnetica ed infine vengono scelte le configurazioni da applicare al ciclo successivo. Nella figura 16.1 è mostrato il diagramma di flusso dell'algoritmo DSVM. In esso ogni blocco rappresenta una routine di programma o un gruppo di routine di programma destinate all'esecuzione di un certo tipo di operazioni finalizzate ai calcoli di modulazione o alla configurazione dei registri interni al DSP per l'impostazione hardware e software delle funzioni richieste dal controllo. Come

nel precedente capitolo, per ogni blocco dello schema viene indicato il nome della routine (o delle routine) a cui questo fa riferimento, così come denominata nel codice Assembler, mentre nell'appendice vengono riportati i listati completi e commentati del codice sorgente e di tutte le parti dichiarative e di supporto in esso incluse in fase di compilazione.



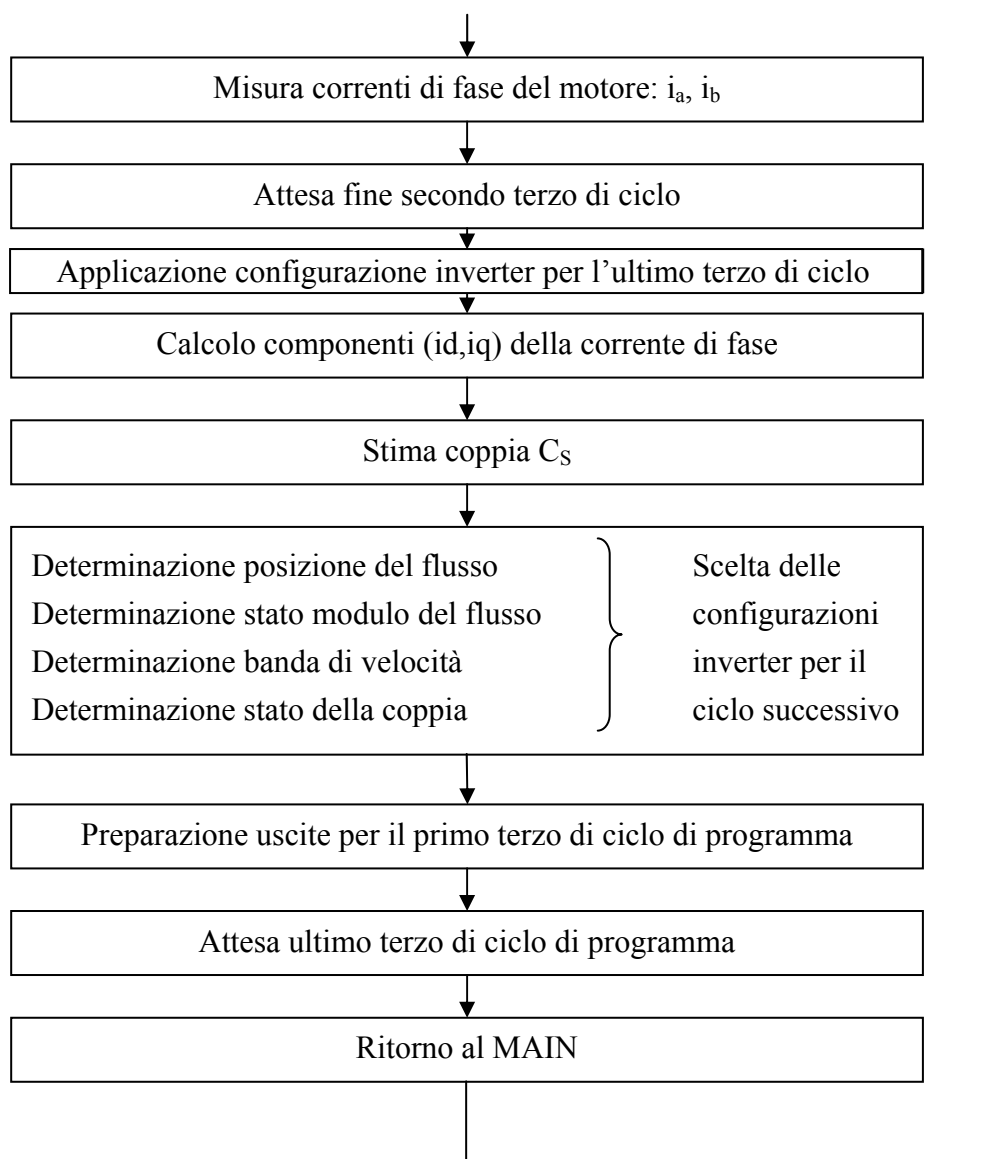


Figura 16.1 - Diagramma di flusso dell'algoritmo di controllo

Prima di procedere oltre si vuole notare subito, osservando la struttura dello schema, che le letture di corrente sono posizionate alla fine del primo e del secondo terzo di ciclo di programma in modo tale da ottenere una misura che sia affetta meno possibile dai disturbi dovuti alle commutazioni dell'inverter. Si ha infatti che tale convertitore cambia configurazione all'inizio di ogni terzo di ciclo di programma e ogni commutazione da esso compiuta è accompagnata da perturbazioni elettromagnetiche impulsive, le quali nel gergo vengono definite *spike*. Come si è avuto modo di osservare sperimentalmente, se le routine di acquisizione delle correnti sono troppo vicine a quelle in cui vengono assegnate all'inverter le configurazioni, i convertitori analogico-digitali, per effetto dei suddetti *spike*, possono raggiungere il loro valore di

fondo scala, facendo così perdere completamente il controllo del motore e obbligando le protezioni ad intervenire.

16.2 Inizializzazione hardware e software

La routine di inizializzazione dell'hardware, denominata **Iniz_Hardware**, ha il compito di eseguire operazioni preliminari per l'impostazione del funzionamento del sistema del tutto analoghe a quelle a cui si è accennato nella descrizione dello schema a blocchi del controllo SFVC. Esse sono le seguenti:

- Disabilitazione degli interrupt
- Impostazione della frequenza di clock del sistema
- Impostazione dei cicli di attesa per ingressi ed uscite (*wait state*)
- Disabilitazione del *Watch Dog*.

Per quanto riguarda la frequenza di clock, si ha che la frequenza di lavoro delle periferiche esterne al DSP è stata posta pari a 20MHz, mentre la frequenza di lavoro del processore (CPUCLK) è stata fissata, mediante il circuito PLL ad aggancio di fase, al valore di 40 MHz .

La routine di inizializzazione delle variabili, **Iniz_Variabili**, si occupa poi di fissare un valore iniziale per tutte le variabili utilizzate nel programma, in modo che esse possiedano tutte un valore opportuno all'inizio del ciclo di controllo vero e proprio.

16.3 Inizializzazione inverter, TIMER1 e ADC

La routine **Iniz_Inverter** si occupa di inizializzare l'inverter, abilitando per prima cosa i comparatori a comandare tale convertitore tramite le uscite PWM. In questa fase all'inverter viene imposto di mantenere aperti tutti i rami. Questa procedura consente di effettuare il reset via software dei driver dell'inverter, rendendoli in questo modo operativi. Per fissare il tempo di ciclo del programma è stato utilizzato un temporizzatore costituito da un contatore denominato TIMER1. Esso è stato settato per funzionare nella modalità *continuous up-down*, ovvero in modo da contare

ininterrottamente dal valore zero fino al valore specificato nel rispettivo registro T1PER, per poi ritornare al valore zero e ripartire ancora a contare, come visualizzato in figura 16.2. In questo modo è possibile sincronizzare il programma con il suddetto contatore, il quale oltre a scandire la periodicità ciclica dell'algoritmo di controllo, è impostato in modo da definire anche la durata di un terzo del tempo di ciclo.

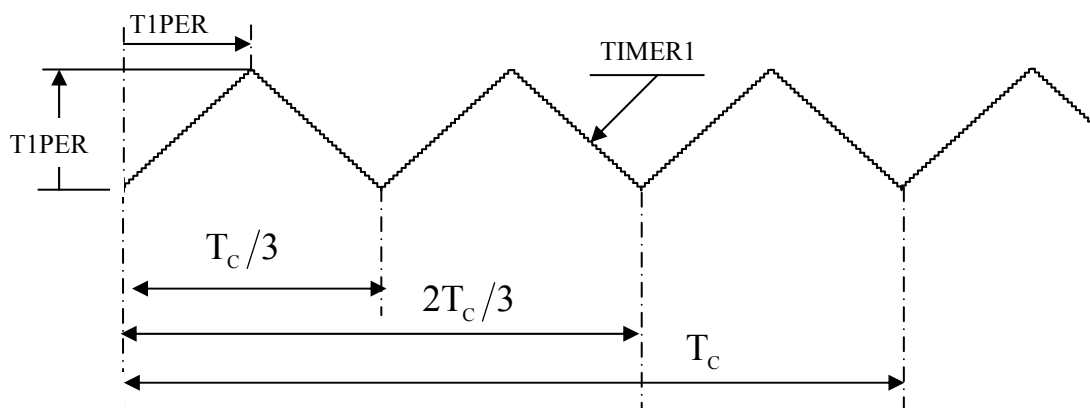


Figura 16.2 - Impostazione del TIMER1 per la suddivisione del tempo di ciclo in tre parti di eguale durata

Il contatore TIMER1 è usato anche dalla *PWM Compare Unit* per generare i comandi da inviare ai driver dell'inverter. Tale unità infatti ha la proprietà di comandare 6 pin di output della scheda di sviluppo nel modo descritto di seguito. Definito un certo valore numerico nell'apposito registro della comparazione CMPR, costantemente confrontato con il valore conteggiato del contatore, quando si ha l'equivalenza tra questi due valori (definita *Compare Match*) avviene la transizione di stato dei pin di uscita che comandano i rami dell'inverter. A seconda del fatto che siano settati nella modalità *Active High* o *Active Low* si ha la transizione del loro livello da basso a alto o viceversa, come indicato in figura 16.3 ove sono indicati i tre casi che possono verificarsi. Tali casi sono i seguenti:

- il valore contenuto nel registro CMPR è tale che avvenga il Compare Match, ovvero è maggiore di zero e inferiore al valore contenuto nel registro T1PER
- il valore contenuto in CMPR è maggiore del valore contenuto nel T1PER, ossia il Compare Match non avviene mai
- il valore contenuto in CMPR è zero e il Compare Match avviene subito.

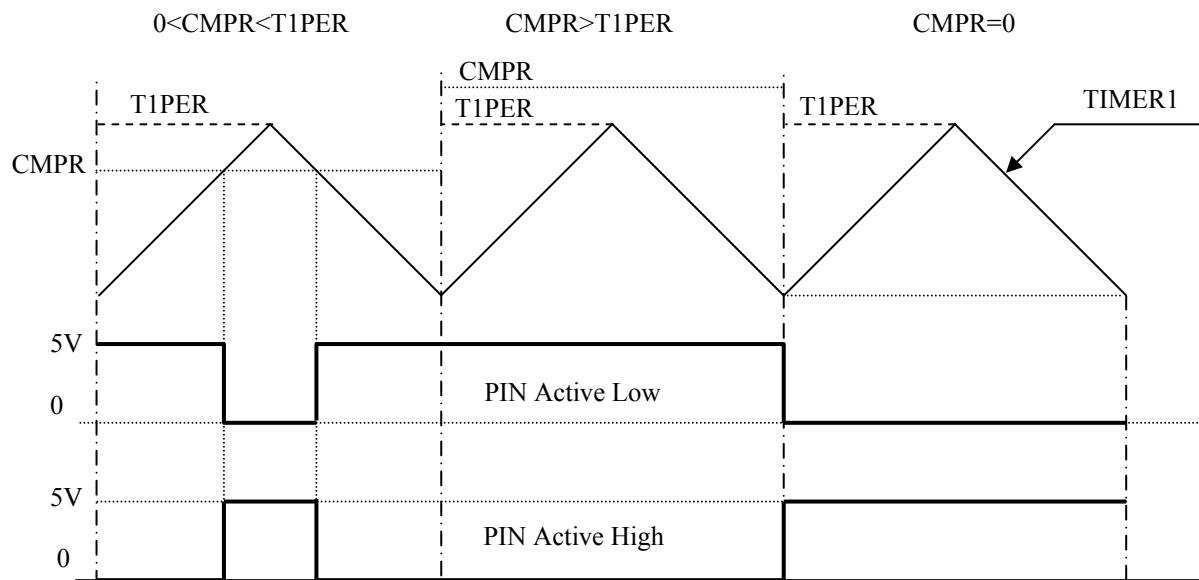


Figura 16.3 - PWM Compare Unit e funzionamento del Compare Match

In particolare nella *PWM Compare Unit* si hanno tre comparatori: CMPR1, CMPR2, CMPR3. Ciascuno di essi comanda due pin: rispettivamente CMPR1 comanda i pin PWM1 e PWM2, CMPR2 comanda i pin PWM3 e PWM4, CMPR3 comanda i pin PWM5 e PWM6. Tale unità di comparazione è stata programmata in modo che i pin PWM1, PWM3 e PWM5, settati nella modalità Active Low, comandino i driver degli interruttori superiori dei rami A, B e C dell'inverter e che i pin PWM2, PWM4 e PWM6, settati nella modalità Active High, comandino i driver degli interruttori inferiori dei rami A, B e C. In tal modo è possibile generare una data configurazione semplicemente scrivendo gli opportuni valori nei registri CMPR. Per esempio volendo generare in un determinato terzo di ciclo la configurazione (1,0,0), ossia fare in modo che l'interruttore superiore del ramo A sia chiuso mentre quelli superiori dei rami B e C siano aperti, e conseguentemente che l'interruttore inferiore del ramo A sia aperto mentre quelli inferiori dei rami B e C siano chiusi, è sufficiente inserire in CMPR1 un valore superiore a T1PER e porre a zero CMPR2 e CMPR3. Si osserva che ciascuno di tali registri CMPR è sdoppiato: in uno vi è il valore corrente, nell'altro invece è presente il valore che vi sarà sostituito al verificarsi di una data situazione, la quale, nel programma realizzato, è stata scelta essere l'*underflow* del contatore, intendendo

con underflow il momento in cui il conteggio torna al valore zero. Per generare la sequenza di comando dei driver dunque non si fa altro che riscrivere in ogni terzo di ciclo nei registri CMPR i valori che saranno usati nel terzo di ciclo successivo.

La routine di inizializzazione dei convertitori analogico-digitali, **Iniz_ADC**, imposta poi la durata della conversione A/D, infatti, secondo le specifiche del microprocessore, per avere l'accuratezza desiderata della conversione, occorre che essa duri sei periodi di ciclo, ciascuno di durata non inferiore a 1 μ s. Allo scopo di ottenere ciò si inserisce un divisore di frequenza per portare il periodo di lavoro dei convertitori al valore desiderato.

16.4 Inizializzazione del puntatore della tabella delle configurazioni

Nella routine **Iniz_PunTab** viene inizializzato il puntatore della tabella delle configurazioni da applicare all'inverter, in modo che punti il primo valore in essa contenuto. Il controllo DSVM sceglie infatti le configurazioni in funzione dello stato del flusso, della sua pulsazione e dello stato della coppia e contestualmente richiede la conoscenza delle componenti delle tensioni medie modulate ciclo per ciclo, le quali sono anch'esse riportate nella tabella delle configurazioni implementata nel programma. Relativamente al calcolo delle componenti delle tensioni medie, dalla teoria del controllo DSVM è noto che il vettore tensione statorica $\bar{v}_s$ viene prodotto applicando, in ogni terzo di ciclo del programma, uno dei 6 vettori base oppure la configurazione nulla. La sequenza di queste applicazioni nel tempo di ciclo dell'inverter produce lo stesso effetto medio che si otterrebbe applicando $\bar{v}_s$ per l'intera durata di questo intervallo temporale. I valori delle componenti di $\bar{v}_s$ sugli assi d e q, normalizzate rispetto alla tensione del bus DC E_{DC} , possono essere così calcolati come media sull'intero ciclo dei coefficienti K_{vd} e K_{vq} relativi ai vettori base impiegati nella sequenza di generazione del vettore $\bar{v}_s$ riportati nella tabella 5.2 del capitolo 5.

Per chiarire quanto espresso si consideri, a titolo di esempio, il caso della figura 16.4 in cui il vettore medio $\bar{V}_s$ viene modulato applicando nel primo terzo di ciclo il vettore $\bar{V}_1$, nel secondo terzo $\bar{V}_2$, e nell'ultimo terzo la configurazione nulla $\bar{V}_{0=7}$.

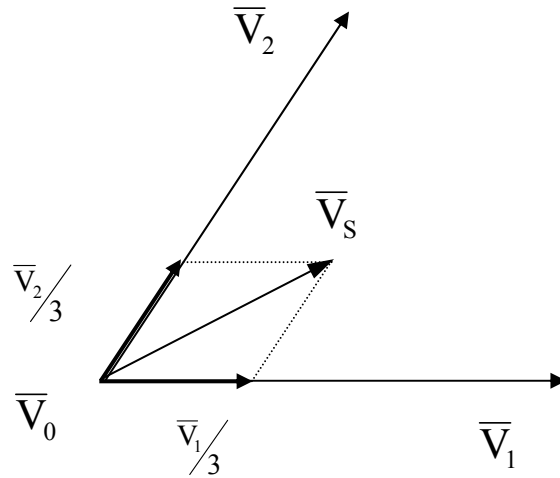


Figura 16.4 - Modulazione di un vettore tensione con la tecnica DSV

Sul piano $\{d, q\}$ il vettore $\bar{V}_s$ si ottiene come somma dei vettori $\bar{V}_1/3$ e $\bar{V}_2/3$, in quanto l'applicazione di ogni vettore base, essendo relativa ad un terzo del tempo di ciclo totale, determina un effetto medio equivalente a quello prodotto da un vettore base avente un modulo ridotto a un terzo di quello effettivamente generato dall'inverter applicato per l'intero ciclo. Le componenti normalizzate rispetto a E_{DC} , relative ai vettori base impiegati, vanno quindi divise anch'esse per 3. Dalla loro somma si ottengono le componenti sugli assi d e q del vettore $\bar{V}_s$ normalizzato rispetto a E_{DC} . Questo equivale a fare la media dei coefficienti K_{Vd} e K_{Vq} relativi ai vettori base medesimi

$$K_{\bar{V}_s d} = \frac{\sum_{i=1}^3 K_{Vd_i}}{3} \quad ; \quad K_{\bar{V}_s q} = \frac{\sum_{i=1}^3 K_{Vq_i}}{3} \quad (16.4.1)$$

16.5 Sincronizzazione del programma con il *TIMER1*

Nella routine **Sincro_FineTerzo** si ha l'attesa dell'underflow del contatore *TIMER1*, in modo da garantire la sincronizzazione del programma con il contatore medesimo. Contemporaneamente si ha l'aggiornamento dei valori presenti nei registri comparatori *CMPR* (i quali essendo registri doppi contengono il valore corrente e quello che lo sostituirà all'underflow del contatore) con i livelli loro assegnati nei vari terzi di ciclo per generare i comandi destinati ai driver dell'inverter, in modo da fornire la configurazione voluta in ognuno di tali terzi. Si osserva che al raggiungimento dell'underflow, il DSP pone al livello alto il bit numero 9 del registro *EVIFRA*, con il contatore che riprende il conteggio Up/Down senza fermarsi. Il test sullo stato di questo bit permette di verificare che le routine di programma poste a monte di *Sincro_FineTerzo* in ordine di esecuzione non richiedano un tempo di calcolo superiore ad un terzo di ciclo di programma. Se ciò accade si interrompe infatti l'esecuzione del medesimo, si salta alla routine **Stacca**, posizionata alla fine del listato, in cui si impone all'inverter la configurazione nulla, e si accendono ad intermittenza i LED della scheda di sviluppo. Tramite la gestione della variabile *TStacca* viene comandata l'accensione dei led in modo da individuare da quale terzo di ciclo di programma è stata richiamata la routine *Stacca*. Con l'istruzione *BIT EVIFRA,6* si testa pertanto il bit che segnala l'avvenuto underflow del contatore. Se questo è al livello alto, con l'istruzione *BCND Stacca,TC* si salta alla routine *Stacca*. Se invece è al livello basso lo si continua a testare, ovvero si aspetta la fine del terzo di ciclo, dopodiché lo si resetta nuovamente per poterlo utilizzare in maniera analoga alla fine di ogni terzo. Si osserva che la routine *Sincro_FineTerzo*, posizionata alla fine dell'ultimo terzo di ciclo, oltre a consentire l'attesa del completamento della parte di calcoli eseguita nell'ultimo terzo, permette di sincronizzare l'esecuzione del programma con l'inizio del ciclo di modulazione successivo.

16.6 Scelta della tensione del bus DC e della coppia di riferimento

Le prove sperimentali eseguite sul controllo DSVM hanno evidenziato, analogamente ad altri algoritmi di controllo implementati sul sistema di sviluppo, come i segnali campionati dal convertitore analogico-digitale risultino particolarmente affetti da rumore. Tali disturbi possono determinare dei picchi di tensione sia sui segnali provenienti dai trasduttori di corrente e di tensione del bus DC che sul segnale di riferimento del potenziometro, tali in alcuni casi da mandare il convertitore A/D a fondo scala con effetti disastrosi sul controllo. Nella routine **Clean_EdcCref** si è pertanto implementato un filtro euristico tradizionale, del tipo di quello descritto nel capitolo precedente, basato su una doppia lettura del segnale da filtrare eseguita nelle routine **Lett_EdcCref1** e **Lett_EdcCref2**, il quale, tra le due letture effettuate sceglie quella più vicina alla misura del ciclo precedente.

Poiché la tensione del bus DC e la coppia di riferimento sono due grandezze mediamente costanti in un ciclo di modulazione, il filtro euristico tradizionale funziona perfettamente nell'eliminazione dei disturbi. Nonostante il filtro euristico riesca ad eliminare i disturbi indesiderati sulla tensione del bus DC, in sede sperimentale si è però riscontrato un altro problema causato non dal controllo, ma dal tipo di alimentazione primaria che esso riceve. Il banco di prova è infatti alimentato da un autotrasformatore che nelle fasi di funzionamento a carico della macchina asincrona, a causa dell'elevata impedenza interna, provoca cadute di tensione dell'ordine di alcune decine di volt. Sul bus DC quindi, a parità di tensione impressa dall'autotrasformatore, viene a stabilirsi una tensione continua sensibilmente variabile in funzione della corrente assorbita. Questa variabilità della tensione lato continua, unita agli usuali problemi di oscillazioni pendolari che si riscontrano all'ingresso del deflussaggio, può innescare un fenomeno di risonanza del controllo con la sorgente di alimentazione, il quale può portare a variazioni periodiche piuttosto ampie della tensione del bus DC. Per limitare il più possibile gli effetti di tali oscillazioni si è previsto nella routine **Clean_EdcCref** un piccolo filtro passa-basso digitale sull'acquisizione della tensione lato continua. L'espressione della tensione del bus DC filtrata, in un generico ciclo K di modulazione è la seguente

$$E\_DCf = \frac{E\_DCVV + E\_DCV + 2E\_DC}{4} \quad (16.6.1)$$

dove E_{DCVV} , E_{DCV} e E_{DC} sono rispettivamente la tensione del bus DC al ciclo K-2, K-1 e K. Si osserva che se questo filtro venisse fatto funzionare sin dalla prima esecuzione del programma, al primo ciclo bisognerebbe provvedere ad inizializzare le variabili E_{DCVV} e E_{DCV} . Una soluzione potrebbe essere quella di porli inizialmente uguale alla tensione nominale pari a 311V ma, per rendere più flessibile l'azionamento, si è deciso di filtrare la tensione per una pulsazione rotorica maggiore di 500 giri/min, permettendo così alla E_{DCVV} e alla E_{DCV} di inicializzarsi automaticamente e correttamente nei cicli che precedono il raggiungimento di questo valore. Operando in questo modo il filtro non agisce per pulsazioni inferiori ai 500 giri/min ma conserva la sua utilità a pulsazioni maggiori.

16.7 Limitazione della coppia di riferimento

Il riferimento di coppia letto dal potenziometro tramite una doppia lettura e depurato dai disturbi tramite la routine `Clean_EdcCref`, prima di essere utilizzato dal controllo, viene limitato al valore di coppia massima C_{max} . La coppia massima che può essere richiesta al controllo viene imposta in funzione della pulsazione ed è tale da evitare che venga assunto per la coppia di riferimento un valore intollerabile. La scelta del massimo valore di riferimento per la coppia viene effettuata nel ciclo precedente dalla routine **Calc_Ref** che verrà descritta in seguito.

La routine **Lim_Coppia** si occupa esclusivamente di limitare la coppia di riferimento nel campo di variazione compreso tra zero e C_{max} e di segnalare l'eventuale limitazione a quest'ultimo valore del segnale imposto dal potenziometro tramite la variabile $LimC$ utilizzata per l'accensione di un apposito led della scheda di sviluppo.

16.8 Preparazione dell'uscita inverter nel terzo di ciclo del programma

Nelle routine **PrepUsc_SecTerzo**, **PrepUsc_TerTerzo**, **PrepUsc_PriTerzo** si assegnano i valori opportuni ai registri `CMR1`, `CMR2`, `CMR3` per poter imporre la configurazione voluta all'inverter nel successivo terzo di ciclo. Come sarà chiarito in seguito la variabile $PunTab$ contiene, di volta in volta, l'indirizzo di una appropriata cella di memoria della tabella delle configurazioni (con le relative costanti per la

determinazione delle tensioni medie). In tale tabella sono memorizzate consecutivamente le configurazioni per il primo terzo di ciclo di programma, per il secondo terzo di ciclo e per il terzo terzo di ciclo.

Supponiamo ad esempio che nel ciclo precedente a quello in esecuzione, il vettore flusso statorico si trovasse nel primo settore negativo (ossia 1-), che la velocità fosse tale da essere in banda di velocità +2, che la coppia fosse nello stato 0 e che il flusso fosse nello stato +1 e che venisse richiesta una configurazione tale da minimizzare la variazione di coppia e tale da far aumentare il flusso. Come ampiamente spiegato nel capitolo 7, in queste condizioni la tecnica DSVM richiede, per il ciclo in corso, le configurazioni (k+1,0,k+2), ovvero nel primo terzo richiede la configurazione 2 (a cui corrisponde lo stato 1,0,0 degli interruttori superiori dei rami dell'inverter), nel secondo terzo la configurazione nulla (corrispondente allo stato 0,0,0 degli interruttori superiori dei rami dell'inverter o quella corrispondente allo stato 1,1,1 in funzione di quella che dà origine al minor numero di commutazioni), e nel terzo terzo la configurazione 3 (a cui corrisponde lo stato 0,1,0 degli interruttori superiori).

Di seguito si riporta lo stralcio della tabella di scelta delle configurazioni necessaria per imporre la sequenza di commutazione degli interruttori dell'inverter considerata nel presente esempio

```
.word 0110000000000000b
.word 0111000000000000b           ;K+1,0,K+2
.word 0010000000000000b
.word 3641
.word 6306.
```

Ritornando alla preparazione dell'uscita inverter in un terzo di ciclo di programma, si ha dunque che nella variabile *PunTab* viene caricato l'indirizzo della prima cella di memoria della tabella che contiene le informazioni sulla configurazione in corso. Queste sono memorizzate come segue: il primo bit da sinistra a destra è posto uguale a zero, i tre bit successivi indicano lo stato degli interruttori (nel caso dell'esempio 1,1,0), mentre gli altri bit sono tutti nulli. Poiché si vogliono settare i CMPR per il prossimo terzo di ciclo, si carica nel registro accumulatore il valore di *PunTab* e gli aggiunge 1 in modo che con la somma effettuata esso contenga l'indirizzo della cella in cui sono memorizzate le informazioni corrispondenti al prossimo terzo di ciclo di programma. Operativamente la procedura si realizza nel seguente modo:

con l'istruzione *TBLR* si scarica il contenuto della cella indirizzata dal puntatore *PunTab* nella variabile che memorizza la configurazione dell'inverter (a seconda dei casi *CONFIGSECONDOTERZO*, *CONFIGTERZOTERZO*, *CONFIGPRIMOTERZO*), poi si carica tale valore nell'accumulatore e si esegue una operazione di AND con la stringa 0100000000000000 in modo che nell'accumulatore si trovi il valore zero (nel caso che si voglia che l'interruttore superiore del ramo A dell'inverter sia aperto), oppure si trovi proprio il valore binario 0100000000000000 (se si vuole che l'interruttore superiore del ramo A dell'inverter sia chiuso). È sufficiente a questo punto scaricare direttamente il contenuto dell'accumulatore nel registro comparatore in modo da definire il valore numerico di CMPR1. Per CMPR2 e CMPR3 si procede analogamente.

16.9 Visualizzazione dello stato del sistema

La scheda digitale TMS320C24X, appositamente progettata dalla Texas Instruments per lo sviluppo del software destinato al controllo di azionamenti elettrici, prevede vari strumenti per analizzare lo stato di funzionamento del programma. Come descritto nel capitolo 12 essa infatti dispone di 9 led programmabili, 4 uscite digitali-analogiche (DAC) per la visualizzazione dell'andamento in tempo reale delle grandezze del controllo e una memoria RAM in cui possono essere salvati i valori numerici di alcune grandezze interne al DSP.

Nel listato del programma sorgente sono presenti tre routine che si occupano della visualizzazione dello stato interno del sistema.

La routine **Write_DAC** consente di trasferire le grandezze desiderate, di interesse per l'analisi del funzionamento del controllo, sui convertitori digitali-analogici della scheda DSP in modo da prelevare i segnali analogici corrispondenti dai morsetti dedicati allo scopo e visualizzarne l'andamento su oscillografo. Le grandezze convertibili in forma analogica possono essere selezionate per mezzo dello stato ON/OFF di alcuni microinterruttori presenti sul modulo microswitch della scheda di sviluppo. La tabella seguente costituisce un esempio di come possono essere impiegati tali switch in relazione alle grandezze che si è deciso visualizzare.

SWITCH	DAC0	DAC1	DAC2	DAC3
1	Cref	Cs		
2			Fr_r	Velocità
3	Fsd_ref	Fsq_ref		
4			Ia	Ib
5	Id	Iq		

Attraverso la routine **Accendi_Led** in ogni ciclo di modulazione è possibile impostare il contenuto del registro LEDSTATUS in modo da provocare l'accensione dei led desiderati in funzione dello stato di alcune variabili di programma.

I led presenti sulla scheda hanno il seguente significato:

- LED 0÷2: indicano il settore in cui viene modulato il vettore tensione (led 0 per i settori 1 e 2, led 1 per i settori 3 e 4 e led 2 per i settori 5 e 6)
- LED 3: non utilizzato
- LED 4: non utilizzato
- LED 5: la sua accensione indica l'entrata in funzione del limitatore di coppia
- LED 6: la sua accensione indica l'entrata della macchina nella prima zona di deflussaggio
- LED 7: la sua accensione indica l'entrata della macchina nella seconda zona di deflussaggio
- LED Ext. Flag: non utilizzato.

La routine **Debug98** serve poi per trasferire le grandezze desiderate a 16 o a 32 bit sulla memoria RAM esterna al DSP presente sulla scheda di sviluppo. Abilitando il microswitch n° 8, ogni volta che viene richiamata tale routine (in questo caso una volta a ciclo), viene salvata in memoria la sequenza delle grandezze desiderate. Una volta arrestato il controllo è possibile scaricare i dati salvati sul disco fisso del PC collegato alla scheda di sviluppo ed eseguirne un'analisi a posteriori.

16.10 Lettura delle correnti

Per la conversione analogico-digitale dei segnali di tensione corrispondenti alle correnti di fase misurate ed adattate, sono state realizzate quattro routine separate.

La prima routine denominata **Aspetta** serve per posizionare la lettura della corrente in fondo al terzo di ciclo del programma, in modo che non sia affetta dai disturbi dovuti alle commutazioni dell'inverter. All'inizio di ogni terzo di ciclo di programma, come del resto già detto, si aggiornano i comparatori CMPR con il valore impostato nel terzo di ciclo precedente in modo da cambiare la configurazione dell'inverter. Per effetto delle commutazioni di tale convertitore nascono così delle perturbazioni elettromagnetiche che disturbano tutti i segnali acquisiti dal microprocessore.

Dato che per completare la procedura di conversione analogico-digitale sono necessari almeno $6\mu\text{s}$, bisogna posizionare la lettura della corrente negli ultimi $10\mu\text{s}$ del terzo di ciclo (il tempo di ciclo del controllo DSVM è stato posto uguale a $90\mu\text{s}$ e quindi il terzo di ciclo è pari a $30\mu\text{s}$). Per questo è stata introdotta la routine **Aspetta** che controlla costantemente il valore conteggiato dal TIMER1, usato per la suddivisione del tempo di ciclo del programma in tre parti, e lo confronta con un valore che rappresenta un tempo pari a $10\mu\text{s}$: se il tempo restante prima della fine del terzo di ciclo è inferiore ai $10\mu\text{s}$ il programma prosegue, in caso contrario attende fino alla verifica di tale condizione.

La routine denominata **Iniz_AcqCorrenti** serve poi ad abilitare la conversione analogico-digitale attivando i canali 11 e 3 per le correnti, settando in modo opportuno il registro *ADCTRL1*.

La routine **Attendi_ADC** ha invece lo scopo di attendere che il convertitore abbia completato la conversione analogico-digitale. Tra le routine *Iniz_AcqCorrenti* e *Attendi_ADC* il convertitore opera la conversione indipendentemente dal DSP. In questo intervallo di tempo il microprocessore può eseguire anche altre istruzioni in modo da sfruttare al meglio il tempo disponibile.

Infine la routine **Lett_Correnti** si occupa della lettura dei risultati convertiti, contenuti nei registri FIFO1 e FIFO2, e li memorizza nelle rispettive variabili *ia* e *ib*. Il valore che si ottiene dalla conversione analogico-digitale è contenuto nei bit $(15 \div 6)$ dei registri medesimi. Dapprima si disabilita l'estensione di segno per evitare che dia luogo a risultati indesiderati, dopo di che il valore del registro FIFOx viene copiato nell'accumulatore, effettuando una traslazione a sinistra di dieci bit. In tal modo il valore ottenuto dalla conversione viene ad occupare i bit $(25 \div 16)$ dell'accumulatore.

A questo punto, per recuperare il segno del segnale convertito, viene riattivata l'estensione di segno, quindi viene sottratto il valore $511 \ll 16$ all'accumulatore e dopo aver invertito il segno del risultato viene infine memorizzata la parte alta dell'accumulatore in una apposita variabile.

Prima di procedere alla memorizzazione finale dei risultati nelle variabili opportune, si esegue poi la moltiplicazione dei risultati di conversione per un opportuno fattore di scala allo scopo di ottenere, come valore di fondo scala della grandezza, il massimo numero rappresentabile in una cella a 16 bit con segno, cioè 7FFF in esadecimale.

Visto che la corrente è una grandezza estremamente variabile nel tempo, si è notato sperimentalmente che per ottenere una buona stima delle grandezze è necessario che i suoi campioni siano il più possibile aggiornati. Per questo motivo, come è possibile notare dallo schema a blocchi dell'algoritmo di controllo, le letture delle correnti di fase vengono eseguite nella parte finale sia del primo che del secondo terzo di ciclo. Questo perché la corrente viene impiegata sia per la stima del flusso statorico che per quella della coppia, rispettivamente nel secondo e nell'ultimo terzo di ciclo del programma. Quanto affermato sul posizionamento della lettura delle correnti di fase è riassunto dalla figura 16.5.

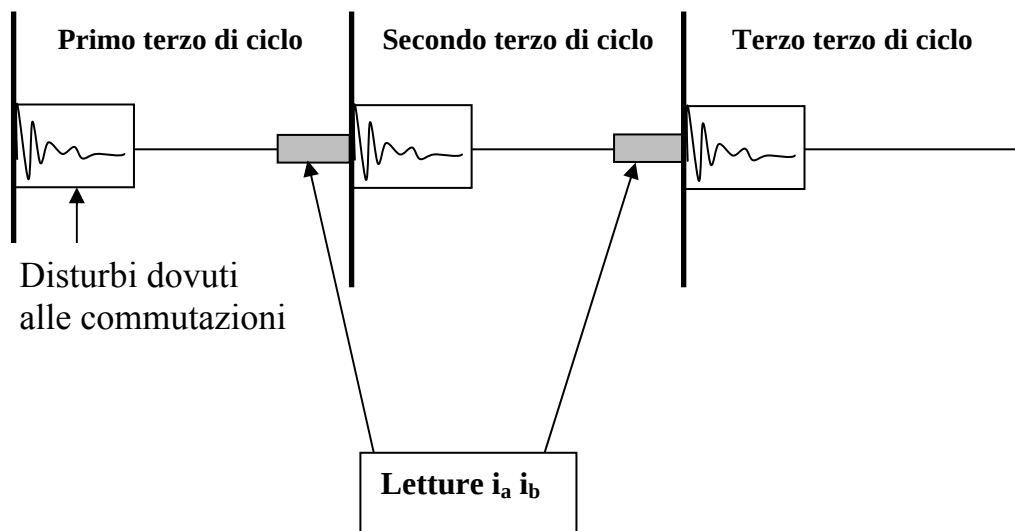


Figura 16.5 - Posizionamento delle letture della corrente per evitare gli effetti dei disturbi dovuti alle commutazioni dell'inverter

16.11 Calcolo delle componenti della tensione media

Il calcolo delle componenti d e q del vettore tensione stellata statorica $\bar{v}_s$ applicato dall'inverter al motore, inteso come valore medio nel tempo di ciclo del programma, viene svolto nella routine **Calc_TensMed**. L'operazione in questione risulta relativamente semplice, in quanto come si è già detto, è stata creata una tabella nella quale sono memorizzate in celle consecutive rispettivamente le configurazioni del primo terzo di ciclo, quelle del secondo terzo, quelle del terzo terzo e due costanti chiamate *KVSDMED* e *KVSQMED*. In queste ultime sono memorizzati i valori dei coefficienti per cui bisogna moltiplicare la tensione del bus DC per ottenere le componenti d e q del vettore medio $\bar{v}_s$. I valori delle componenti di tale vettore vengono calcolati come descritto nel capitolo 5, mediante le equazioni (5.2.6), utilizzando come coefficienti K_{vd} e K_{vq} quelli medi calcolati con le (16.4.1). Ovviamente questi coefficienti per essere resi compatibili con la rappresentazione interna al DSP, vengono ricondotti da numeri reali a numeri interi procedendo ad una opportuna messa in scala. Operativamente si procede come segue: nella variabile *PunTab* viene memorizzato l'indirizzo della cella di memoria contenente la configurazione assegnata all'inverter nel primo terzo di ciclo di programma, questo viene caricato nell'accumulatore e gli viene sommato il valore tre, in modo che in tale registro sia presente l'indirizzo della cella di memoria contenente il valore scalizzato della componente di asse d del vettore $\bar{v}_s$ normalizzata rispetto a E_{DC} . Tramite l'istruzione *TBLR* si scarica poi il contenuto dell'accumulatore nella cella di memoria corrispondente alla costante *KVSDMED*, dopodiché si somma 1 all'accumulatore, in modo che esso indirizzi la cella di memoria contenente il valore scalizzato della componente di asse q del vettore $\bar{v}_s$ normalizzata rispetto a E_{DC} , e sempre tramite l'istruzione *TBLR* si scarica il contenuto nella cella di memoria corrispondente alla costante *KVSQMED*. Eseguite le precedenti operazioni, si effettua poi la moltiplicazione di tali costanti per il valore contenuto nella variabile *E_DC*, la quale rappresenta la tensione del bus DC nella sua rappresentazione interna, e tenuto conto che esse sono scalizzate a 15 bit, ovvero che possiedono un valore di fondo scala pari a $(2^{15}-1)$, si pone l'operatore di traslazione di postmoltiplicazione SPM uguale a 1 e si dividono i prodotti ottenuti per 2^{16} con il comando SPH salvando i risultati nelle variabili *VSDMED1* e *VSQMED1*.

Si osserva che il valore della tensione del bus DC per cui vengono moltiplicate le costanti *KVSDMED* e *KVSQMED* è quello campionato nel ciclo di programma

precedente; questo perché, essendo la tensione lato continua variabile molto lentamente nel tempo, non è necessario che il suo valore sia aggiornato al ciclo in cui viene effettuato il calcolo delle componenti della tensione media *VSDMED1* e *VSQMED1*. Si nota infine che, come noto dalla teoria, la modulazione della tensione impressa da un inverter VSI, durante il suo funzionamento, è soggetta al fenomeno dei tempi morti di commutazione, i quali comportano una riduzione della tensione media applicata in un ciclo ai morsetti della macchina asincrona. Per tenere conto delle cadute di tensione introdotte dai tempi morti, senza complicare eccessivamente il programma, si è deciso di introdurre semplicemente nella routine *Calc_TensMed* una costante correttiva, denominata *Ktmorti*, che riduce il valore delle componenti del vettore medio $\bar{v}_s$ calcolato come sopra. Il valore di tale costante, dedotto per via sperimentale in modo da ottimizzare il funzionamento del controllo, è stato posto pari a 0.97.

16.12 Calcolo delle componenti del vettore corrente statorica

Dalla lettura delle correnti di due fasi del motore i_a e i_b , si risale tramite le equazioni (9.4.1.3) del capitolo 9 al valore delle componenti $\{d,q\}$ del vettore corrente storica $\bar{i}_s$. Nella routine **Calcola_Correnti** sono implementate le seguenti equazioni

$$i_{sd} = \sqrt{\frac{3}{2}} \bar{i}_a \quad ; \quad i_{sq} = \frac{(\bar{i}_a + 2\bar{i}_b)}{\sqrt{2}} \quad (16.12.1)$$

che nella rappresentazione interna vengono espresse nella forma

$$\hat{i}_D = \left(\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{\hat{i}_a^*}{\hat{i}_s^*} \right) \hat{i}_a = CC1 \cdot \hat{i}_a \quad (16.12.2)$$

$$\hat{i}_Q = \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\hat{i}_a^*}{\hat{i}_s^*} \right) \hat{i}_a + \left(\frac{2}{\sqrt{2}} \frac{\hat{i}_b^*}{\hat{i}_s^*} \right) \hat{i}_b = CC2 \cdot \hat{i}_a + CC3 \cdot \hat{i}_b \quad (16.12.3)$$

essendo i^* il fattore di scala delle correnti di fase acquisite e i_s^* il fattore di scala del vettore corrente statorica.

16.13 *La stima della pulsazione statorica*

Il funzionamento dello stimatore della pulsazione statorica è stato ampiamente illustrato nel sottoparagrafo 10.3.3 del capitolo 10. Ricordiamo l'equazione (10.3.3.7) ricavata al termine della trattazione teorica

$$\omega_s = \frac{j\bar{\varphi}_s \bullet \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt}}{\varphi_s^2} \quad (16.13.1)$$

ed anche lo schema a blocchi dello stimatore da implementare.

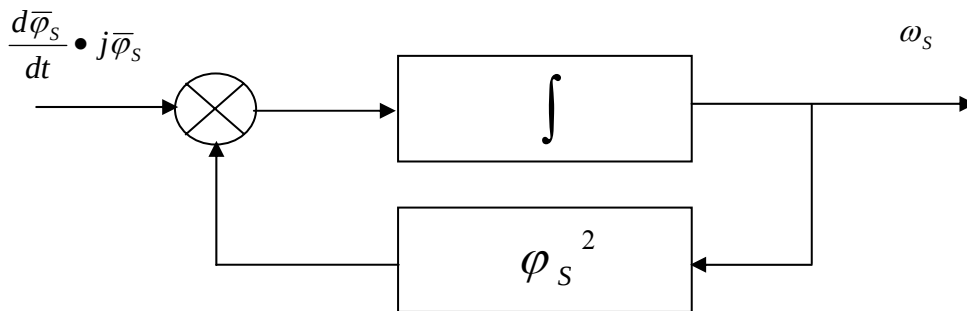


Figura 16.6 - Stimatore di pulsazione statorica

Indicando con K_I la costante integrale del blocco integratore si ha che

$$\omega_s = K_I \int \left[j\bar{\varphi}_s \bullet \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} - \omega_s \varphi_s^2 \right] dt \quad (16.13.2)$$

da cui derivando si ottiene

$$\frac{d\omega_s}{dt} = K_I \left[j\bar{\varphi}_s \bullet \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} - \omega_s \varphi_s^2 \right]. \quad (16.13.3)$$

Discretizzando nel tempo l'equazione precedente, all'istante H+1 si ottiene

$$\frac{d\omega_{s[H+1]}}{dt} = K_I \left[j\bar{\varphi}_{s[H+1]} \bullet \frac{d\bar{\varphi}_{s[H+1]}}{dt} - \omega_{s[H+1]} \varphi_{s[H+1]}^2 \right]. \quad (16.13.4)$$

Sfruttando lo sviluppo in serie di Taylor al primo ordine, ossia considerando al posto delle derivate temporali il relativo rapporto incrementale, si ricava

$$\frac{\omega_{s[H+1]} - \omega_{s[H]}}{T_C} = K_I \left[j\bar{\varphi}_{s[H+1]} \bullet \left(\frac{\bar{\varphi}_{s[H+1]} - \bar{\varphi}_{s[H]}}{T_C} \right) - \omega_{s[H+1]} \varphi_{s[H+1]}^2 \right] \quad (16.13.5)$$

dove T_C è il tempo di ciclo totale. Dalla (16.13.5), con semplici passaggi matematici, ricordando che il prodotto scalare fra due vettori ortogonali è nullo, si ricava l'espressione della pulsazione statorica

$$\omega_{s(H+1)} = \omega_{s(H)} + K_I \left(\varphi_{sq(H+1)} \varphi_{sd(H)} - \varphi_{sd(H+1)} \varphi_{sq(H)} \right) - T_C K_I \omega_{s(H)} \varphi_{s(H+1)}^2. \quad (16.13.6)$$

La (16.13.6) è l'equazione implementata nella routine **Stm_W**. Come si nota nell'ultimo termine a secondo membro, si è introdotto $\omega_{s(H)}$ in luogo di $\omega_{s(H+1)}$ per evitare calcoli di divisione e rendere l'espressione computabile con sole operazioni algebriche.

16.14 *Determinazione del flusso rotorico di riferimento e della coppia massima di riferimento*

Nel sottoparagrafo 10.3.4 del capitolo 10 si è visto che il flusso rotorico di riferimento del controllo DSVM deve essere fissato in modo da massimizzare le prestazioni della macchina asincrona sia in funzione della pulsazione statorica che della tensione del

bus DC. Oltre al flusso rotorico di riferimento il controllo richiede che venga fissata anche la coppia massima di riferimento erogabile, essendo tali due grandezze correlate allo stato energetico della macchina.

La determinazione dei valori di riferimento del flusso e della coppia massima avviene all'interno della routine **Calc_Ref**, oppure nelle routine **Ref_Cost** e **Calc_Ref_Trazione**, di cui nel seguito verrà descritta la funzione.

Come noto il DSP non è in grado di eseguire direttamente né calcoli di divisione né tanto meno estrarre la radice quadrata di un numero. Diviene così indispensabile affiancare al codice sorgente che contiene le istruzioni Assembler per il microprocessore delle Look Up Table del tutto simili a quelle implementate nell'algoritmo SFVC.

Si ha infatti che per una generica funzione

$$y = f(x) \tag{16.14.1}$$

dove x è la variabile indipendente e y quella dipendente, è possibile compilare una tabella nella quale la posizione di un certo valore numerico rappresenta la variabile indipendente, mentre il valore contenuto in tale posizione è la variabile dipendente.

Le tabelle che contengono i valori delle grandezze utili al controllo DSVM vengono generate per mezzo dell'applicazione Scalizzatore.xls. In questo foglio di calcolo vengono integrate delle macro, scritte in linguaggio Visual Basic, che hanno il compito di calcolare i valori numerici delle funzioni di interesse e di procedere alla loro tabulazione. In particolare vengono compilati i file *Fr1.tab*, *Inv_Fr1.tab* e *C1.tab* nei quali vi sono rispettivamente i valori del flusso rotorico, del suo reciproco e della coppia massima di riferimento nella zona di primo deflussaggio. Vengono scritti inoltre i file *Fr2.tab*, *Inv_Fr2.tab* e *C2.tab* nei quali sono contenuti i valori delle precedenti grandezze per la zona di secondo deflussaggio.

Dato che la memoria del microprocessore è limitata, le tabelle che esprimono queste funzioni non possono avere dimensioni troppo elevate, ma non possono nemmeno essere composte da un numero troppo esiguo di elementi, per non compromettere la risoluzione del controllo. Per questo motivo è stata introdotta la possibilità di variare il numero di elementi che le compongono. Dopo una messa a punto sperimentale tale valore è stato fissato pari a 128.

Gli elementi delle tabelle sono calcolati per pulsazioni statoriche comprese fra il valore nominale ω_n e quello massimo ω_{MAX} . Per quanto riguarda il flusso rotorico e la

coppia massima, si ha un andamento proporzionale al reciproco della pulsazione statorica nel primo deflussaggio e proporzionale al reciproco della pulsazione statorica al quadrato nel secondo deflussaggio. Le funzioni implementate nelle tabelle sono quindi del tipo

$$\text{Tab\_Fr1}(k) = \frac{\omega_n \varphi_n}{\omega(k)} \quad (16.14.2)$$

$$\text{Tab\_Cl}(k) = \frac{\omega_n C_n}{\omega(k)} \quad (16.14.3)$$

dove $\omega(k)$ è la pulsazione statorica corrispondente alla posizione k dell'elemento della tabella, definita da

$$\omega(k) = k \cdot \Delta k + \omega_n \quad (16.14.4)$$

con

$$\Delta k = \frac{(\omega_{\text{MAX}} - \omega_n)}{NvT} \quad (16.14.5)$$

essendo NvT una variabile che individua il numero di valori che compongono ciascuna tabella. Con la stessa tecnica si esprime il reciproco del flusso rotorico

$$\text{Tab\_Inv\_Fr1}(k) = \frac{1}{\frac{\omega_n \varphi_n}{\omega(k)}} \quad (16.14.6)$$

che verrà utilizzato nelle prossime routine per il calcolo del flusso statorico di riferimento a partire dal flusso rotorico di riferimento.

Si osserva che a differenza di quanto affermato nel sottoparagrafo 10.3.4 del capitolo 10, le tabelle vengono compilate esclusivamente in funzione della pulsazione statorica, anziché in funzione della pulsazione statorica e della tensione del bus DC. Al variare della tensione lato continua, la variazione dei riferimenti viene tenuta in conto non già

agendo sui valori contenuti nelle tabelle, ma modificando il modo con cui essi vengono letti dal programma sorgente. Infatti considerando che tali riferimenti sono stati ricavati considerando il valore nominale della tensione del bus DC e che il valore del flusso è direttamente proporzionale alla tensione e inversamente proporzionale alla pulsazione, basta puntare tali tabelle con un parametro del tipo

$$k \propto \omega \cdot \frac{E_{DCn}}{E_{DC}} \quad (16.14.7)$$

dove E_{DC} e E_{DCn} sono rispettivamente la tensione del bus DC e il suo valore nominale (anche il rapporto E_{DCn}/E_{DC} è tabulato in funzione di E_{DC}), mentre k , come già detto, è il puntatore della tabella.

Quanto detto finora si riferisce alla zona di primo deflussaggio. Per creare invece i riferimenti relativi alla zona a coppia limite costante, basta verificare l'appartenenza a tale campo di funzionamento tramite il valore della pulsazione ω_s e della tensione E_{DC} . Verificato ciò per imporre il valore nominale dei riferimenti basta puntare il primo valore contenuto nelle tabelle relative alla zona di primo deflussaggio.

I riferimenti per la zona di secondo deflussaggio (*Tab_Fr2*, *Tab_inv_Fr2*, *Tab_C2*) sono stati creati analogamente a quelli del primo deflussaggio. L'unica differenza consiste nel legame tra la pulsazione statorica e la coppia massima di riferimento, la quale anziché variare con il reciproco di tale grandezza varia con il reciproco del suo quadrato. Anche se il riferimento di flusso, nel campo del secondo deflussaggio, rimane proporzionale al reciproco della pulsazione statorica, si è preferito creare un'ulteriore tabella, in modo da aumentare i gradi di libertà del controllo prevedendo di dover eseguire una leggera correzione dei valori di tale grandezza.

Riassumendo, l'andamento della coppia limite calcolata nelle tabelle è quello rappresentato nella figura 16.7.

Come si può notare le tabelle per il primo e il secondo deflussaggio sono state entrambe previste per una pulsazione variabile fra il valore nominale e il valore massimo. Per stabilire il valore corretto dei riferimenti in relazione alla pulsazione statorica, si sceglie sempre il minore fra i valori in esse contenute nei due campi di funzionamento.

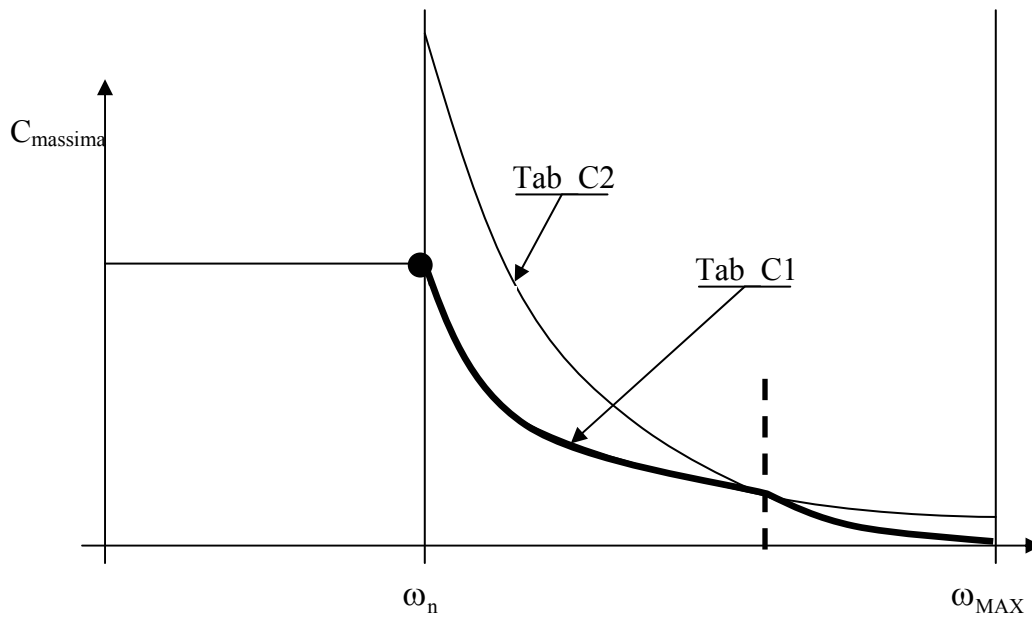


Figura 16.7 - Rappresentazione grafica delle funzioni calcolate dalle tabelle del riferimento della coppia massima

La routine **Calc_Ref** si occupa di determinare i valori numerici del flusso rotorico di riferimento φ_R^* , della coppia massima di riferimento C_{max} e del reciproco del flusso rotorico di riferimento $1/\varphi_R^*$ nel modo sopra descritto. Visto che tali riferimenti definiscono lo stato energetico della macchina, per evitare funzionamenti anomali dovuti a variazioni troppo brusche di queste grandezze, è utile introdurre una limitazione sulla loro rapidità di variazione. Questa limitazione viene implementata in Assembler semplicemente confrontando, ad ogni ciclo, il valore letto dalle tabelle (in funzione di ω_s ed E_{DC}) con il corrispondente valore del ciclo precedente: se il nuovo valore è maggiore del vecchio, viene incrementato di una certa quantità, variabile a piacere mediante il foglio di calcolo Scalizzatore.xls, se invece il nuovo valore è minore esso viene decrementato della stessa quantità e se i due valori sono uguali si mantiene inalterato il riferimento.

Dato che il tempo di ciclo è stato fissato a $90\mu s$, si è scelto di far variare i tre riferimenti al massimo di 1bit per ciclo, in modo che essi, essendo rappresentati da grandezze a 16bit con segno, possano variare da 0 a $(2^{15}-1)$ in meno di 3 secondi, cioè in un intervallo di tempo ampiamente compatibile con la durata dei transistori elettromeccanici della macchina asincrona.

La routine **Ref_Cost** serve per fissare i riferimenti al loro valore nominale nel caso si volesse far lavorare la macchina esclusivamente nella zona a coppia limite costante. Operativamente questo viene ottenuto leggendo i primi valori contenuti nelle tabelle, indipendentemente dalla pulsazione statorica e dalla tensione del bus DC, ed assegnando alle relative variabili il rispettivo valore, pari a quello nominale.

Un discorso a parte merita la routine **Calc_Ref_Trazione**, la quale per il campo di funzionamento a pulsazione inferiore a quella base, ossia di sotto della pulsazione di primo deflussaggio, fissa un flusso di riferimento φ_R^* costante e pari al valore nominale, ma impone un riferimento di coppia limite variabile. Infatti nelle applicazioni di trazione elettrica stradale, uno dei requisiti fondamentali dell'azionamento è quello di consentire alla macchina di sviluppare coppie elevate, superiori al valore nominale, sia allo spunto che nel funzionamento a bassa velocità, ammettendo un sovraccarico temporaneo del motore e dei dispositivi elettronici di potenza che lo alimentano.

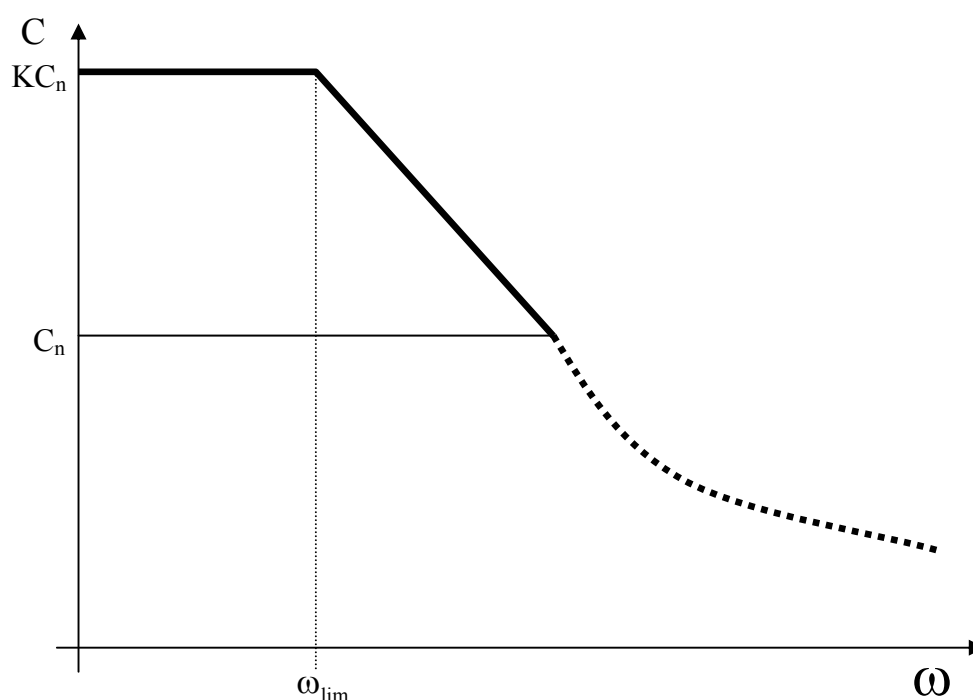


Figura 16.8 - Andamento della coppia limite di riferimento imposto dalla routine Calc_Ref_Trazione nel campo che precede il primo deflussaggio

Per questo motivo nella routine **Calc_Ref_Trazione** sono state implementate le istruzioni per l'imposizione di un riferimento di coppia limite costituito da una spezzata del tipo rappresentato in figura 16.8. Con un simile andamento della coppia

limite, per una pulsazione compresa tra zero e un certo valore ω_{lim} , comunque inferiore alla pulsazione base, alla macchina viene richiesto di erogare una coppia pari ad un multiplo intero del valore nominale, mentre il flusso rotorico di riferimento ϕ_R^* continua ad assumere il valore nominale. Al di sopra di ω_{lim} , mentre il flusso rotorico continua ad assumere il precedente valore, la coppia limite viene progressivamente calata all'aumentare della pulsazione, per ritornare, con legge lineare, al valore nominale in corrispondenza della pulsazione di primo deflussaggio.

Il coefficiente K e la pulsazione ω_{lim} che definiscono geometricamente la spezzata sono definiti come parametri di controllo dell'algoritmo DSVM e come tali possono essere modificati a piacere nell'applicazione Scalizzatore.xls. Nelle prove sperimentali eseguite al termine della fase di messa a punto dell'algoritmo si è fissato $K=2$ e $\omega_{lim}=\omega_n/2$. La spezzata per l'imposizione della coppia limite di riferimento, nella zona a flusso costante, è stata implementata nel codice Assembler in modo tale da raccordare il tratto rettilineo compreso tra il punto di coordinate $[\omega_{lim}, KC_n]$ e il punto di entrata della zona a potenza limite costante per qualsiasi valore della tensione sul bus DC. Per questo motivo al calare di quest'ultima, la pendenza del tratto lineare aumenta. Visto che il controllo è stato sviluppato con lo scopo di essere impiegato per trazione elettrica, si conclude osservando che la routine Calc_Ref_Trazione è stata pensata per una situazione di carattere applicativo in cui devono essere garantite adeguate prestazioni della asincrona destinata ad azionare il veicolo elettrico del quale costituisce il motore di trazione, mentre le routine Calc_Ref e Ref_Cost possono essere utilizzate per una messa a punto dei parametri del controllo in fase di collaudo dell'azionamento oppure per dare la possibilità alla macchina di operare per lunghi periodi a bassa velocità senza alcun sovraccarico.

16.15 *Calcolo del flusso di riferimento statorico dal flusso di riferimento rotorico*

Conoscendo il valore di riferimento del flusso rotorico è possibile risalire alle componenti del flusso statorico Fsd_{rot} e Fsq_{rot} espresse nel riferimento solidale con il flusso rotorico. Queste operazioni sono compiute nella routine **Calc_FSRot** nel modo seguente

$$F\hat{s}d\_rot = \left(\frac{L_S}{M} \cdot 2^{16} \right) \frac{F\hat{r}\_r}{2^{16}} = CFS1 \cdot \frac{F\hat{r}\_r}{2^{16}} \quad (16.15.1)$$

$$F\hat{s}q\_rot = \left[\frac{L_S L_R \sigma}{pM} \left(\frac{1}{\phi_R} \right)^* \frac{C^*}{2^9} \right] \hat{C}ref \cdot \text{In}\hat{v}\_Fr \cdot 2^9 = CFS2 \cdot \hat{C}ref \cdot \text{In}\hat{v}\_Fr \cdot 2^9. \quad (16.15.2)$$

Si osserva che le componenti del vettore flusso statorico sono scalizzate a 32bit, mentre il flusso rotorico di riferimento calcolato nella relativa tabella è scalizzato a 16bit. Per tale motivo il valore letto da quest'ultima, nella rappresentazione interna, non è $F\hat{r}\_r$ ma $F\hat{r}\_r/2^{16}$. Si nota altresì che nella costante CFS1 della (16.15.1) il parametro L_S/M è stato moltiplicato per 2^{16} per riportare la rappresentazione di tutti i flussi alla medesima scala (ovvero a 32 bit).

Note le componenti del vettore flusso statorico di riferimento $\overline{\varphi}_s^{e*}$ nel sistema del flusso rotorico, è possibile risalire al quadrato del modulo di tale vettore con l'espressione

$$\left| \overline{\varphi}_s^{e*} \right|^2 = \varphi_{sd}^{e*} \varphi_{sd}^{e*} + \varphi_{sq}^{e*} \varphi_{sq}^{e*} \quad (16.15.3)$$

per cui

$$\begin{aligned} \left| \overline{\varphi}_s^{e*} \right|^2 &= \hat{\varphi}_{sd}^{e*} \hat{\varphi}_{sd}^{e*} \frac{\varphi_{MAX}}{2^{31}} \frac{\varphi_{MAX}}{2^{31}} + \hat{\varphi}_{sq}^{e*} \hat{\varphi}_{sq}^{e*} \frac{\varphi_{MAX}}{2^{31}} \frac{\varphi_{MAX}}{2^{31}} = \dots \\ &= \frac{\hat{\varphi}_{sd}^{e*} \hat{\varphi}_{sd}^{e*} \varphi_{MAX}^2}{2^{16} 2^{16} 2^{30}} + \frac{\hat{\varphi}_{sq}^{e*} \hat{\varphi}_{sq}^{e*} \varphi_{MAX}^2}{2^{16} 2^{16} 2^{30}} = (\varphi^2)^* \left(\frac{\hat{\varphi}_{sd}^{e*} \hat{\varphi}_{sd}^{e*}}{2^{16} 2^{16}} + \frac{\hat{\varphi}_{sq}^{e*} \hat{\varphi}_{sq}^{e*}}{2^{16} 2^{16}} \right). \end{aligned} \quad (16.15.4)$$

Tenendo conto che

$$\left| \hat{\varphi}_s^{e*} \right|^2 = \frac{\left| \overline{\varphi}_s^{e*} \right|^2}{(\varphi^2)^*}, \quad (16.15.5)$$

si giunge alla seguente espressione finale implementata nella routine Calc_FSRot

$$\text{FS}\hat{2}\text{RIF} = \frac{\text{F}\hat{s}\text{q\_rot}}{2^{16}} \cdot \frac{\text{F}\hat{s}\text{q\_rot}}{2^{16}} + \frac{\text{F}\hat{s}\text{d\_rot}}{2^{16}} \cdot \frac{\text{F}\hat{s}\text{d\_rot}}{2^{16}}. \quad (16.15.6)$$

Si nota che nella (16.15.5) il fattore di scala del modulo al quadrato del flusso $(\varphi^2)^*$, essendo riferito ad una grandezza a 32 bit che assume sempre il segno positivo, risulta di conseguenza scalizzato a 31bit.

16.16 La stima del flusso con lo stimatore in tensione

Per effettuare la stima del flusso statorico e rotorico viene utilizzato lo stimatore in tensione retroazionato descritto nel paragrafo 4.5 del capitolo 4. L'equazione di tale stimatore, discretizzata e riportata alla rappresentazione interna, è stata implementata nella routine **Stm_FS** nella forma

$$\begin{cases} \tilde{\varphi}_s(k) = \tilde{\varphi}_s(k-1) + T_C \bar{v}_s(k) - T_C R_s \bar{i}_s(k) + T_C G [\bar{\varphi}_r^*(k-1) - \tilde{\varphi}_r(k-1)] \\ \tilde{\varphi}_r(k) = \frac{L_R}{M} \tilde{\varphi}_s(k) - \frac{L_s L_R \sigma}{M} \bar{i}_s(k). \end{cases} \quad (16.16.1)$$

Una prima routine, denominata **Calc_TRI**, provvede al calcolo del prodotto del tempo di ciclo per la resistenza statorica moltiplicata per le componenti d e q del vettore corrente

$$\text{TR}\hat{i}_d = \left(\frac{R_s \hat{i}_s^*}{\varphi^* K_{p3}} \right) \hat{i}_d = \text{TRI1} \cdot \hat{i}_d \quad (16.16.2)$$

$$\text{TR}\hat{i}_q = \left(\frac{R_s \hat{i}_s^*}{\varphi^* K_{p3}} \right) \hat{i}_q = \text{TRI1} \cdot \hat{i}_q \quad (16.16.3)$$

essendo K_{p3} una costante di guadagno per l'ottimizzazione della messa in scala delle equazioni e φ^* il fattore di scala del flusso stimato. Per quanto riguarda l'errore di flusso rotorico, la routine **Calc_DFR** procede al calcolo del vettore che ha modulo uguale al flusso rotorico di riferimento e fase coincidente con quella del flusso rotorico

stimato. Le componenti d e q di quest'ultimo vettore, denominato flusso ibrido, sono date dalle seguenti relazioni

$$\tilde{\Phi}_{\text{Ribrido\_d}} = \frac{\tilde{\Phi}_{\text{R\_d}}}{|\tilde{\Phi}_{\text{R}}|} \cdot |\Phi_{\text{R}}|^* \quad ; \quad \tilde{\Phi}_{\text{Ribrido\_q}} = \frac{\tilde{\Phi}_{\text{R\_q}}}{|\tilde{\Phi}_{\text{R}}|} \cdot |\Phi_{\text{R}}|^* \quad (16.16.4)$$

Dalla (16.16.4) risulta

$$\begin{aligned} F\hat{r}d &= \frac{1}{\varphi^*} \text{Inv\_Mod}\hat{F} \left(\frac{1}{\varphi} \right)^* F\hat{r}_r \cdot \varphi^* \cdot F\hat{r}d_{\text{stm}} \cdot \varphi^* \\ &= \frac{1}{\varphi^*} \text{Inv\_Mod}\hat{F} \left(\frac{1}{\varphi} \right)^* F\hat{r}_r \cdot \frac{\varphi_{\text{MAX}}}{2^{31}} \cdot F\hat{r}d_{\text{stm}} \cdot \frac{\varphi_{\text{MAX}}}{2^{31}} \\ &= \frac{1}{\varphi^*} \text{Inv\_Mod}\hat{F} \left(\frac{1}{\varphi} \right)^* \frac{F\hat{r}_r}{2^{16}} \left(\frac{\varphi_{\text{MAX}}}{2^{30}} \right)^2 \frac{F\hat{r}d_{\text{stm}}}{2^{16}} \end{aligned} \quad (16.16.5)$$

Un'equazione analoga alla (16.16.5) vale per la componente del vettore flusso ibrido lungo l'asse q.

Si nota che in tale relazione compare lo stesso fattore utilizzato per la messa in scala del vettore flusso al quadrato. Con alcuni passaggi si giunge alle equazioni effettivamente implementate nella routine Stm_FS ottenendo

$$\begin{aligned} F\hat{r}d &= \left(\frac{\left(\frac{1}{\varphi} \right)^* (\varphi^2)^*}{\varphi^*} \right) \frac{\left(\frac{F\hat{r}_r}{2^{16}} \cdot \frac{F\hat{r}d_{\text{stm}}}{2^{16}} \right)}{2^{16}} \cdot \text{Inv\_Mod}\hat{F} \cdot 2^{16} = \\ &= FDR \cdot \frac{\left(\frac{F\hat{r}_r}{2^{16}} \cdot \frac{F\hat{r}d_{\text{stm}}}{2^{16}} \right)}{2^{16}} \cdot \text{Inv\_Mod}\hat{F} \cdot 2^{16} \end{aligned} \quad (16.16.6)$$

per quello che riguarda la componente di asse d, mentre per la componente di asse q si ha

$$\begin{aligned}
 \hat{F}r_q &= \left(\frac{\left(\frac{1}{\varphi} \right)^* (\varphi^2)^*}{\varphi^*} \right) \frac{\left(\frac{\hat{F}r_r}{2^{16}} \cdot \frac{\hat{F}r_q_{stm}}{2^{16}} \right)}{2^{16}} \cdot \text{Inv\_Mod}\hat{F} \cdot 2^{16} = \\
 &= FDR \cdot \frac{\left(\frac{\hat{F}r_r}{2^{16}} \cdot \frac{\hat{F}r_q_{stm}}{2^{16}} \right)}{2^{16}} \cdot \text{Inv\_Mod}\hat{F} \cdot 2^{16}
 \end{aligned} \tag{16.16.7}$$

dove la variabile $\hat{F}r_r$ indica il flusso di riferimento, $\text{Inv\_Mod}\hat{F}$ rappresenta il reciproco del modulo del flusso rotorico, $\hat{F}r_d_{stm}$ e $\hat{F}r_q_{stm}$ sono le componenti d e q del flusso rotorico stimato nella routine **Stm_Fr**.

Il reciproco del modulo del flusso si ricava da una apposita tabella nella quale la variabile indipendente è rappresentata dal flusso rotorico stimato al quadrato $|\tilde{\varphi}_R|^2$ e la variabile dipendente è per l'appunto il reciproco del modulo del flusso rotorico stimato $1/|\tilde{\varphi}_R|$. Come è facile intuire tale funzione ha un andamento molto ripido nel tratto iniziale, relativo ai bassi valori di flusso rotorico, inoltre considerando che se ne effettua una discretizzazione, risulta ovvio che per bassi valori di $|\tilde{\varphi}_R|^2$ si ottiene un'ampia variazione di $1/|\tilde{\varphi}_R|$, la quale porta ad effetti indesiderati sul funzionamento del controllo. Per questo motivo la determinazione del reciproco del flusso rotorico viene effettuata ricorrendo alla tabella *Tab_InvMF* considerando il campo di variazione della variabile $|\tilde{\varphi}_R|^2$ diviso in 4 zone, una 8 volte più grande della precedente. Ogni zona contiene 2^{13} valori e in totale la tabella è composta da 2^{15} elementi ($4 \cdot 2^{13}$). In questo modo per bassi valori di flusso si ha un'elevata risoluzione nel calcolo del suo reciproco, mentre tale risoluzione cala all'aumentare di $|\tilde{\varphi}_R|^2$. Quanto affermato è riassunto graficamente nella figura 16.9.

Le componenti dell'errore di flusso rotorico valgono

$$D\hat{F}r_d = (T_c G)(\hat{F}r_d - \hat{F}r_d_{stm}) = DFR3 \cdot (\hat{F}r_d - \hat{F}r_d_{stm}) \tag{16.16.8}$$

$$D\hat{F}r_q = (T_c G)(\hat{F}r_q - \hat{F}r_q_{stm}) = DFR3 \cdot (\hat{F}r_q - \hat{F}r_q_{stm}). \tag{16.16.9}$$

Le componenti del vettore flusso statorico stimato $\hat{F}s_d_{stm}$ e $\hat{F}s_q_{stm}$, valutate nella routine **Stm_FS**, derivano infine dall'espressione

$$\begin{aligned}\hat{F}_{sd\_stm} &= \hat{F}_{sd\_stm} + (T_C K_{p3})(\hat{TV}_{smed\_d} - TR\hat{i}_d) + DF\hat{r}_d = \\ &= \hat{F}_{sd\_stm} + SFS1 \cdot (\hat{TV}_{smed\_d} - TR\hat{i}_d) + DF\hat{r}_d\end{aligned}\quad (16.16.10)$$

$$\begin{aligned}\hat{F}_{sq\_stm} &= \hat{F}_{sq\_stm} + (T_C K_{p3})(\hat{TV}_{smed\_q} - TR\hat{i}_q) + DF\hat{r}_q = \\ &= \hat{F}_{sq\_stm} + SFS1 \cdot (\hat{TV}_{smed\_q} - TR\hat{i}_q) + DF\hat{r}_q.\end{aligned}\quad (16.16.11)$$

dove i termini $\hat{TV}_{smed\_d}$ e $\hat{TV}_{smed\_q}$ sono calcolati nella routine **Calc_TV**

$$\hat{TV}_{smed\_d} = \left(\frac{\varphi^*}{V^* K_{p3}} \right) \cdot V_{smed\_d} = CHK1 \cdot V_{smed\_d} \quad (16.16.12)$$

$$\hat{TV}_{smed\_q} = \left(\frac{\varphi^*}{V^* K_{p3}} \right) \cdot V_{smed\_q} = CHK1 \cdot V_{smed\_q} . \quad (16.16.13)$$

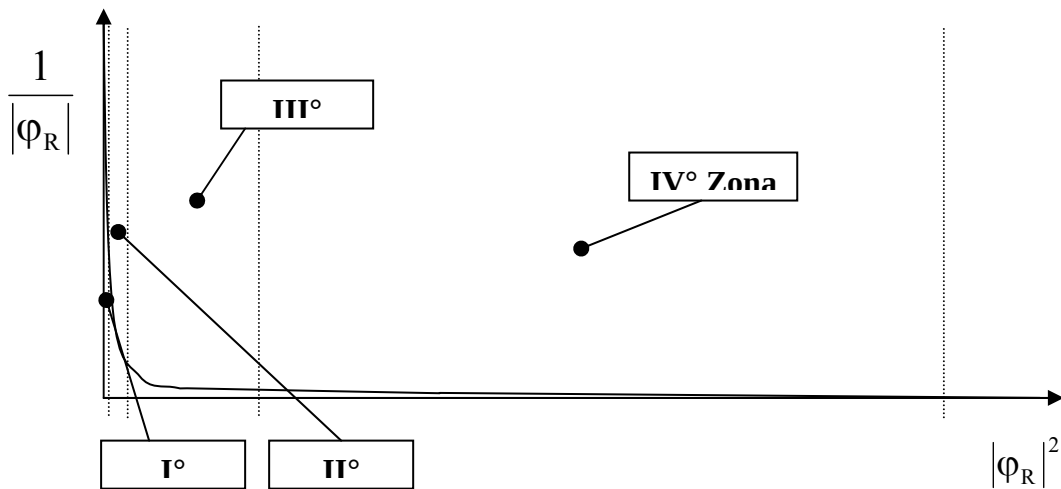


Figura 16.9 - Andamento del reciproco del modulo del vettore flusso rotorico in funzione del modulo al quadrato del vettore flusso rotorico

Dalla conoscenza delle componenti del vettore flusso statorico e delle componenti del vettore corrente statorica, nella routine **Stm_Fr** si risale alle componenti del vettore flusso rotorico stimato

$$\hat{F}_{rd\_stm} = \left(\frac{L_R}{M} \frac{1}{2} \right) \hat{F}_{sd\_stm} - \left(\frac{L_S L_R}{M} \frac{i_s^*}{\varphi^*} \right) \hat{i}_d = SFR1 \hat{F}_{sd\_stm} - SFR2 \hat{i}_d \quad (16.16.14)$$

$$\hat{F}_{sq\_stm} = \left(\frac{L_R}{M} \frac{1}{2} \right) \hat{F}_{sq\_stm2} - \left(\frac{L_s L_R}{M} \frac{i_s^*}{\varphi^*} \right) \hat{i}_q = SFR1 \hat{F}_{sq\_stm2} - SFR2 \hat{i}_q. \quad (16.16.15)$$

Dalle (16.16.10) e (16.16.11) sono note le componenti sugli assi d e q del vettore flusso statorico stimato $\hat{\varphi}_s$ nel riferimento statorico, perciò il modulo al quadrato di tale vettore può essere calcolato come

$$\hat{F}_s^2 = \frac{\hat{F}_{sd\_stm}}{2^{16}} \cdot \frac{\hat{F}_{sd\_stm}}{2^{16}} + \frac{\hat{F}_{sq\_stm}}{2^{16}} \cdot \frac{\hat{F}_{sq\_stm}}{2^{16}}. \quad (16.16.16)$$

16.17 *La stima della coppia elettromagnetica*

Come noto dalla teoria, per il funzionamento del controllo DSVM è necessario che venga stimato il valore della coppia elettromagnetica. Questa operazione viene eseguita nella routine **Stm_C** in cui è implementata la seguente espressione

$$\begin{aligned} \hat{C} &= \left(\frac{p i_s^* \varphi^* 2^{16}}{C^*} \right) \hat{i}_q \frac{\hat{F}_{sd\_stm}}{2^{16}} - \left(\frac{p i_s^* \varphi^* 2^{16}}{C^*} \right) \hat{i}_d \frac{\hat{F}_{sq\_stm}}{2^{16}} = \\ &= SC1 \cdot \hat{i}_q \frac{\hat{F}_{sd\_stm}}{2^{16}} - SC1 \cdot \hat{i}_d \frac{\hat{F}_{sq\_stm}}{2^{16}}. \end{aligned} \quad (16.17.1)$$

16.18 *Determinazione della fase del vettore flusso statorico*

La routine **Calc_SetFlusso** determina la fase del vettore flusso statorico stimato $\hat{\varphi}_s$. Essa, per meglio dire, individua il settore di appartenenza del vettore flusso statorico stimato. L'individuazione di tale settore viene effettuata per mezzo dell'algoritmo indicato nel diagramma di flusso riportato nella figura 16.11. L'algoritmo opera in modo assai semplice: note le componenti del vettore flusso statorico sull'asse d e sull'asse q, dal loro segno discrimina l'appartenenza del rispettivo vettore ad uno dei quattro quadranti in cui è suddiviso il piano $\{d, q\}$. Dopodiché esso moltiplica la componente φ_{sd} per le costanti che rappresentano i valori di $\text{tg}30^\circ$ e $\text{tg}60^\circ$ (riportati alla rappresentazione interna e messi in scala) in modo da ricavare due valori limite

che vengono salvati nelle variabili temporanee TEMP3H e TEMP3L, i quali, confrontati con la componente di asse q del vettore flusso statorico φ_{sq} , consentono di discriminare l'esatto settore a cui questo vettore appartiene, come indicato nell'esempio di figura 16.10. In tale esempio, supposto φ_{sd} positivo, dal confronto di φ_{sq} , supposto anch'esso positivo, con i valori delle variabili temporanee di cui sopra si determina se il flusso appartiene al settore 1+, 2-, o 2+. Nella figura 16.10 sono rappresentate in particolare le tre diverse situazioni che possono presentarsi.

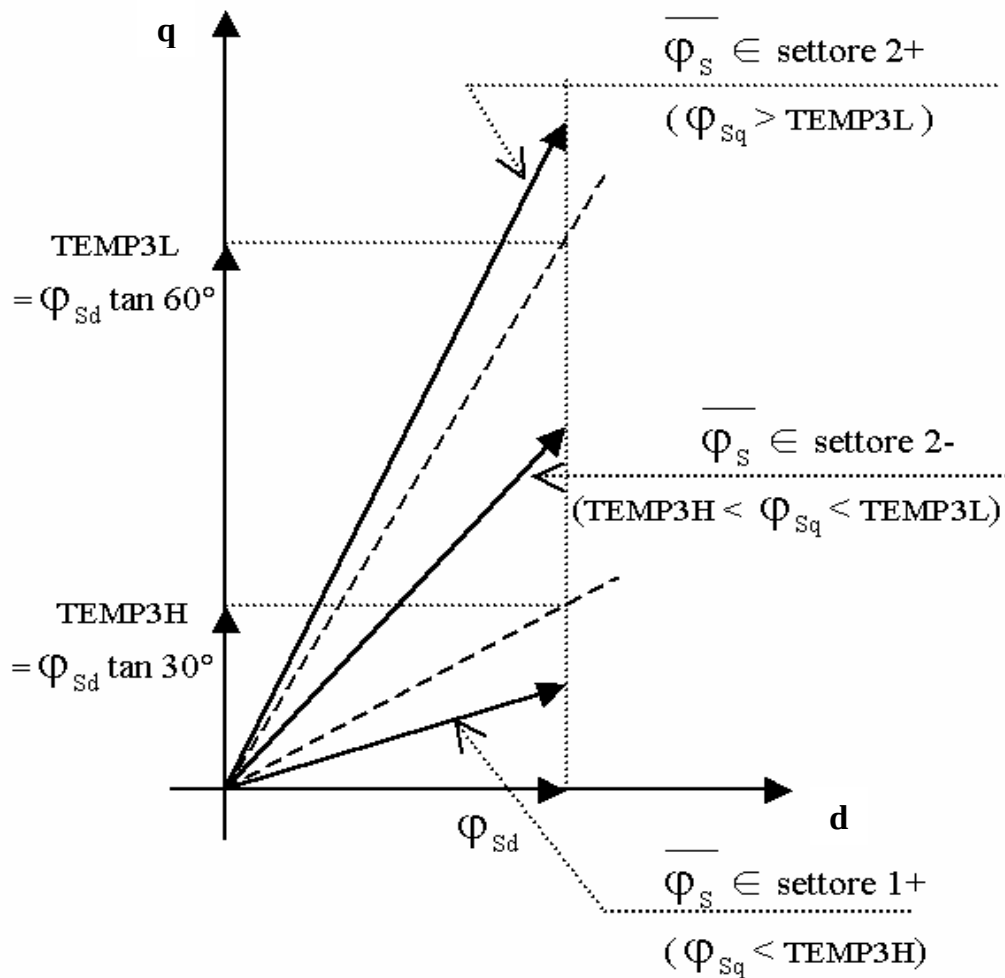


Figura 16.10 - Esempio di discriminazione del settore di appartenenza di un vettore $\vec{\varphi}_s$ che giace nel primo quadrante del piano $\{d, q\}$

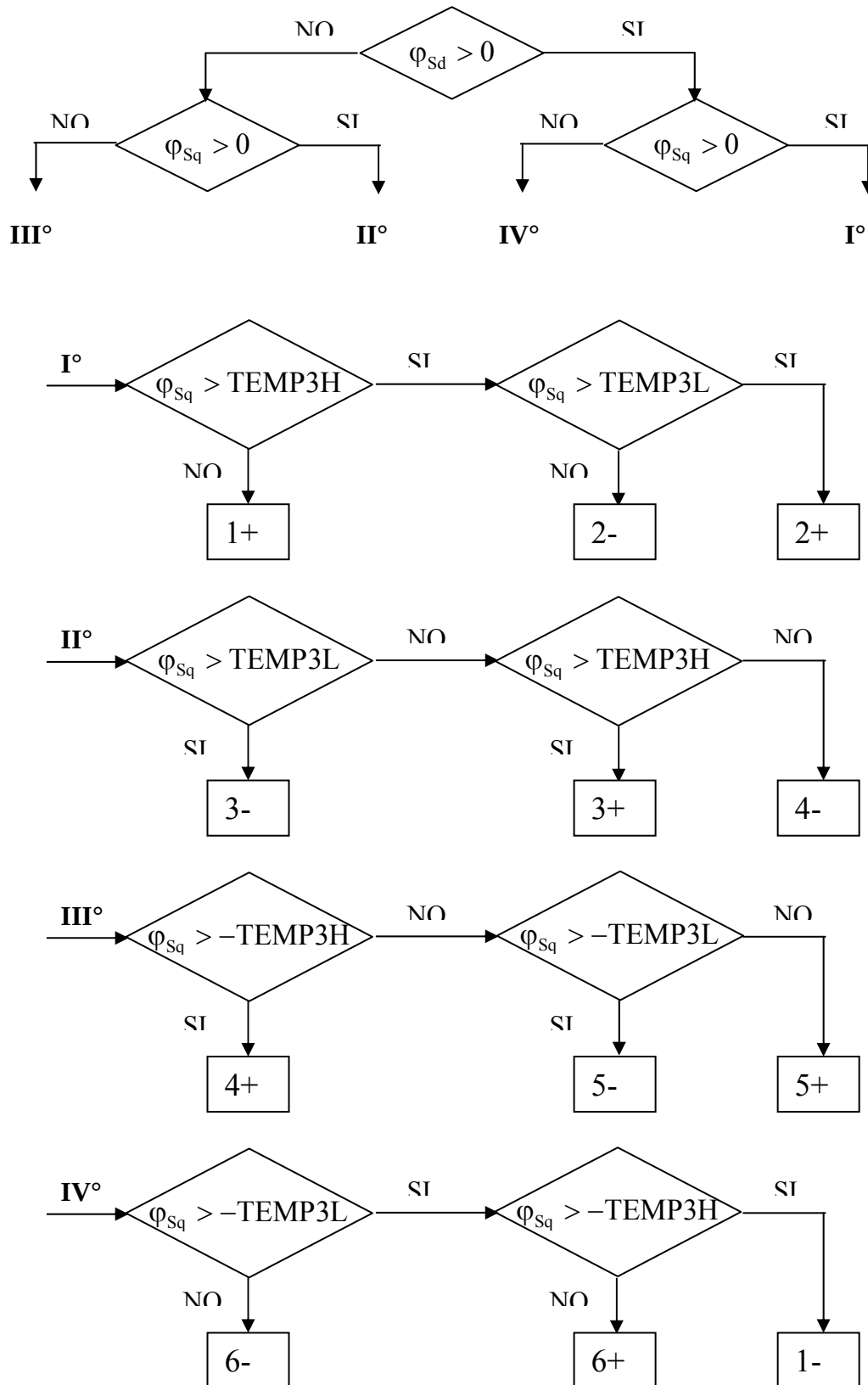


Figura 16.11 - Diagramma di flusso dell'algoritmo per la stima della fase del vettore flusso statorico

Una volta determinato il settore di appartenenza del vettore flusso statorico, si assegna il valore adeguato al puntatore della tabella delle configurazioni *PunTab* in modo che vada a puntare la parte di tabella relativa a quel settore. Se per esempio il vettore flusso statorico si trova nel settore 3+, nella variabile *PunTab* viene caricato l'indirizzo della cella di memoria della tabella etichettata con SET3POS.

16.19 *Acquisizione della tensione del bus DC e della coppia di riferimento*

Nelle routine **Iniz_AcqEdcCref**, **Attendi_ADC**, **Lett_EdcCref1**, **Lett_EdcCref2** viene eseguita la doppia lettura della tensione del bus DC E_{DC} e del riferimento di coppia C_{ref} proveniente dal potenziometro ubicato sulla scheda di comando.

La lettura di queste grandezze viene compiuta con modalità analoghe a quelle già viste nel paragrafo 16.10 di questo capitolo per l'acquisizione delle correnti, con la differenza che le misure dei segnali in questione vengono effettuate tramite il canale 4 e il canale 14 del convertitore analogico-digitale rispettivamente anziché attraverso i canali 3 e 11.

Si osserva che la doppia misura viene eseguita per depurare dai disturbi il valore convertito tramite la routine **Clean_EdcCref** descritta nel paragrafo 16.6.

16.20 *Scelta delle configurazioni dell'inverter*

Nelle tre routine **Stato_Flusso**, **Det_BandaVel**, **Stato_Coppia** che verranno descritte separatamente nei seguenti paragrafi viene scelta la configurazione (lo stato dei tre rami dell'inverter) che l'inverter deve assumere nel ciclo successivo a quello in corso. Da quanto detto finora risulta evidente che tale scelta consiste, all'atto pratico, nel memorizzare l'indirizzo appropriato delle celle di memoria della già citata tabella di scelta delle configurazioni nella variabile *PunTab* e nel copiare il valore in esse contenuto nelle variabili che rappresentano le configurazioni dell'inverter nei tre terzi del ciclo di modulazione. Per capire come avvenga tale operazione, è necessario illustrare la struttura di tale tabella e il modo in cui vengono indirizzate le celle di memoria che contengono i suoi valori. Nella tabella delle configurazioni sono

memorizzati in successione i tre valori contenenti tutte le informazioni necessarie per generare gli appropriati comandi da inviare ai driver dell'inverter per il terzo di ciclo a cui sono riferiti, ovvero ad ognuno di questi valori corrisponde una data configurazione per un terzo di ciclo. Subito di seguito sono memorizzati i valori delle già menzionate costanti *KVSDMED* e *KVSQMED* necessarie per calcolare le componenti della tensione media applicata nel ciclo di programma. La tabella in questione presenta la struttura mostrata nella figura 16.12, in cui ne è riportato un ampio stralcio relativo al settore 3+.

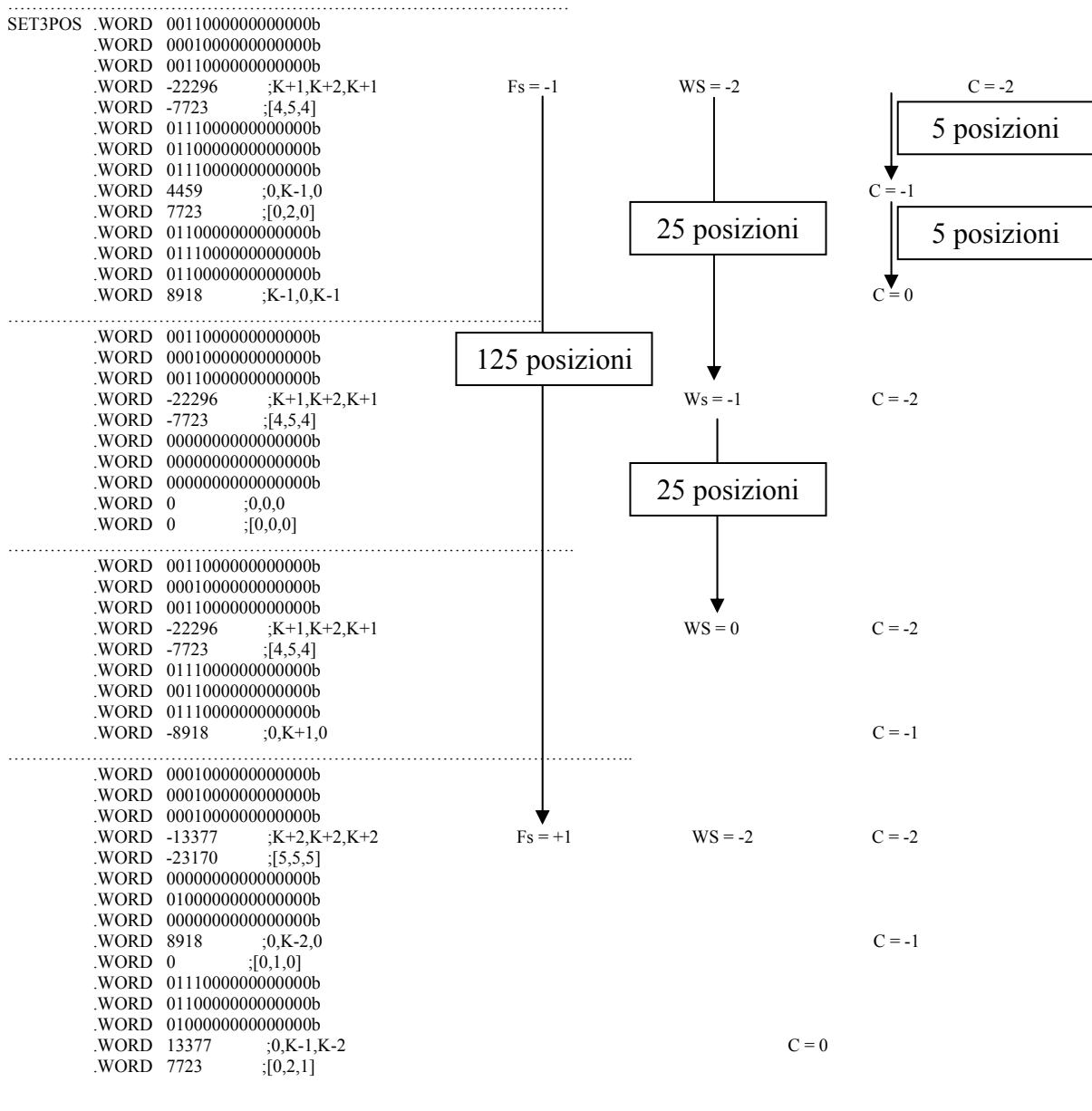


Figura 16.12- Struttura della tabella delle configurazioni dell'inverter

A partire dalla cella iniziale etichettata con il nome del corrispondente settore di appartenenza del vettore flusso statorico (nella routine *Calc_SetFlusso* il puntatore della tabella *PunTab* viene inizializzato in modo da puntare il primo valore relativo a quel settore) sono memorizzate strutture di tabella, del tutto simili a quella mostrata nella figura precedente, secondo un ordine definito in base allo stato del flusso (-1, +1), alla banda di velocità (-2, -1, 0, +1, +2) e allo stato della coppia (-2, -1, 0, +1, +2). È quindi immediato giungere alla cella di memoria desiderata: supponendo di essere in uno stato di flusso +1, in banda di velocità 0 ed in uno stato di coppia +2, per giungere all'indirizzo desiderato (nel quale è memorizzata l'informazione della configurazione da dare nel primo terzo del ciclo di programma successivo) è sufficiente sommare a *PunTab* il valore 125, in quanto il flusso è nello stato +1, poi il valore 50 ($2 \cdot 25$), dato che le configurazioni di ogni banda sono memorizzate in 25 indirizzi successivi e la banda 0 è la terza memorizzata, ed infine il valore 20 ($4 \cdot 5$), essendo lo stato della coppia +2.

16.21 *Determinazione dello stato del modulo del vettore flusso statorico*

Nella routine **Stato_Flusso** viene determinato lo stato del modulo del vettore flusso statorico per mezzo del comparatore ad isteresi descritto nel paragrafo 6.3 del capitolo 6. Per la sua implementazione è stata definita una apposita variabile *MemFs2* nella quale è memorizzato lo stato del modulo del vettore flusso statorico al ciclo precedente. Lo schema logico della routine è riportato nella figura 16.13, nella quale è mostrato anche il relativo diagramma di flusso e riportato lo schema generale del comparatore.

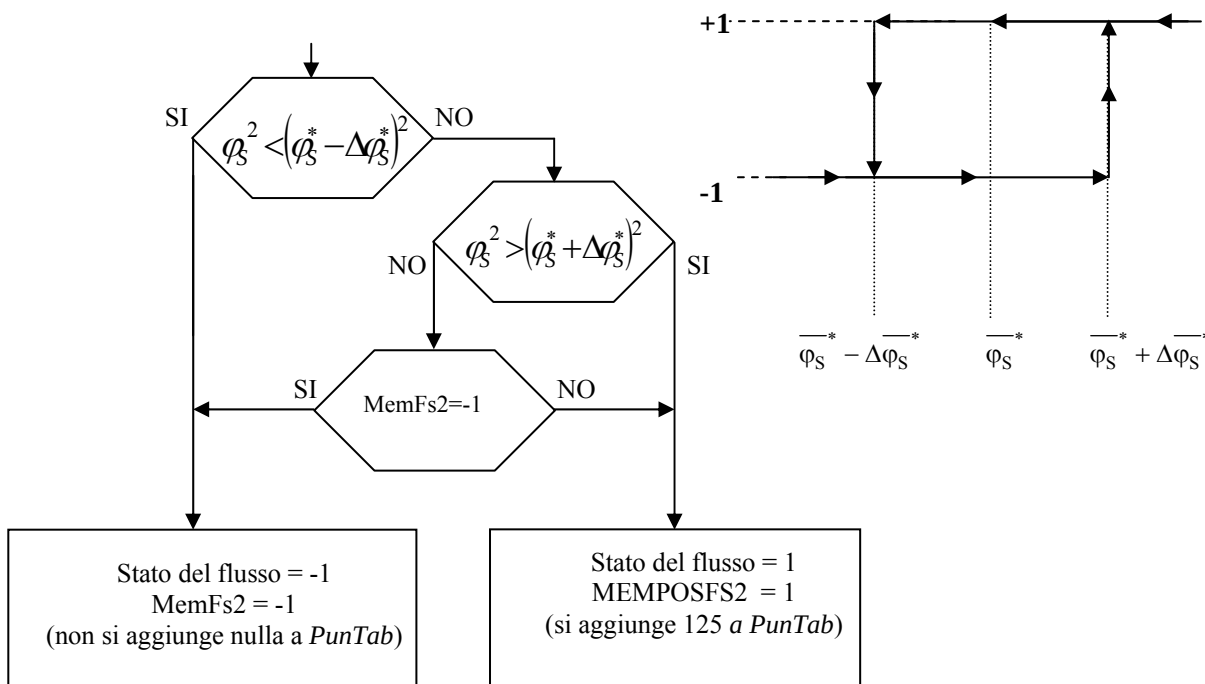


Figura 16.13 - Schema a blocchi del comparatore di flusso storico

16.22 Determinazione della banda di velocità

Nella routine **Det_BandaVel** viene determinata la banda di velocità in cui opera la macchina asincrona secondo le modalità viste nel capitolo 7. Nella figura 16.14 si riporta la suddivisione in bande del campo di variazione della pulsazione statorica e il diagramma di flusso della routine implementata.

Sperimentalmente si è notato che le configurazioni scelte sono tali da provocare sulla coppia un effetto medio diverso a seconda della porzione di tabella in cui il controllo sta operando in relazione alla banda di velocità: in particolare esse sono responsabili di una coppia media a bassa velocità minore di quella ad alta velocità. Questo fenomeno si rende particolarmente evidente in corrispondenza della transizione dalla banda di velocità 1 alla 2, provocando una decisa accelerazione a circa 750 giri/min. Per attenuare questo gradino di coppia si è introdotto un parametro riduttivo denominato *Attenua_C* che moltiplica il valore della coppia di riferimento nella seconda banda di

velocità per un'opportuna costante riduttiva. Da un'analisi di tipo sperimentale è emerso che ponendo la coppia limite di riferimento uguale a 30Nm (anzichè a 26.5Nm) e il parametro Attenua_C uguale a 0.97, si riesce a rendere più uniforme l'andamento della coppia al variare della pulsazione nella zona a coppia limite costante, avvicinandosi alle condizioni ideali di funzionamento.

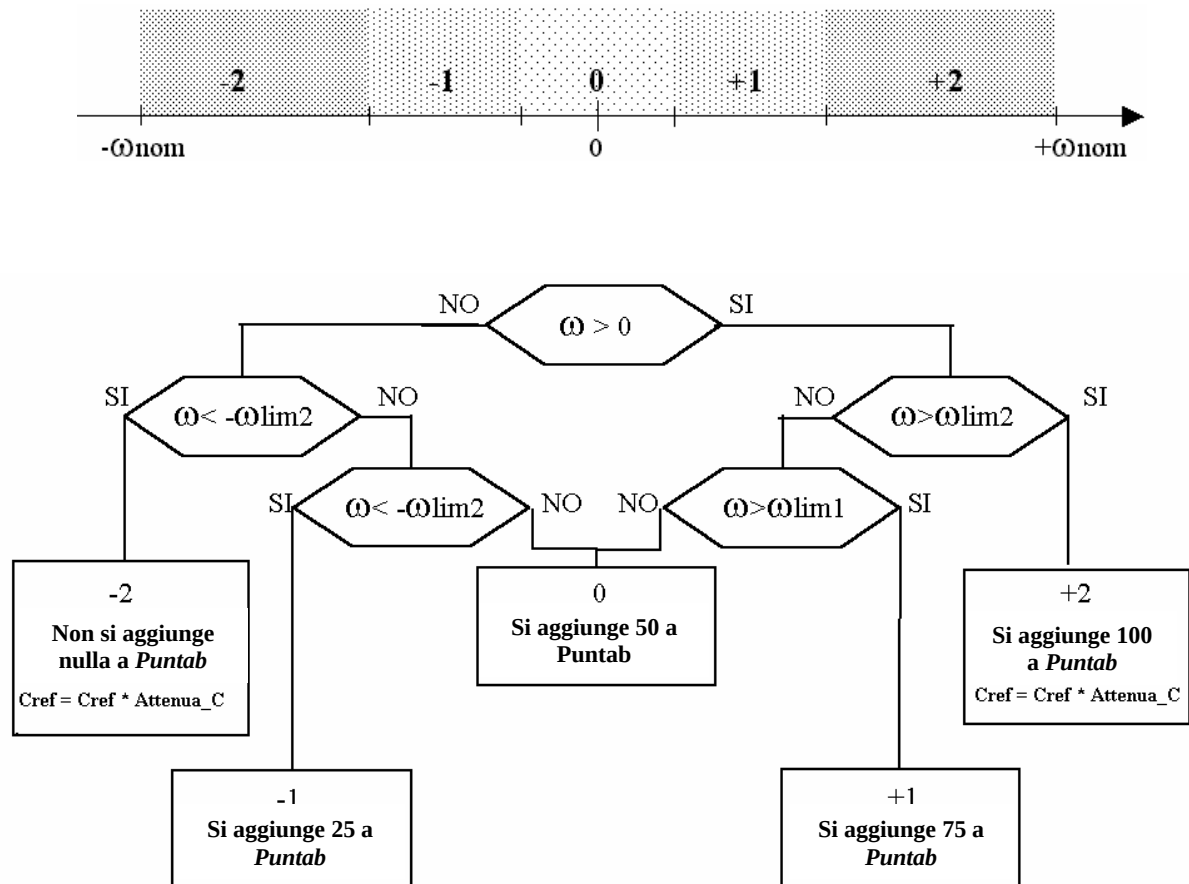


Figura 16.14 - Diagramma di flusso dell'algoritmo per la determinazione della banda di velocità

16.23 Discriminazione dello stato della coppia

Nella routine **Stato_Coppia** viene implementato il comparatore di coppia a doppia banda d'isteresi descritto nel paragrafo 7.2 del capitolo 7, del quale per comodità si riporta lo schema di principio nella figura 16.15.

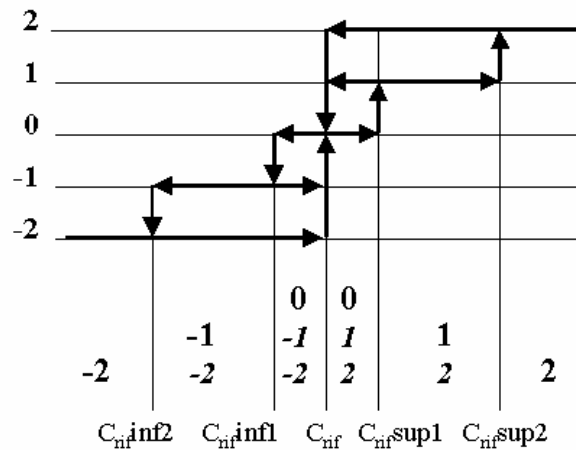


Figura 16.15 - Comparatore di coppia a doppia banda d'isteresi

Durante il funzionamento del controllo DSVM il comparatore di coppia agisce nel seguente modo:

- $C < C_{rif\_inf\ 2} \Rightarrow$ si applica la configurazione -2 che prevede di aumentare la coppia velocemente
- $C_{rif\_inf\ 2} < C < C_{rif\_inf\ 1} \Rightarrow$ se nel ciclo precedente si aveva la configurazione -2 si continua ad applicarla, in qualunque altro caso si applica la configurazione -1 che prevede di far aumentare la coppia
- $C_{rif\_inf\ 1} < C < 0 \Rightarrow$ se nel ciclo precedente si aveva la configurazione -2 si continua ad applicarla, se si aveva la configurazione -1 si continua ad applicarla, in qualunque altro caso si applica la configurazione 0 che prevede di non intervenire sulla variazione della coppia
- $0 < C < C_{rif\_sup\ 1} \Rightarrow$ se nel ciclo precedente si aveva la configurazione 2 si continua ad applicarla, se si aveva la configurazione 1 si continua ad applicarla, in qualunque altro caso si applica la configurazione 0
- $C_{rif\_sup\ 1} < C < C_{rif\_sup\ 2} \Rightarrow$ se nel ciclo precedente si aveva la configurazione 2 si continua ad applicarla, altrimenti si applica la configurazione 1 che prevede di far diminuire la coppia
- $C > C_{rif\_sup\ 2} \Rightarrow$ si applica la configurazione 2 che prevede di far diminuire la coppia velocemente.

16.24 La scelta dei fattori di scala dell'algoritmo di controllo

La scelta dei fattori di scala delle grandezze elaborate dall'algoritmo di controllo viene eseguita in modo analogo al controllo SFVC descritto nel precedente capitolo, ossia fissando in alcuni casi i loro valori massimi in base ai valori limite che possono assumere fisicamente nell'azionamento ed in altri fissando per esse un valore a priori indipendente dalla realtà fisica, con il fine di ottenere per tutte le grandezze la migliore risoluzione possibile all'interno del programma implementato sul microprocessore.

VARIABILE	ESPRESSIONE
Pulsazione statorica	$W^* = \frac{6W_{\text{NOM}}}{2^{15}}$
Coppia elettromagnetica	$C^* = \frac{2C_{\text{NOM}}}{2^{15}}$
Flusso	$\varphi^* = \frac{F_{\text{MAX}}}{2^{31}}$
Corrente misurata	$i^* = \frac{i_{\text{MAX}}}{2^{15}}$
Vettore corrente statorica	$i_s^* = \frac{\sqrt{6}i_{\text{MAX}}}{2^{15}}$
Tensione lato continua	$v^* = \frac{E_{\text{DCMAX}}}{2^{15}}$
Vettore tensione statorica	$v^* = \frac{E_{\text{DCMAX}}}{2^{15}}$
Tempo	$T^* = 0.000001 \text{ s}$
Reciproco del flusso	$\text{Inv\_}F^* = \frac{1/F_{\text{min}}}{2^{15}}$
Flusso al quadrato	$\varphi^{2*} = F_{\text{MAX}}^2 \frac{1}{2^{15}}$

Nella tabella sopra riportata i valori nominali sono stati determinati dai dati di targa della macchina asincrona, mentre i valori massimi sono stati scelti in base alle caratteristiche dei trasduttori utilizzati.

Capitolo 17

L'implementazione del controllo DSVM predittivo

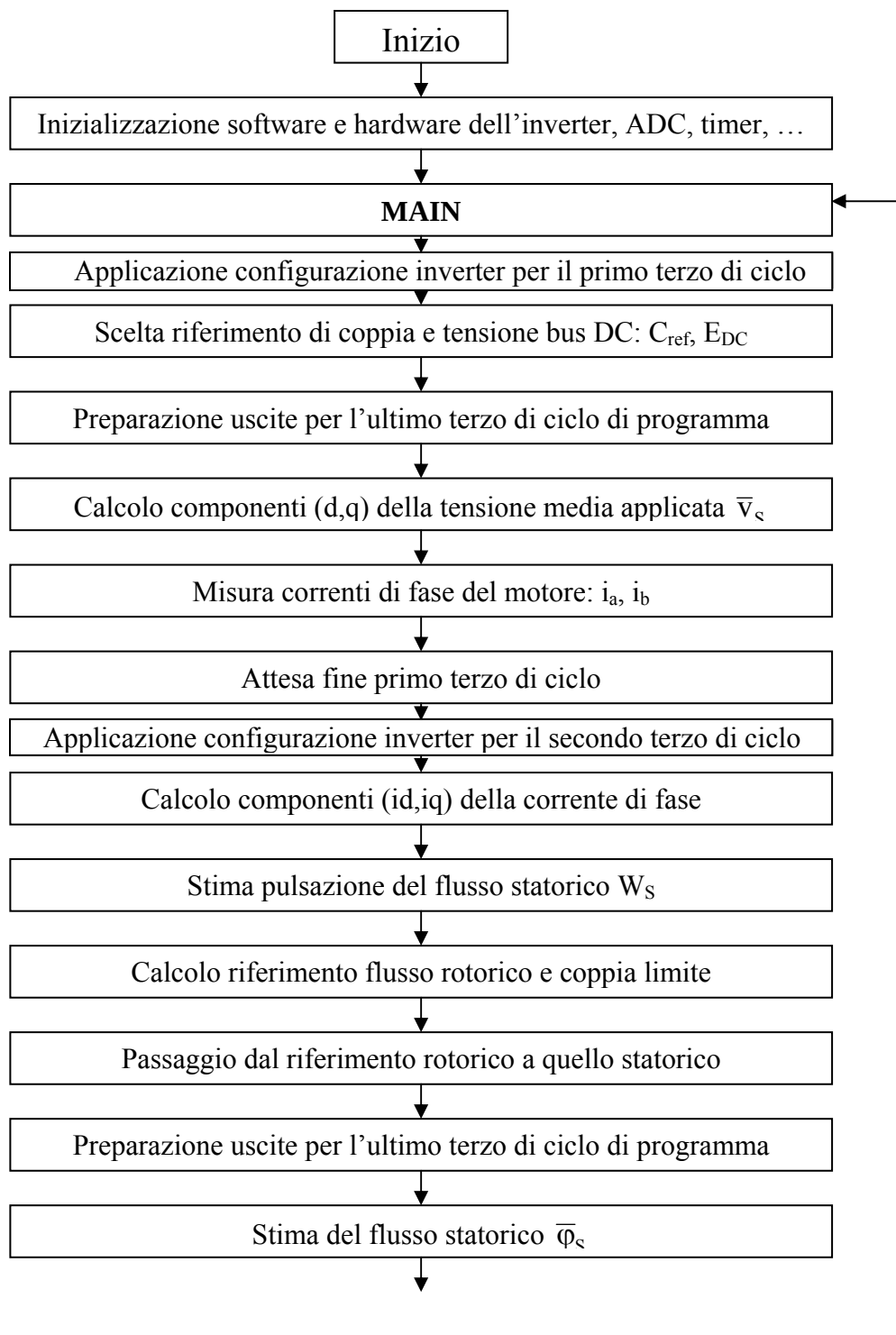
17.1 Analisi dell'algoritmo di controllo

Questo capitolo è dedicato all'implementazione sul sistema digitale di sviluppo della tecnica di controllo DSVM predittiva illustrata nel capitolo 11. L'algoritmo di controllo DSVM predittivo, strutturalmente identico all'algoritmo DSVM descritto nel capitolo precedente, è composto da una serie di routine eseguite ad intervalli di tempo regolari corrispondenti al tempo di ciclo per la modulazione DSVM dell'inverter. La macchina asincrona comandata è costituita anche in questo caso dal motore B, le cui caratteristiche sono quelle riportate nel capitolo 14.

Dalla teoria sviluppata nei capitoli precedenti è noto che la tecnica DSVM predittiva prevede, al pari della tecnica DSVM, che in ogni ciclo di modulazione dell'inverter quest'ultimo applichi alla macchina asincrona una certa sequenza di vettori tensione statorica per un tempo corrispondente ad un terzo della durata del ciclo di modulazione, ovvero per un terzo del tempo di ciclo del programma.

In ogni terzo viene imposta all'inverter la configurazione che nella successione dei tre terzi corrispondente ad un ciclo di modulazione completo dà luogo al vettore tensione statorica più vicino a quello previsto dai calcoli predittivi e contemporaneamente vengono eseguite le letture della coppia di riferimento e della tensione del bus DC, vengono stimati flusso statorico, pulsazione statorica, coppia elettromagnetica ed infine vengono scelte le configurazioni da applicare al ciclo successivo. Nella figura 17.1 è mostrato il diagramma di flusso dell'algoritmo DSVM predittivo. In esso ogni blocco rappresenta una routine di programma o un gruppo di routine di programma

destinate all'esecuzione di un certo tipo di operazioni finalizzate ai calcoli di modulazione o alla configurazione dei registri interni al DSP per l'impostazione hardware e software delle funzioni richieste dal controllo. Come nei precedenti due capitoli, per ogni blocco dello schema viene indicato il nome della routine (o delle routine) a cui questo fa riferimento, così come denominata nel codice Assembler, mentre nell'appendice vengono riportati i listati completi e commentati del codice sorgente e di tutte le parti dichiarative e di supporto in esso incluse in fase di compilazione.



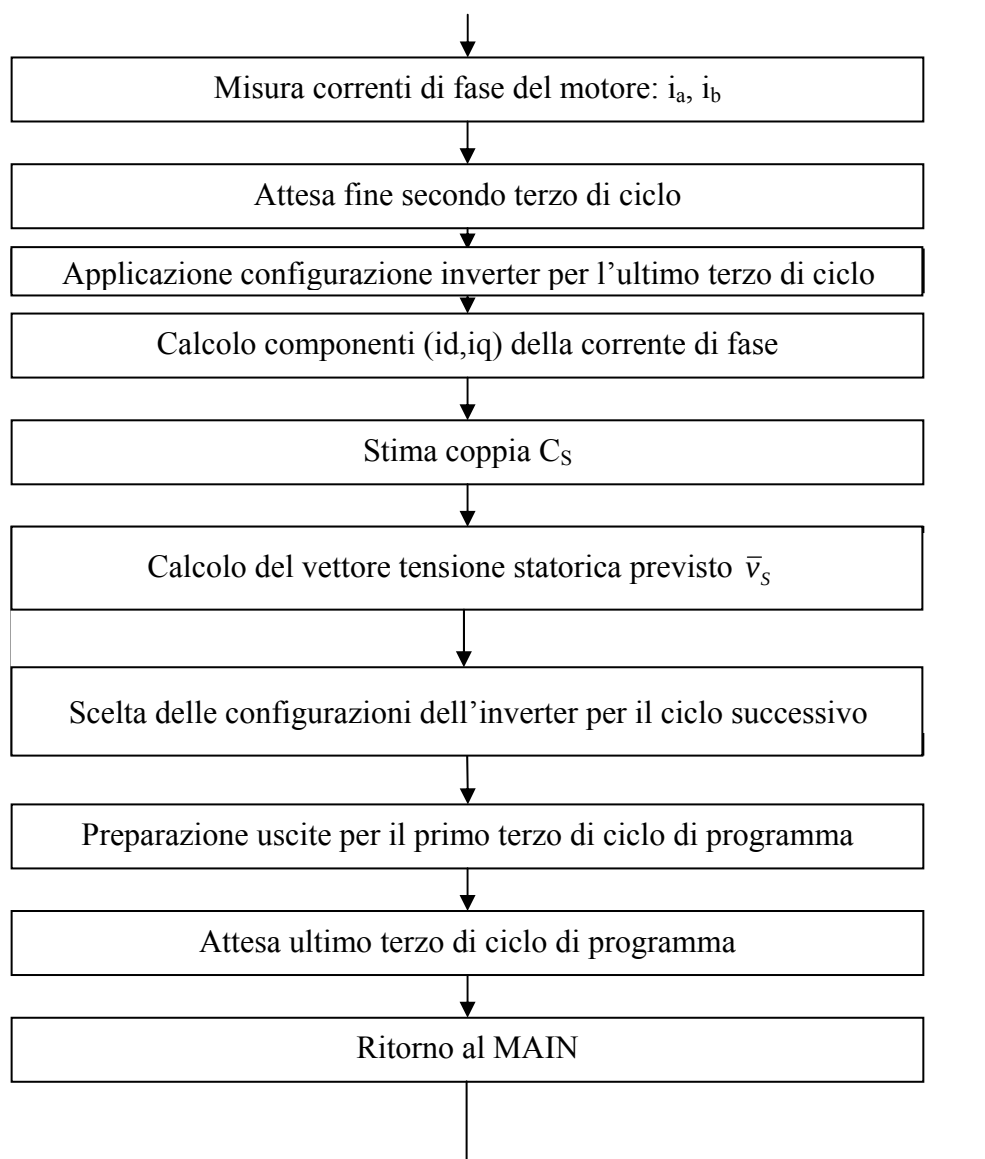


Figura 17.1 - Diagramma di flusso dell'algoritmo di controllo

Osservando lo schema sopra riportato e confrontandolo con quello corrispondente del precedente capitolo, riportato nella figura 16.1, si nota che l'unica differenza sostanziale rispetto a quest'ultimo consiste nella presenza di un ulteriore blocco per il calcolo del vettore tensione statorica $\bar{v}_s$ previsto e per la presenza di una routine destinata alla scelta delle configurazioni per il ciclo successivo il cui modo di operare è decisamente diverso. Infatti mentre nel controllo DSVM la determinazione della configurazione per il ciclo successivo viene fatta per mezzo di una tabella di scelta che richiede come dati di ingresso il settore di appartenenza del vettore flusso statorico

stimato, la banda di velocità in cui opera la macchina asincrona e lo stato del modulo del flusso statorico e della coppia in uscita ai rispettivi comparatori, nel controllo DSVM predittivo consiste nell'individuazione delle sequenze di applicazione dei vettori base che danno luogo al vettore tensione medio più prossimo a quello determinato in base ai calcoli predittivi illustrati nel paragrafo 8.2 del capitolo 8. Per questo motivo nel seguito del presente capitolo, onde evitare di ripetere quanto detto nel capitolo precedente, verranno illustrate nel dettaglio solo le routine di programma che si riferiscono al calcolo predittivo del vettore tensione da applicare e alla scelta delle configurazioni che nei vari terzi ciclo permettono all'inverter di modulare il vettore tensione richiesto con il minimo scarto possibile, mentre per le rimanenti routine verranno evidenziate soltanto le differenze o le particolarità che le distinguono da quelle dell'algoritmo DSVM, rimandando a questi moduli di programma per un approfondimento del loro funzionamento relativamente alle parti in comune.

17.2 Inizializzazione del puntatore della tabella delle configurazioni

Nella routine **Iniz_PunTab** viene inizializzato il puntatore della tabella delle configurazioni da applicare all'inverter, in modo che punti il primo valore in essa contenuto. Il controllo DSVM predittivo sceglie le configurazioni in funzione del vettore tensione statorica esatto calcolato tramite la (8.2.27) ricavata nella sezione teorica e richiede, come il controllo DSVM, la conoscenza delle componenti delle tensioni medie modulate ciclo per ciclo, le quali sono anch'esse riportate nella tabella delle configurazioni implementata nel programma.

17.3 Visualizzazione dello stato del sistema

La visualizzazione dello stato del sistema viene eseguita tramite le routine **Write_DAC** e **Accendi_Led** descritte nel paragrafo 16.9 de capitolo 16, con l'unica differenza che i led presenti sulla scheda assumono in questo caso il seguente significato:

- LED 0÷2: indicano il settore in cui viene modulato il vettore tensione (led 0 per i settori 1 e 2, led 1 per i settori 3 e 4 e led 2 per i settori 5 e 6)
- LED 3: non utilizzato
- LED 4: non utilizzato
- LED 5: la sua accensione indica l'entrata in funzione del limitatore di coppia
- LED 6: non utilizzato
- LED 7: non utilizzato
- LED Ext. Flag: non utilizzato.

17.4 Lettura delle correnti

La lettura delle correnti avviene con le stesse modalità descritte nel paragrafo 16.10 del capitolo precedente, salvo rilevare che il tempo di ciclo del controllo DSVM predittivo è stato posto uguale a $102\mu\text{s}$, corrispondenti ad una durata di $34\mu\text{s}$ di un terzo di ciclo, per esigenze legate alla consistente mole di calcoli necessaria per determinare il vettore tensione statorica esatto da applicare alla macchina.

17.5 Determinazione del flusso rotorico di riferimento e della coppia massima di riferimento

Nel controllo DSVM predittivo, così come nel controllo DSVM, il flusso rotorico di riferimento deve essere scelto in modo tale da massimizzare le prestazioni della macchina asincrona sia in funzione della pulsazione statorica che della tensione del bus DC. Oltre al flusso rotorico di riferimento il controllo richiede che venga fissata anche la coppia massima di riferimento erogabile, essendo tali due grandezze correlate allo stato energetico della macchina.

La determinazione di tali riferimenti viene eseguita all'interno della routine del regolatore automatico **Reg_Aut**. Come più volte rilevato ormai, descrivendo l'implementazione del controllo SFVC e del controllo DSVM sul sistema di sviluppo, il DSP non è in grado di eseguire direttamente operazioni diverse dalla somma, dalla sottrazione e dalla moltiplicazione, per cui per eseguire calcoli più complessi richiede l'uso di Look Up Table. Tra quelle generate dall'editor Visual Basic dell'applicazione

Scalizzatore.xls ne viene compilata una impiegata nella routine Reg_Aut, denominata *Inv_Freg.tab*, che contiene il reciproco del flusso rotorico ed il cui numero di elementi *Nvt* è stato fissato in sede sperimentale al valore 1300.

Il puntatore che indirizza gli elementi di questa tabella al fine di consentirne la lettura nel programma sorgente Assembler viene determinato come segue

$$P\hat{T} = (\hat{F}_{nom} - \hat{F}_{r\_r}) \cdot INVDFK \quad (17.5.1)$$

dove *INVDFK* è un fattore moltiplicativo dato da

$$INVDFK = \frac{(\hat{F}_{nom} - \hat{F}_{min})}{Nvt} . \quad (17.5.2)$$

Con l'editor Visual Basic del foglio elettronico Scalizzatore.xls invece, per la scrittura degli elementi della tabella, sono state implementate le seguenti funzioni

$$F = F_{nom} - k \cdot GD \quad (17.5.3)$$

$$X = \text{Intero} \left[(1/F) / \left(\frac{1}{\phi} \right)^* \right] \quad (17.5.4)$$

dove $\left(\frac{1}{\phi} \right)^*$ è il fattore di scala del reciproco del flusso, *k* è un numero intero variabile tra 0 e *Nvt*, mentre *GD* vale

$$GD = \frac{F_{nom} - F_{min}}{Nvt} . \quad (17.5.5)$$

Una volta calcolato il puntatore della tabella relativo al valore del flusso rotorico di riferimento $\hat{F}_{r\_r}$ tramite la (17.5.1), con le seguenti istruzioni Assembler si può caricare nella variabile *Inv_Fr* il valore del reciproco del flusso rotorico di riferimento nella sua rappresentazione interna

```

.....
LACC      #Tab_Inv_Freg
ADD       PT
TBLR      Inv_Fr
.....

```

La routine *Reg_Aut* preposta alla regolazione del valore di riferimento del flusso rotorico opera secondo le modalità illustrate nel paragrafo 11.3 del capitolo 11, implementando il regolatore automatico di flusso il cui schema a blocchi è quello mostrato nella figura 11.3 dello stesso capitolo. In tale routine la costante *DeltaF* rappresenta l'ampiezza del gradino di flusso per il deflussaggio dovuto all'uscita dalla prima banda, *DFVEL* quella relativa al deflussaggio rapido e *Dsu* l'ampiezza del gradino di flusso per il flussaggio della macchina.

In *Reg_Aut* è stata anche implementata l'espressione relativa alla coppia massima di riferimento per il secondo deflussaggio

$$\hat{C}_{\max} = \left[\left(p \frac{1}{2L_R \sigma} \right) \cdot \left(\frac{M}{L_S} \right)^2 \cdot \frac{(\varphi^2)^*}{C^*} * 2^{12} \right] \cdot \frac{FS\hat{2}RIF}{2^{16}} = DEF2 \cdot \frac{FS\hat{2}RIF}{2^{16}}. \quad (17.5.6)$$

Dal confronto tra il valore della coppia massima di riferimento per il secondo deflussaggio $\hat{C}_{\max}$ e la coppia di riferimento $\hat{C}_{refg}$ per il campo a potenza limite costante, il cui valore viene determinato nella routine **Calc_Coppia**, si prende come coppia di riferimento la più piccola delle due: in questo modo finchè la macchina lavora nella zona di primo deflussaggio la coppia di riferimento coincide con la $\hat{C}_{refg}$, mentre nella zona di secondo deflussaggio è pari alla $\hat{C}_{\max}$.

Nella routine *Calc_Coppia* viene implementata la (11.3.1) del capitolo 11, la quale, riportata alla rappresentazione interna, assume la seguente espressione

$$\hat{C}_{refg} = \hat{C}_{ref} \cdot \hat{F}_r \cdot \left(\frac{1}{\hat{F}_{nom}} 2^{14} \right) = \hat{C}_{ref} \cdot \hat{F}_r \cdot INVFL \quad (17.5.7)$$

dove *INVFL* è una costante calcolata nell'applicazione *Scalizzatore.xls*, mentre il fattore moltiplicativo 2^{14} serve per poter eseguire il prodotto delle due variabili $\hat{C}_{ref}$ e $\hat{F}_r$ per tale costante senza ricorrere all'uso di variabili a doppia precisione e delle

relative macro per la moltiplicazione tra una grandezza a 16 bit con segno e una a 32 bit con segno, evitando così di appesantire i calcoli compiuti dal microprocessore.

In questa routine viene anche imposta una limitazione sulla derivata della coppia di riferimento $\hat{C}_{refg}$, indispensabile per poter effettuare prove in transitorio costituite da gradini di coppia o inversioni di marcia. In particolare, dopo una congrua serie di prove sperimentali, si è imposto che la massima variazione di $\hat{C}_{refg}$ fra un ciclo di modulazione ed il successivo risulti pari a 100, corrispondente ad un valore fisico di 0.137 Nm.

17.6 Calcolo del vettore tensione statorica

Nella routine **Calc_Vettore** viene effettuato il calcolo predittivo del vettore tensione statorica esatto $\bar{v}_s$ secondo la (8.2.27) ricavata nel capitolo 8. Osservando tale equazione si nota che in essa compaiono a numeratore i moduli del flusso statorico stimato e di riferimento e a denominatore il prodotto scalare tra flusso statorico e rotorico stimati. Come già ricordato in precedenza il linguaggio di programmazione utilizzato non permette di effettuare la divisione e nemmeno la radice quadrata, perciò per poter implementare la formula è necessario fare ricorso alle tabelle scritte in Visual Basic citate in precedenza. Per quanto riguarda il modulo del flusso statorico di riferimento si è già detto che la lettura della tabella *Tab_MF.tab* viene eseguita nella routine Calc_FSRot. La lettura della tabella per il modulo del flusso stimato viene invece effettuata nella routine Calc_Vettore con le stesse modalità usate per il flusso di riferimento.

Per il calcolo del reciproco del prodotto scalare è stata poi realizzata una tabella analoga a quella utilizzata per l'inverso del modulo del flusso rotorico stimato. Rispetto a quest'ultima cambia soltanto il numero dei valori memorizzati, il quale, per limiti di memoria del microprocessore, è stato posto pari a 2^{12} , in modo che ognuna delle 4 zone in cui sono suddivisi i suoi valori contenga 2^{10} elementi. Come puntatore della tabella si impiega il prodotto scalare tra il vettore flusso statorico stimato e il vettore flusso rotorico stimato secondo la seguente espressione

$$PS = \left(\frac{\hat{\phi}_{Sd}}{2^{16}} \cdot \frac{\hat{\phi}_{Rd}}{2^{16}} + \frac{\hat{\phi}_{Sq}}{2^{16}} \cdot \frac{\hat{\phi}_{Rq}}{2^{16}} \right) \cdot (\phi^2)^* . \quad (17.6.1)$$

Si nota che per il calcolo del prodotto scalare si è considerato lo stesso fattore di scala che si è utilizzato per il calcolo del quadrato del modulo del flusso statorico, avendo quest'ultimo la stessa espressione formale.

Passando all'implementazione della (8.2.27) nella routine Calc_Vettore, si procede innanzitutto alla scomposizione sugli assi d e q di tale vettore, riconsiderando la (8.2.23) e la (8.2.25) ricavate nel capitolo 8

$$v_{sd[H]} = -\omega_{m[H]} \varphi_{sq[H]} + \frac{\varphi_{Rd[H]} |\overline{\varphi}_{S[H]}| (\varphi_{S[H+1]} - \varphi_{S[H]})}{T_C (\varphi_{sd[H]} \varphi_{Rd[H]} + \varphi_{Rq[H]} \varphi_{sq[H]})} - \frac{\varphi_{sq[H]} (C_{EM[H+1]} - C_{EM[H]})}{CT_C (\varphi_{sd[H]} \varphi_{Rd[H]} + \varphi_{Rq[H]} \varphi_{sq[H]})} \quad (17.6.2)$$

$$v_{sq[H]} = \omega_{m[H]} \varphi_{sd[H]} + \frac{\varphi_{Rq[H]} |\overline{\varphi}_{S[H]}| (\varphi_{S[H+1]} - \varphi_{S[H]})}{T_C (\varphi_{sd[H]} \varphi_{Rd[H]} + \varphi_{Rq[H]} \varphi_{sq[H]})} + \frac{\varphi_{sd[H]} (C_{EM[H+1]} - C_{EM[H]})}{CT_C (\varphi_{sd[H]} \varphi_{Rd[H]} + \varphi_{Rq[H]} \varphi_{sq[H]})} \quad (17.6.3)$$

Le ampiezze delle variazioni di coppia e di flusso richieste sono state definite rispettivamente dalle variabili *Diff_C* e *Diff_F*, mentre per il reciproco del prodotto scalare si è utilizzata la variabile *Inv_PS*.

Indicando con φ_m^* il fattore di scala del modulo del flusso e con Inv_PS^* il fattore di scala del reciproco del prodotto scalare, è possibile procedere alla messa in scala delle precedenti formule come segue (per semplicità di scrittura nei passaggi successivi si ometterà il pedice H e la quantità scalare $|\overline{\varphi}_{S[H]}|$ verrà indicata semplicemente con φ_s)

$$\begin{aligned} \hat{v}_{sd} v_s^* = & -\hat{\omega} \omega^* \frac{\hat{\varphi}_{sq}}{2^{16}} \varphi^* \cdot 2^{28} + \frac{\frac{\hat{\varphi}_{Rd}}{2^{16}} \varphi^* \hat{\varphi}_s \varphi_m^* \varphi_m^* (\hat{\varphi}_{S[H+1]} - \hat{\varphi}_s)}{T_C} \cdot \hat{\text{Inv\_PS}} \cdot \text{Inv\_PS}^* \cdot 2^{40} - \\ & - \frac{\frac{\hat{\varphi}_{sq}}{2^{16}} \varphi^* C^* (\hat{C}_{[H+1]} - \hat{C})}{CT_C} \cdot \hat{\text{Inv\_PS}} \cdot \text{Inv\_PS}^* \cdot 2^{28} \end{aligned} \quad (17.6.4)$$

$$\begin{aligned} \hat{v}_{sq} v_s^* = & \hat{\omega} \omega^* \frac{\hat{\varphi}_{sd}}{2^{16}} \varphi^* \cdot 2^{28} + \frac{\frac{\hat{\varphi}_{Rq}}{2^{16}} \varphi^* \hat{\varphi}_s \varphi_m^* \varphi_m^* (\hat{\varphi}_{S[H+1]} - \hat{\varphi}_s)}{T_C} \cdot \hat{\text{Inv\_PS}} \cdot \text{Inv\_PS}^* \cdot 2^{40} + \\ & + \frac{\frac{\hat{\varphi}_{sd}}{2^{16}} \varphi^* C^* (\hat{C}_{[H+1]} - \hat{C})}{CT_C} \cdot \hat{\text{Inv\_PS}} \cdot \text{Inv\_PS}^* \cdot 2^{28} \end{aligned} \quad (17.6.5)$$

da cui si ricava

$$\begin{aligned} \hat{v}_{sd} = & -\hat{\omega} \frac{\hat{\phi}_{sq}}{2^{16}} \cdot \left(\frac{\omega^* \phi^* \cdot 2^{28}}{v_s^*} \right) + \frac{\hat{\phi}_{rd}}{2^{16}} \hat{\phi}_s (\hat{\phi}_{s[H+1]} - \hat{\phi}_s) \cdot \hat{Inv\_PS} \cdot \left(\frac{\phi^* \hat{\phi}_s \phi_m^* \phi_m^* Inv\_PS^* \cdot 2^{40}}{v_s^* T_C} \right) - \\ & - \frac{\hat{\phi}_{sd}}{2^{16}} (\hat{C}_{[H+1]} - \hat{C}) \cdot \hat{Inv\_PS} \cdot \left(\frac{\phi^* C^* Inv\_PS^* \cdot 2^{28}}{v_s^* C T_C} \right) \end{aligned} \quad (17.6.6)$$

$$\begin{aligned} \hat{v}_{sq} = & \hat{\omega} \frac{\hat{\phi}_{sd}}{2^{16}} \cdot \left(\frac{\omega^* \phi^* \cdot 2^{28}}{v_s^*} \right) + \frac{\hat{\phi}_{rq}}{2^{16}} \hat{\phi}_s (\hat{\phi}_{s[H+1]} - \hat{\phi}_s) \cdot \hat{Inv\_PS} \cdot \left(\frac{\phi^* \hat{\phi}_s \phi_m^* \phi_m^* Inv\_PS^* \cdot 2^{40}}{v_s^* T_C} \right) + \\ & + \frac{\hat{\phi}_{sd}}{2^{16}} (\hat{C}_{[H+1]} - \hat{C}) \cdot \hat{Inv\_PS} \cdot \left(\frac{\phi^* C^* Inv\_PS^* \cdot 2^{28}}{v_s^* C T_C} \right) \end{aligned} \quad (17.6.7)$$

Mettendo in evidenza i fattori moltiplicativi che sono stati inseriti in Scalizzatore.xls, si ottengono le formule effettivamente implementate nel codice sorgente del controllo DSVM predittivo

$$\hat{v}_{sd} = -VA \cdot \hat{\omega} \frac{\hat{\phi}_{sq}}{2^{16}} + \frac{\hat{\phi}_{rd}}{2^{16}} \hat{Inv\_PS} \hat{\phi}_s \cdot VB \cdot (\hat{\phi}_{s[H+1]} - \hat{\phi}_s) - \frac{\hat{\phi}_{sq}}{2^{16}} \hat{Inv\_PS} \cdot VC \cdot (\hat{C}_{[H+1]} - \hat{C}) \quad (17.6.8)$$

$$\hat{v}_{sq} = VA \cdot \hat{\omega} \frac{\hat{\phi}_{sd}}{2^{16}} + \frac{\hat{\phi}_{rq}}{2^{16}} \hat{Inv\_PS} \hat{\phi}_s \cdot VB \cdot (\hat{\phi}_{s[H+1]} - \hat{\phi}_s) + \frac{\hat{\phi}_{sd}}{2^{16}} \hat{Inv\_PS} \cdot VC \cdot (\hat{C}_{[H+1]} - \hat{C}) \quad (17.6.9)$$

A questo punto è indispensabile chiarire alcuni punti relativi all'implementazione delle precedenti equazioni nella routine Calc_Vettore. Prima di tutto è bene sottolineare che l'ordine con cui sono stati scritti i termini delle (17.6.8) e (17.6.9) non è casuale, ma è frutto di numerose prove, ossia di una lunga fase di messa a punto del codice dalla quale è emerso come l'ordine con cui vengono effettuate le moltiplicazioni ed il modo di recuperare le divisioni per 2^{16} influiscano in maniera determinante sull'esattezza dei calcoli e sull'eventualità che possano verificarsi degli overflow sulle variabili. Secondariamente bisogna sottolineare che le prime prove sperimentali effettuate hanno evidenziato come questo tipo di controllo sia molto più sensibile del DSVM ai disturbi sulle correnti. Infatti un eventuale picco su una corrente, dovuto ad un disturbo impulsivo, comporta un notevole errore sulla stima della coppia. Questo errore entra

direttamente nel calcolo della tensione statorica facendo sbagliare completamente i calcoli e quindi la scelta delle configurazioni, con effetti indesiderati sul funzionamento della macchina. Si osserva che nel controllo DSVM un disturbo sulla corrente influisce in maniera decisamente minore poiché la grandezza discriminante per la scelta della configurazione è costituita dal vettore flusso statorico stimato anziché dalla coppia stimata, ed essendo tale vettore prodotto dallo stimatore in tensione retroazionato, risente poco dei picchi sulla corrente. Di conseguenza se anche la scelta della configurazione operata dal controllo, a seguito di un errore sulla stima del flusso statorico, risulta diversa da quella ottimale, non è comunque tale da generare grossi malfunzionamenti.

Per ovviare al problema di cui sopra, nelle routine per il calcolo dei riferimenti dell'algoritmo DSVM predittivo, si è imposta una limitazione sull'ampiezza della variazione di coppia richiesta, nonché sull'ampiezza della variazione di flusso di riferimento, ottenendo così un controllo più affidabile e robusto. Questi accorgimenti hanno permesso contestualmente di migliorare in modo sensibile le prestazioni del motore, soprattutto nelle prove in transitorio.

17.7 Determinazione della fase del vettore tensione statorica

La determinazione della fase del vettore tensione statorica esatto previsto dai calcoli predittivi di cui al paragrafo precedente viene eseguita nella routine **Calc_SetTensione**. Il calcolo viene compiuto nello stesso modo visto nella routine **Calc_SetFlusso** descritta nel paragrafo 16.18 del capitolo 16 mediante l'algoritmo illustrato nel diagramma di flusso della figura 16.11, individuando però il settore di appartenenza del vettore tensione calcolato in luogo del settore di appartenenza del vettore flusso statorico stimato.

In questa routine vengono anche effettuati i calcoli necessari per eseguire la rotazione del vettore tensione calcolato secondo i criteri esposti alla fine del paragrafo 8.2 del capitolo 8. Si ricorda al proposito che ai fini della determinazione del vettore tensione da applicare più prossimo a quello previsto, per i settori 1-, 4-, 4+ è sufficiente ricavare il valore assoluto delle componenti di quest'ultimo, mentre per gli altri settori è necessario ricalcolare le sue componenti secondo le (8.2.32) incontrate della sezione teorica.

I risultati di queste operazioni, ovvero i valori assoluti delle componenti del vettore tensione previsto per alcuni settori, oppure le componenti fornite dalle (8.2.32) per altri settori, vengono salvati nelle variabili $\hat{V}_{sd\_n}$ e $\hat{V}_{sq\_n}$ impiegate per individuare le configurazioni da applicare.

17.8 Scelta delle configurazioni dell'inverter

Nella routine **Calc_Config** viene scelta la configurazione (lo stato dei tre rami dell'inverter) che l'inverter deve assumere nel ciclo successivo a quello in corso. Da quanto detto finora è evidente che tale scelta consiste, all'atto pratico, nel memorizzare l'indirizzo appropriato delle celle di memoria della tabella di scelta delle configurazioni nella variabile *PunTab* e nel copiare il valore in esse contenuto nelle variabili che rappresentano le configurazioni dell'inverter nei tre terzi del ciclo di modulazione. Le modalità con cui viene eseguita questa operazione sono le medesime descritte nel paragrafo 16.19 del capitolo 16. Nella tabella delle configurazioni sono infatti memorizzati in successione i tre valori contenenti tutte le informazioni necessarie per generare gli appropriati comandi da inviare ai driver dell'inverter per il terzo di ciclo a cui sono riferiti, ovvero ad ognuno di questi valori corrisponde una data configurazione per un terzo di ciclo. Subito di seguito sono memorizzati i valori delle costanti *KVSDMED* e *KVSQMED* necessarie per calcolare le componenti della tensione media applicata nel ciclo di programma. La tabella delle configurazioni presenta la struttura mostrata nella figura 17.2, in cui ne è riportato uno stralcio relativo al settore 2+.

```

.....
SET2POS  .WORD 0000000000000000b
          .WORD 0000000000000000b
          .WORD 0000000000000000b
          .WORD 0
          .WORD 0          ;[0,0,0]  V0
          .WORD 0111000000000000b
          .WORD 0110000000000000b
          .WORD 0010000000000000b
          .WORD 0
          .WORD 15447      ;[0,2,3]  V11
          .WORD 0110000000000000b
          .WORD 0010000000000000b
          .WORD 0110000000000000b
          .WORD 4459
          .WORD 23170      ;[2,3,2]  V25
.....

```

```
.WORD 0110000000000000b
.WORD 0110000000000000b
.WORD 0110000000000000b
.WORD 13377
.WORD 23170      ;[2,2,2]  V24
.WORD 0110000000000000b
.WORD 0111000000000000b
.WORD 0110000000000000b
.WORD 8918
.WORD 15447      ;[2,0,2]  V10
.WORD 0111000000000000b
.WORD 0110000000000000b
.WORD 0111000000000000b
.WORD 4459
.WORD 7723      ;[0,2,0]  V2
```

.....

Figura 17.2 - Struttura della tabella delle configurazioni dell'inverter

A partire dalla cella iniziale etichettata con il corrispondente settore di appartenenza del vettore tensione storica calcolato (nella routine *Calc_SetTensione* il puntatore della tabella *PunTab* viene inizializzato in modo da puntare il primo valore relativo a quel settore) sono memorizzate strutture di tabella del tutto simili a quella mostrata nella figura precedente. Con riferimento alla figura 8.4 del capitolo 8, i vettori tensione applicabili sono stati ordinati in senso orario per i settori positivi ed in senso antiorario per i settori negativi, in modo da effettuare la scelta delle configurazioni per mezzo dell'algoritmo illustrato nel diagramma di flusso della figura 8.6. La tabella delle configurazioni, inserita nel file *Config.asm*, è stata compilata in modo che accanto alle componenti del vettore tensione medio effettivamente generato sia visibile una stringa di tre numeri che indicano la sequenza dei vettori base necessari per ottenerlo e una sigla (ad esempio V3) che riporta il numero del vettore medio modulato secondo le convenzioni della figura 17.3.

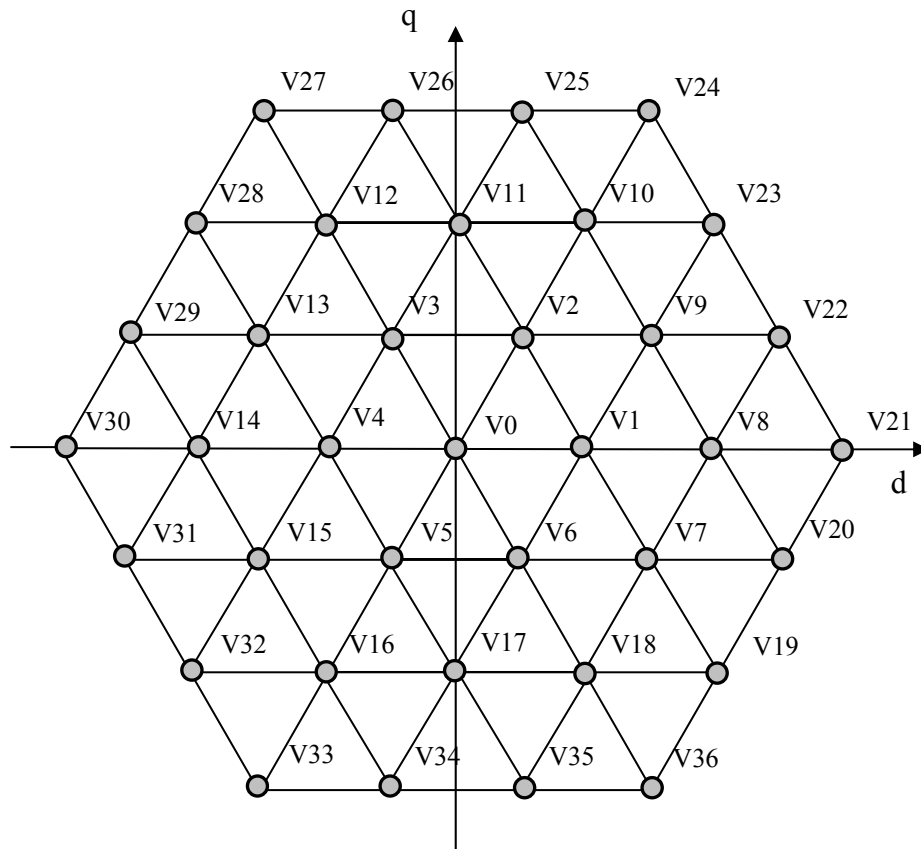


Figura 17.3 - Numerazione dei vettori utilizzata nella tabella delle configurazioni

17.9 La scelta dei fattori di scala dell'algoritmo di controllo

La scelta dei fattori di scala delle grandezze elaborate dall'algoritmo di controllo viene eseguita come descritto nei due precedenti capitoli, ovvero fissando in alcuni casi i loro valori massimi in base ai valori limite che possono assumere fisicamente nell'azionamento ed in altri fissando per esse un valore a priori indipendente dalla realtà fisica, con il fine di ottenere per tutte le grandezze la migliore risoluzione possibile all'interno del programma implementato sul microprocessore.

Nella tabella che segue i valori nominali sono stati determinati dai dati di targa della macchina asincrona, mentre i valori massimi sono stati scelti in base alle caratteristiche dei trasduttori utilizzati.

VARIABILE	ESPRESSIONE
Pulsazione statorica	$W^* = \frac{6W_{NOM}}{2^{15}}$
Coppia elettromagnetica	$C^* = \frac{2C_{NOM}}{2^{15}}$
Flusso	$\varphi^* = \frac{F_{MAX}}{2^{31}}$
Corrente misurata	$i^* = \frac{i_{MAX}}{2^{15}}$
Vettore corrente statorica	$i_s^* = \frac{\sqrt{6}i_{MAX}}{2^{15}}$
Tensione lato continua	$v^* = \frac{E_{DCMAX}}{2^{15}}$
Vettore tensione statorica	$v^* = \frac{E_{DCMAX}}{2^{15}}$
Tempo	$T^* = 0.000001s$
Reciproco del flusso	$Inv\_F^* = \frac{1/F_{min}}{2^{15}}$
Flusso al quadrato	$\varphi^{2*} = F_{MAX}^2 \frac{1}{2^{30}}$
Modulo del flusso	$\varphi_m^* = F_{MAX} \frac{1}{2^{15}}$
Reciproco del prodotto scalare	$Inv\_PS^* = \frac{1}{F_{min} * F_{min}} \frac{1}{2^{15}}$

Capitolo 18

Le prove sperimentali

18.1 Introduzione

Al fine di valutare le prestazioni dei controlli descritti nei capitoli precedenti, implementati sul sistema digitale di sviluppo, sono state condotte varie prove sperimentali riconducibili a due tipologie principali: quelle a regime e quelle in transitorio. La prima tipologia di prove è servita a determinare le prestazioni a regime della macchina asincrona controllata su tutto il campo di variazione della velocità ammissibile, mentre il secondo tipo è servito a testare la sua risposta dinamica nei confronti di rapide variazioni della coppia di riferimento.

Le prestazioni di tutti i controlli implementati sul sistema digitale di sviluppo, come già notato nei capitoli precedenti, sono fortemente dipendenti dai parametri dell'azionamento. Grazie all'interfaccia utente costituito dall'applicazione Scalizzatore.xls, le operazioni di messa a punto e verifica degli algoritmi eseguite sul banco prove sono state notevolmente semplificate e velocizzate e questo ha permesso di constatare sperimentalmente che effettuando una regolazione dei parametri mirata esclusivamente all'ottimizzazione delle prestazioni transitorie o di regime si possono manifestare delle irregolarità nel tipo di funzionamento per il quale i parametri non sono quelli ottimali. Per questo motivo, allo scopo di non alterare il senso dell'analisi del comportamento del sistema, le prove effettuate sia a regime che in transitorio sono state tutte eseguite mantenendo fissi i parametri e i fattori introdotti nel foglio di calcolo Scalizzatore.xls.

18.2 Le prove sperimentali sul controllo SFVC

Le prove sperimentali sul controllo SFVC con regolatore proporzionale-integrale e stimatore in tensione retroazionato, la cui implementazione è stata illustrata nel capitolo 15, sono state eseguite sul motore A collegato al banco prove del sistema di sviluppo descritto nel capitolo 12. Fornendo nelle varie condizioni di funzionamento un riferimento adeguato di coppia, per mezzo della scheda di comando, ed impostando o regolando opportunamente la coppia resistente applicata alla macchina mediante la dinamo di carico, sono state condotte le già citate prove a regime ed in transitorio.

18.2.1 Le prove a regime

Per valutare il comportamento a regime del controllo SFVC è stato verificato innanzitutto l'andamento della caratteristica di coppia in funzione della pulsazione rotorica nella zona a coppia limite costante. Dal grafico della figura 18.1, ottenuto scaricando direttamente dal DSP i valori della coppia elettromagnetica di riferimento (in un caso posta uguale al valore limite e nell'altro pari alla metà del valore limite) e della pulsazione rotorica stimata dall'algoritmo di controllo e riportando la coppia effettivamente sviluppata dalla macchina, misurata tramite torsiometro, si nota come quest'ultima segua fedelmente la coppia di riferimento a partire da una pulsazione rotorica che espressa in giri elettrici al minuto assume un valore pari a circa 1500. Al di sotto di quest'ultimo valore la coppia sviluppata risulta invece inferiore alla coppia richiesta in misura tanto maggiore quanto più alta è la corrente assorbita, ovvero quanto maggiore è la coppia di riferimento impostata. La ragione di ciò risiede fondamentalmente nell'errore commesso sulla stima del flusso statorico nel funzionamento ai bassi regimi. Tale stima infatti viene compiuta dallo stimatore in tensione retroazionato, il quale, pur avendo subito una minuziosa taratura del valore della costante di guadagno, per bassi valori di pulsazione manifesta comunque una certa imprecisione. A questo si deve aggiungere il sensibile errore dovuto alla non perfetta compensazione dei tempi morti di commutazione a bassa velocità. Infatti in questo campo di funzionamento il vettore tensione necessario affinché la macchina eroghi la coppia richiesta ha un modulo molto piccolo rispetto alla massima tensione applicabile e ruota a bassa velocità. Questo comporta che esistono intervalli di tempo

di durata percentualmente consistente rispetto al tempo di ciclo in cui, per via delle bande proibite discusse nel capitolo 5, il vettore tensione previsto dal regolatore del controllo SFVC non può essere compensato dell'errore causato dai tempi morti.

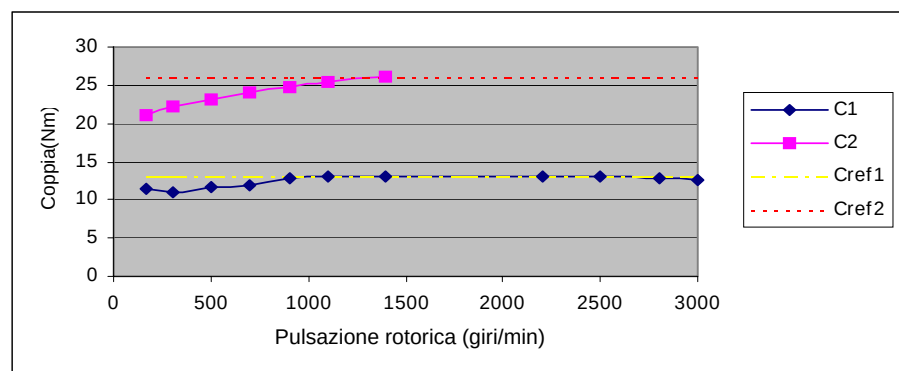


Figura 18.1 - Caratteristiche di coppia in funzione della pulsazione rotorica nel funzionamento a coppia limite costante: $C_{ref1}=26\text{Nm}$, $C_{ref2}=13\text{Nm}$

Nonostante l'esistenza di quest'ultimo non trascurabile contributo d'errore, il quale va certamente ad incidere sulle prestazioni, dalle prove sperimentali è comunque emerso che la qualità della corrente assorbita dalla macchina non viene significativamente alterata, come si può constatare dai grafici riportati nella figure 18.2 e 18.3, ottenuti visualizzando su oscillografo, per mezzo dei canali di conversione analogico-digitale della scheda di sviluppo, la coppia elettromagnetica stimata e la corrente acquisita di una fase a due diverse pulsazioni rotoriche (misurate in giri meccanici al minuto).

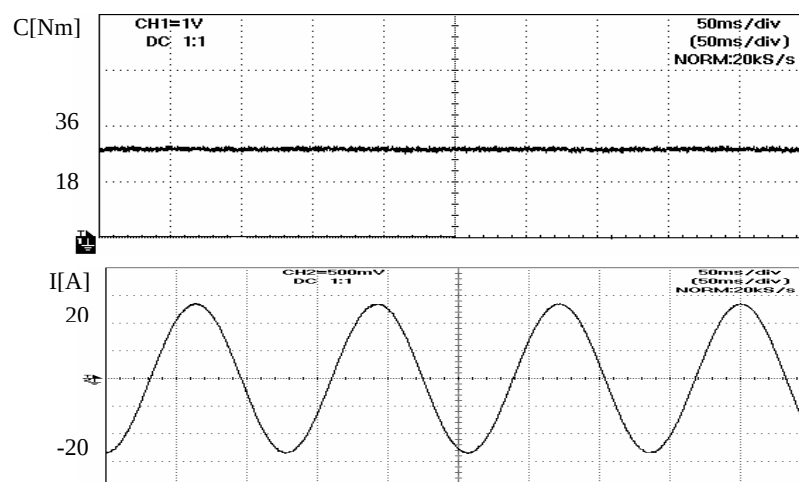


Figura 18.2 - Coppia limite e corrente limite di una fase in funzione del tempo nel campo a coppia limite costante per una pulsazione rotorica di 140 giri/min

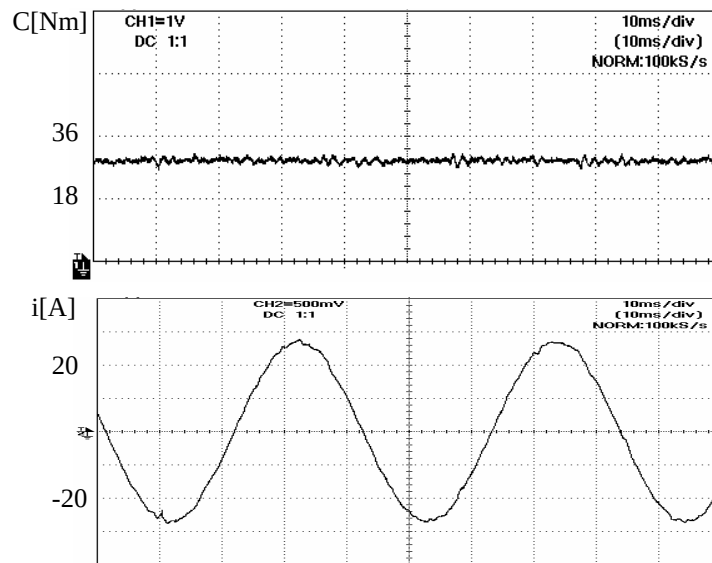


Figura 18.3 - Coppia limite e corrente limite di una fase in funzione del tempo nel campo a coppia limite costante per una pulsazione rotorica di 600 giri/min

Per valutare le prestazioni di regime del controllo SFVC in tutto il campo di velocità che va dalla zona a coppia limite costante alla zona di primo e secondo deflussaggio, sono stati rilevati sperimentalmente anche gli andamenti di coppia e pulsazione rotorica riportati nei grafici delle figure da 18.4 a 18.11.

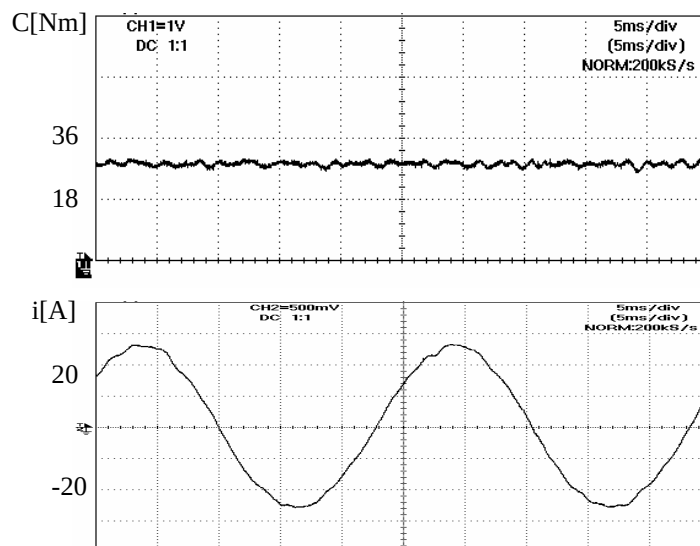


Figura 18.4 - Coppia limite e corrente limite di una fase in funzione del tempo nel campo a coppia limite costante per una pulsazione rotorica di 1000 giri/min

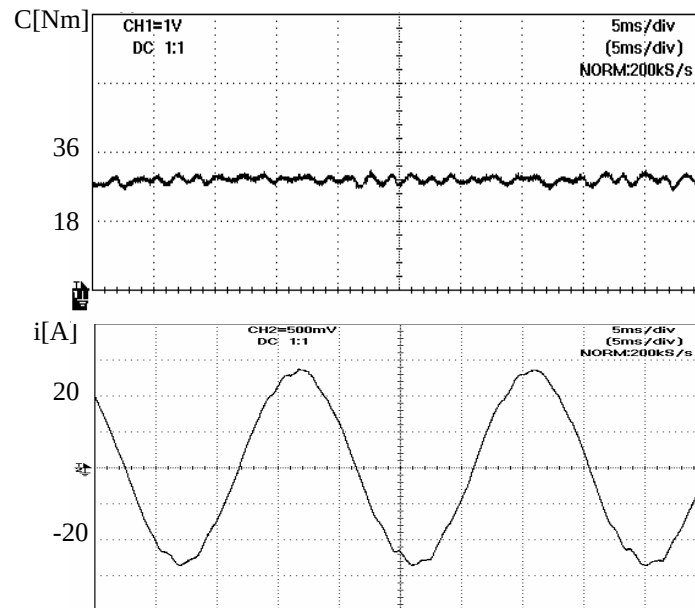


Figura 18.5 - Coppia limite e corrente limite di una fase in funzione del tempo nel campo a coppia limite costante per una pulsazione rotorica di 1420 giri/min

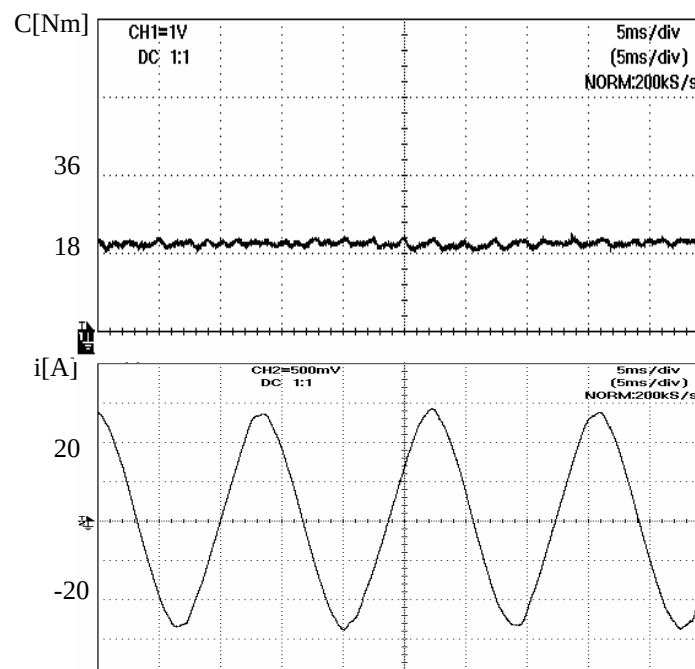


Figura 18.6 - Coppia limite e corrente limite di una fase in funzione del tempo nel campo del primo deflussaggio per una pulsazione rotorica di 2000 giri/min

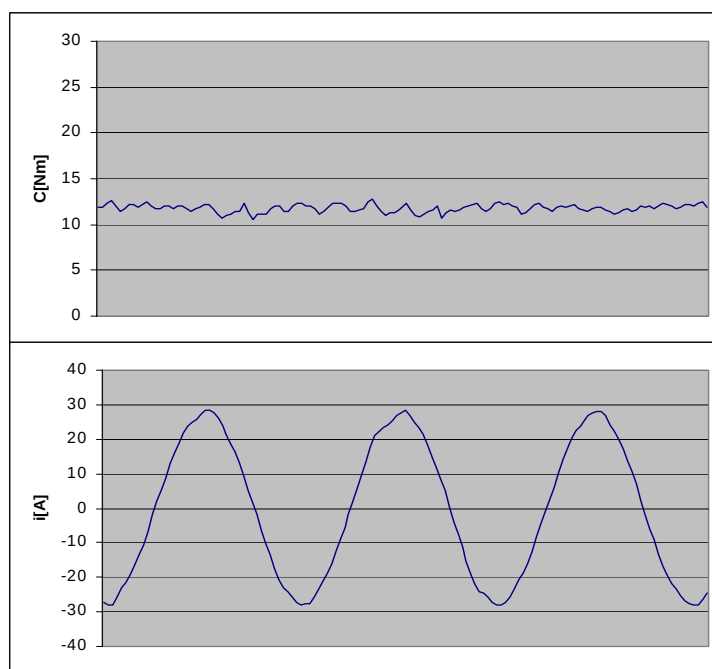


Figura 18.7 - Coppia limite e corrente limite di una fase in funzione del tempo nel campo del primo deflussaggio per una pulsazione rotorica di 3000 giri/min

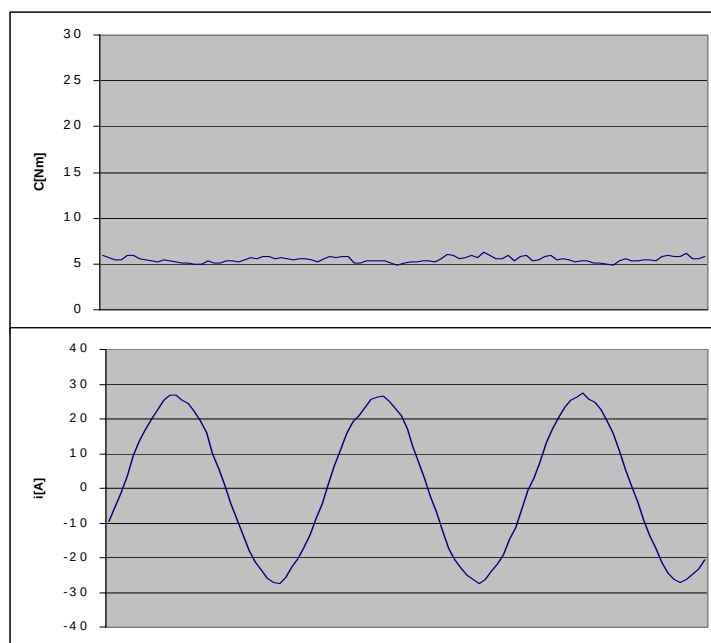


Figura 18.8 - Coppia limite e corrente limite di una fase in funzione del tempo nel campo del secondo deflussaggio per una pulsazione rotorica di 4000 giri/min

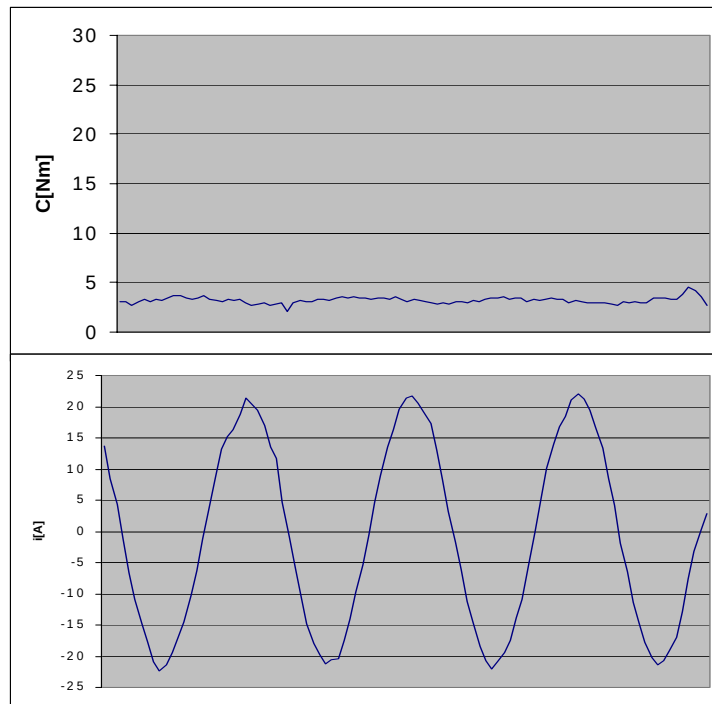


Figura 18.9 - Coppia limite e corrente limite di una fase in funzione del tempo nel campo del secondo deflussaggio per una pulsazione rotorica di 5000 giri/min

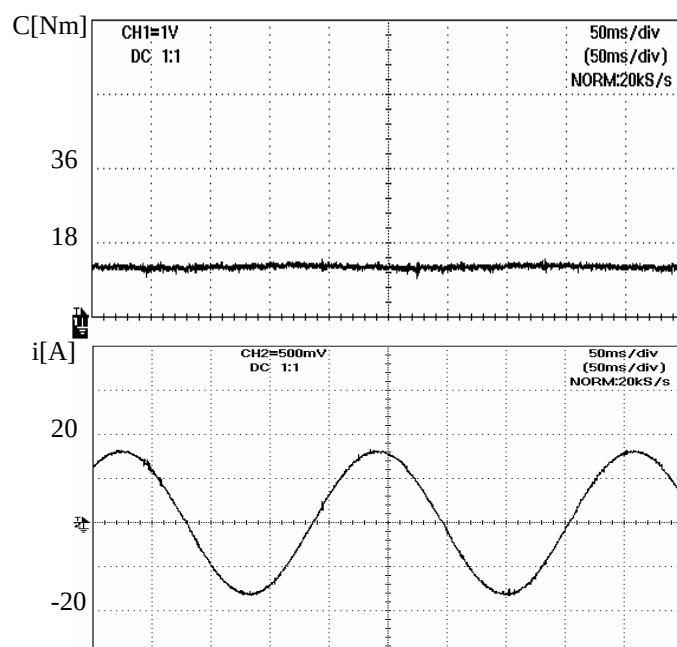


Figura 18.10 - Coppia di riferimento pari alla metà di quella limite e corrente di una fase in funzione del tempo nel campo a coppia limite costante per una pulsazione rotorica di 100 giri/min

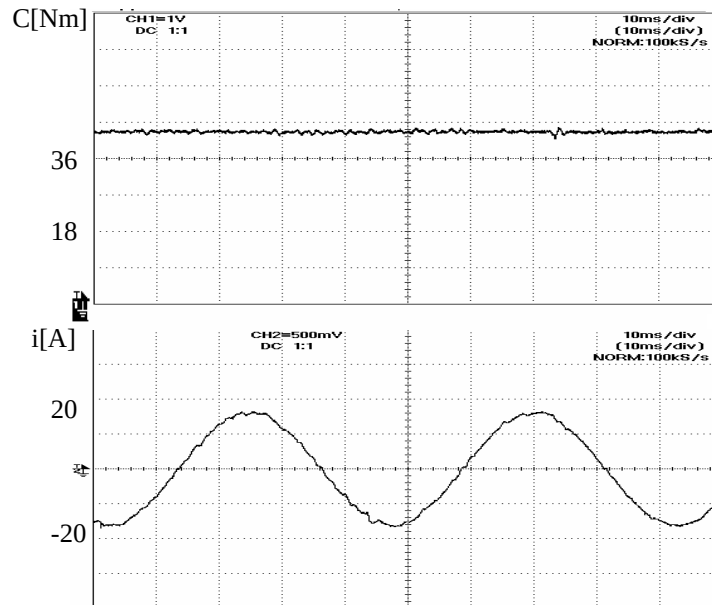


Figura 18.1 - Coppia di riferimento pari alla metà di quella limite e corrente di una fase in funzione del tempo nel campo a coppia limite costante per una pulsazione rotorica di 600 giri/min

18.2.2 Le prove a rotore bloccato

Nel corso delle verifiche sperimentali sul funzionamento del controllo SFVC sono state eseguite anche delle prove a rotore bloccato con lo scopo di evidenziare i problemi dovuti ai tempi morti di commutazione. Compiendo prove con diversi valori di tensione sul lato continua e richiedendo alla macchina la coppia nominale di 26.7 Nm, si è ottenuto il grafico riportato nella figura 18.12, dal quale si evince che compensando i tempi morti con la tecnica illustrata nel sottoparagrafo 15.12.1 del capitolo 15 la macchina ha un comportamento abbastanza uniforme per le varie tensioni. Disattivando la compensazione si nota invece come all'aumentare della tensione continua la macchina non sia più in grado di erogare la coppia richiesta, discostandosi quest'ultima dalla coppia di riferimento impostata di parecchi punti percentuali. In assenza di compensazione, inoltre, le correnti di macchina sono affette da una sensibile distorsione che ne rende la forma d'onda trapezoidale, soprattutto in corrispondenza degli estremi e dei passaggi per lo zero.

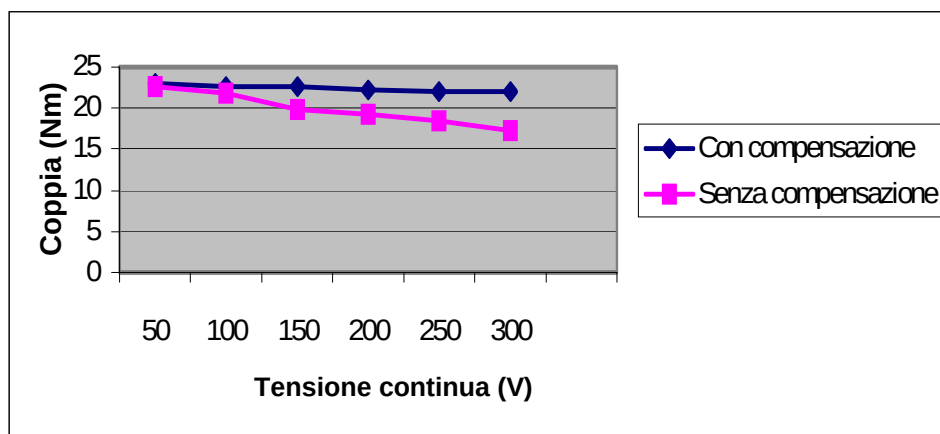


Figura 18.12 - Effetto dei tempi morti di commutazione sulla coppia erogata

18.2.3 Le prove in transitorio

Allo scopo di testare il comportamento dinamico del controllo sono state eseguite diverse prove in transitorio imponendo al segnale della coppia di riferimento delle variazioni a gradino. La prima di queste è consistita nel variare repentinamente la coppia di riferimento dal valore nullo al valore nominale di 27 Nm e nel rilevare gli andamenti nel tempo della coppia stimata, della corrente e della pulsazione rotorica. Quanto ricavato sperimentalmente in merito a tale prova è mostrato nella figura 18.13. Osservando l'oscillogramma si nota come a rotore fermo la macchina sia flussata da una componente continua di corrente che diviene una sinusoide a frequenza crescente successivamente all'istante in cui la coppia di riferimento subisce la variazione a gradino e la macchina inizia ad accelerare. Dalla prova compiuta risulta come la macchina arrivi ad erogare la coppia richiesta in circa 17 ms. La rapidità e la qualità della risposta del controllo è influenzata dal guadagno del regolatore PI al quale sono stati assegnati valori delle costanti proporzionale e integrale ottimizzati in sede sperimentale per conciliare una buona prontezza di risposta con un andamento delle correnti il più possibile sinusoidale. Nelle figure 18.14 e 18.15 successive è riportato poi l'esito di una prova in transitorio a gradino inverso, ossia una prova in cui, per una velocità di rotazione iniziale della macchina di 1200 giri/min, la coppia di riferimento viene portata a zero a partire da un valore pari a quello nominale.

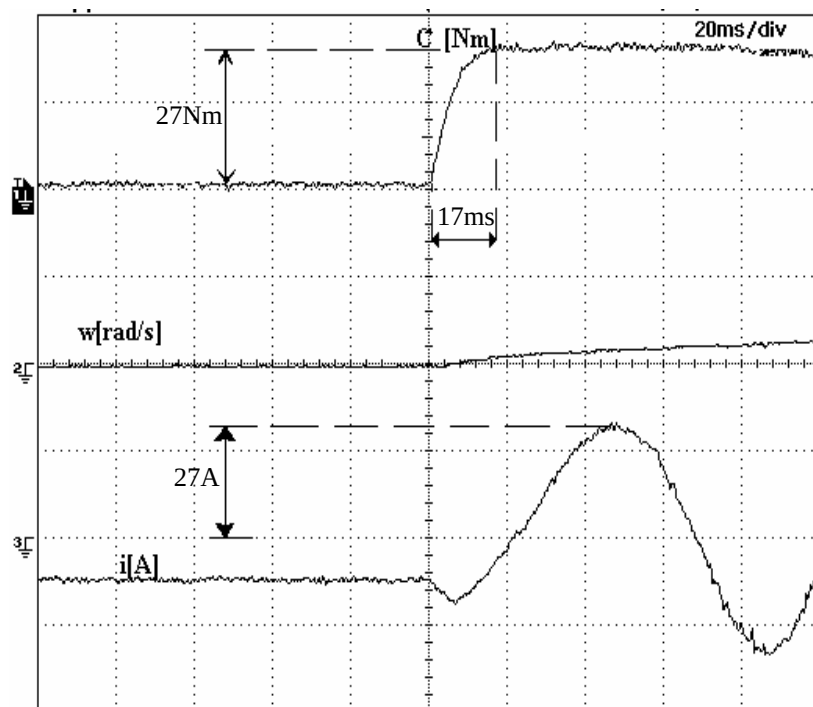


Figura 18.13 - Coppia stimata, pulsazione rotorica e corrente di una fase in funzione del tempo per una variazione della coppia di riferimento da 0 a 27 Nm

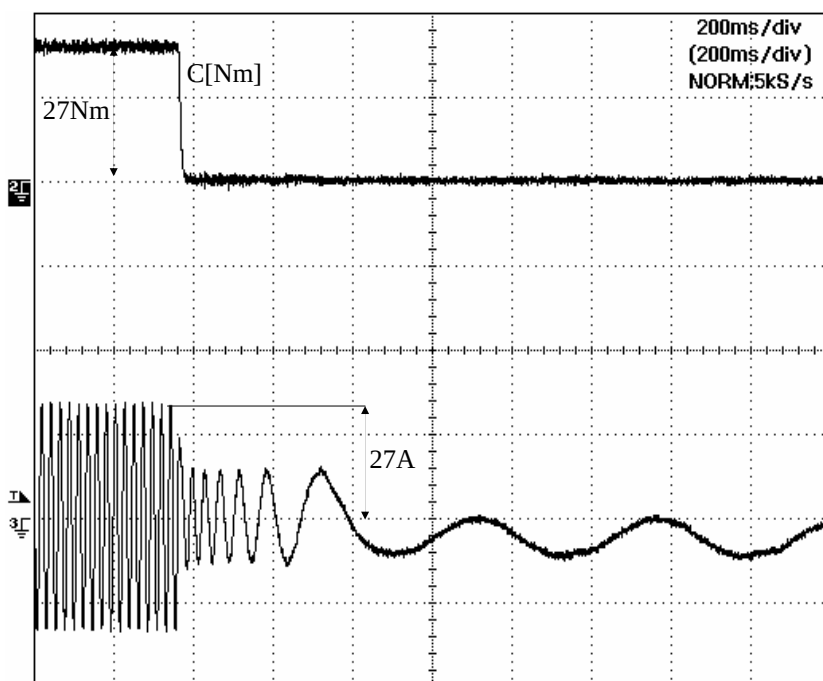


Figura 18.14 - Coppia stimata e corrente di una fase in funzione del tempo per una variazione della coppia di riferimento da 27 Nm a 0 a 1200 giri/min

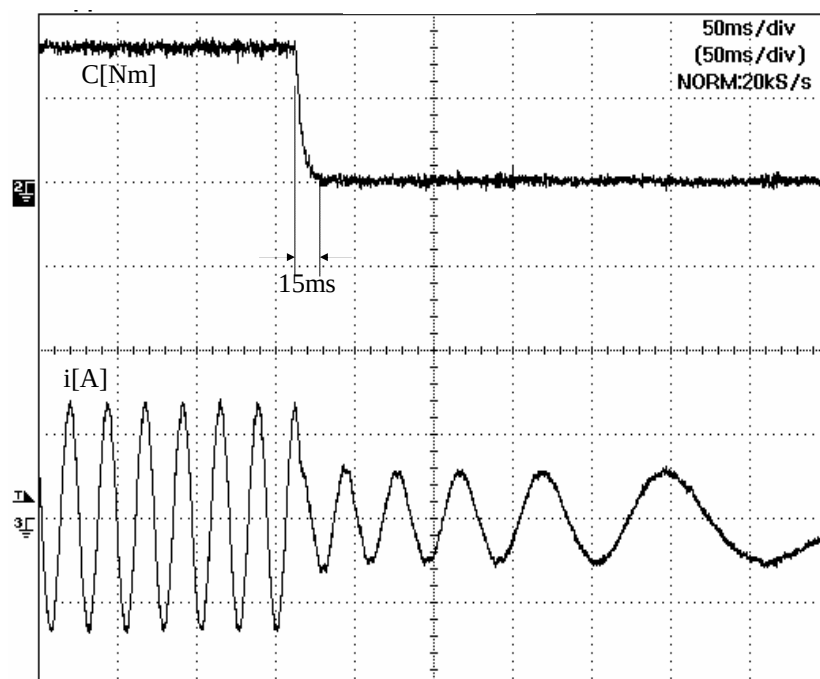


Figura 18.15 - Particolare del gradino inverso da 27 Nm a 0 a 1200 giri/min

Per completare il quadro sulle prestazioni del controllo in condizioni transitorie sono state eseguite anche una prova di inversione di coppia da +27 Nm a -27 Nm ad una velocità di rotazione di 1200 giri/min, i cui risultati sono mostrati nella figura 18.16, ed una prova di accelerazione a gradino da 0 a 27 Nm, i cui risultati sono invece mostrati nella figura 18.17, in cui si è consentito alla macchina di raggiungere la velocità di rotazione di 6000 giri/min. Relativamente all'oscillogramma della figura 18.16 si nota come durante la rapidissima inversione della coppia stimata, dell'ordine della trentina di millisecondi, la corrente assorbita subisca una lieve sovralongazione dovuta al guadagno proporzionale del regolatore, la quale però si esaurisce molto velocemente consentendo a quest'ultima grandezza di riprendere l'andamento sinusoidale che corrisponde al raggiungimento della nuova condizione di regime che si instaura a seguito dell'inversione. Per quello che concerne invece la figura 18.17, è interessante notare che l'ampiezza della corrente rimane pressoché costante durante tutta la fase di accelerazione fino alla velocità in cui viene raggiunta la zona di secondo deflussaggio in corrispondenza della quale inizia a calare. In realtà si nota che già dopo i 3600 giri/min l'ampiezza della corrente diminuisce un po' rispetto al valore nominale a causa delle forti variazioni della tensione del bus DC prodotte dalla caduta di tensione sull'impedenza dell'autotrasformatore che alimenta il banco prove.

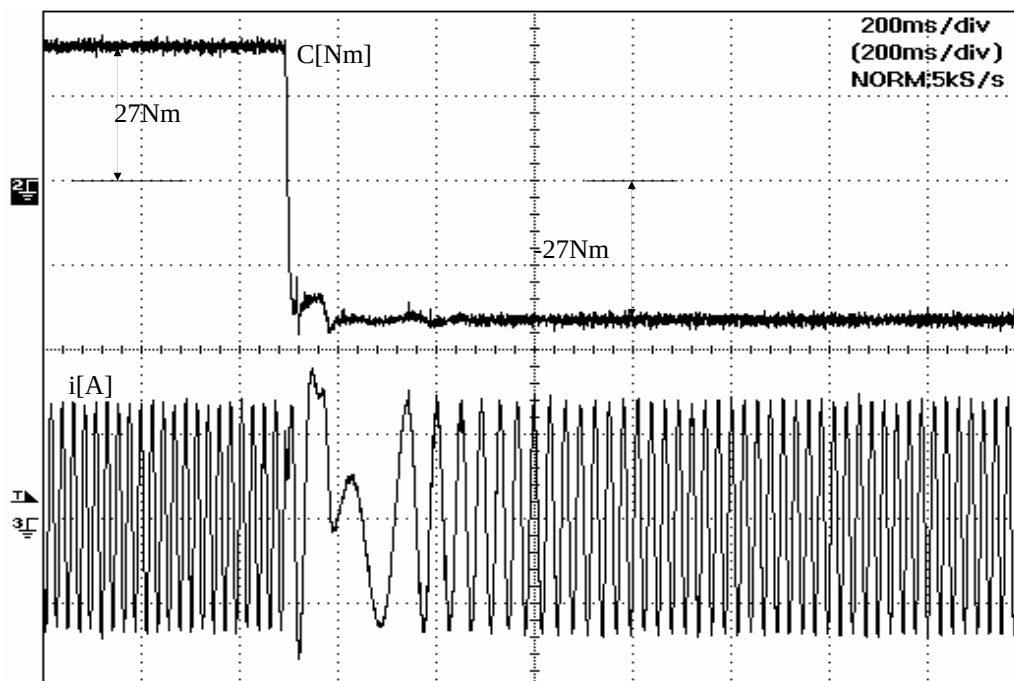


Figura 18.16 - Coppia stimata e corrente di una fase in funzione del tempo in una inversione di coppia da $+27 Nm$ a $-27 Nm$ alla velocità di 1200 giri/min

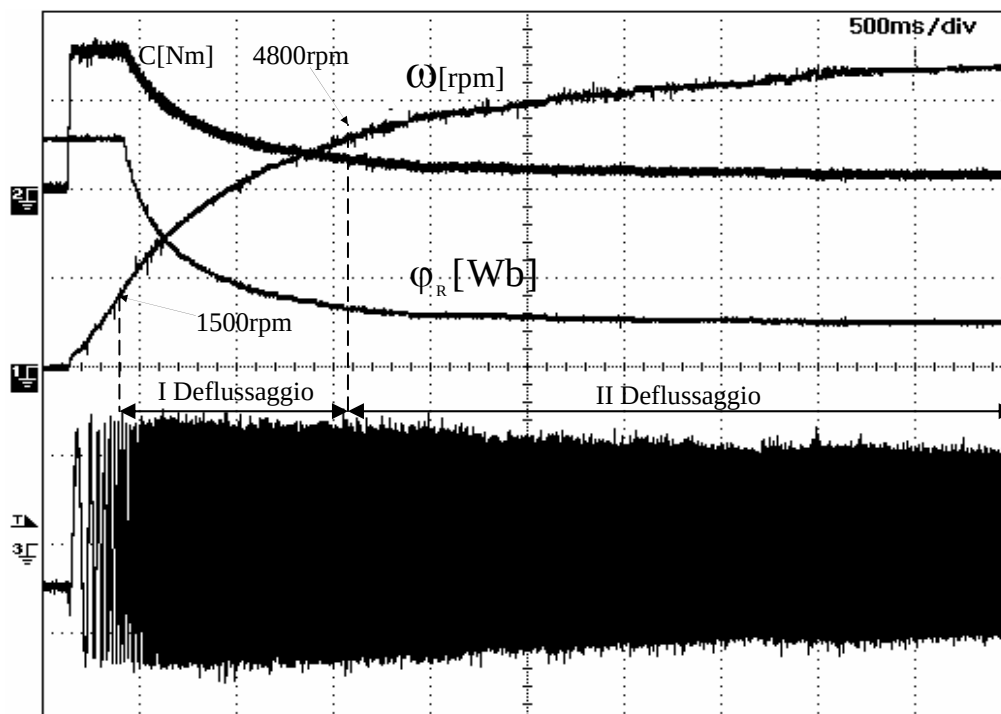


Figura 18.17 - Coppia stimata, flusso rotorico stimato, pulsazione rotorica stimata e corrente di una fase in funzione del tempo per un gradino di coppia da 0 a $27 Nm$

Dall'andamento del flusso rotorico stimato risulta inoltre ben evidente l'inizio del primo deflussaggio attorno ad una pulsazione di circa 1500 giri/min, mentre dall'ampiezza della corrente si intuisce che il secondo deflussaggio inizia a circa 4800 giri/min.

18.2.4 Verifica della legge di deflussaggio

L'ultima serie di prove eseguita sul controllo SFVC è stata condotta per verificare che la coppia limite erogabile dalla macchina coincida con quella teorica prevista dalla legge di deflussaggio. A questo scopo, attraverso il potenziometro posizionato sulla scheda di comando, si è fissato un riferimento di coppia superiore al valore nominale in modo da porre, per ogni pulsazione di funzionamento, la coppia di riferimento uguale alla coppia nominale nel campo di funzionamento a coppia limite costante e uguale alla coppia limite prevista dalla legge di deflussaggio del metodo della massimizzazione della coppia approssimato, descritto nel paragrafo 3.3 del capitolo 3, per pulsazioni superiori a quella base. In queste prove è stata rilevata la caratteristica di coppia limite effettivamente erogata all'albero in funzione della pulsazione rotorica ed è stata messa a confronto con la corrispondente caratteristica di coppia limite teorica. Gli andamenti ottenuti, mostrati nella figura 18.18, evidenziano una buona coincidenza delle due curve, confermando la corretta implementazione della legge di deflussaggio descritta nella teoria e dimostrando dal punto di vista sperimentale la sua applicabilità ad azionamenti destinati alla trazione elettrica veicolare.

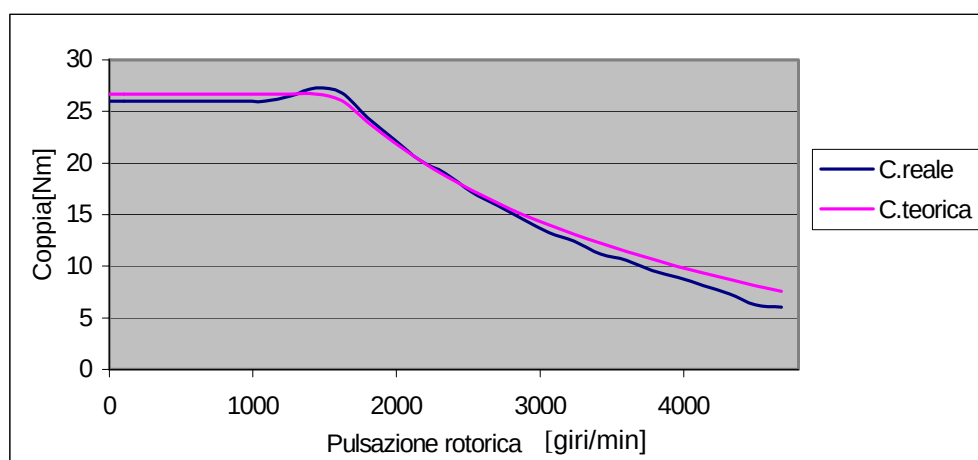


Figura 18.18 - Caratteristiche di coppia limite in funzione della pulsazione rotorica

Osservando questa figura si nota che la coppia misurata è molto prossima a quella teorica in tutto il campo del primo deflussaggio e soltanto per pulsazioni superiori a circa 4000 giri/min diviene evidente un certo distacco tra le due curve attribuibile all'imprecisione sulla stima dei parametri di macchina, la quale a velocità molto elevate comporta un errore per eccesso sul calcolo dei riferimenti di flusso rotorico e coppia che obbliga il limitatore di tensione inserito nell'algoritmo di controllo ad intervenire impedendo il raggiungimento di un valore di coppia che in corrispondenza della corrente nominale assorbita non è compatibile con i limiti dell'azionamento.

18.3 Le prove sperimentali sul controllo DSVM

Le prove sperimentali sul controllo DSVM, la cui implementazione è stata illustrata nel capitolo 16, sono state compiute sul motore B collegato al banco prove del sistema di sviluppo. In particolare sono state condotte due campagne di prove utilizzando due differenti versioni del programma sorgente, diverse l'una dall'altra soltanto per le routine preposte alla determinazione dei riferimenti di coppia limite alle varie pulsazioni di funzionamento. Le routine in questione sono quelle indicate nel capitolo 16 con il nome di **Calc_Ref** e **Calc_Ref_Trazione**. La prima è quella per l'imposizione di un riferimento di coppia limite costante nella zona a flusso costante, mentre la seconda è quella che in tale campo di funzionamento impone un riferimento di coppia limite variabile con la pulsazione allo scopo di aumentare la coppia di spunto e la coppia a bassa velocità del motore ed incrementarne l'accelerazione ai bassi regimi, anche se a scapito di un suo temporaneo sovraccarico.

18.3.1 Le prove a regime

Per valutare il comportamento a regime del controllo DSVM ed evitare di sovraccaricare a lungo l'azionamento, specialmente nella zona a flusso costante, la prima serie di prove a regime è stata compiuta sulla versione del programma su cui è stata implementata la routine **Calc_Ref**. Quest'ultima assegna al controllo un riferimento costante di flusso rotorico e di coppia limite nella zona a coppia limite costante e inversamente proporzionale alla pulsazione statorica nella zona a potenza limite costante.

Nella figura 18.19 è visualizzato il grafico della coppia erogata in funzione della velocità angolare dell'albero, osservando il cui andamento risulta evidente la bontà dell'azionamento realizzato, specialmente nella zona del primo deflussaggio (zona a potenza limite costante). Ciò emerge non solo dalla caratteristica di coppia ma anche dalle curve della potenza elettrica assorbita dal motore e di quella meccanica erogata all'albero alle varie velocità di funzionamento, riportate nella figura 18.20.

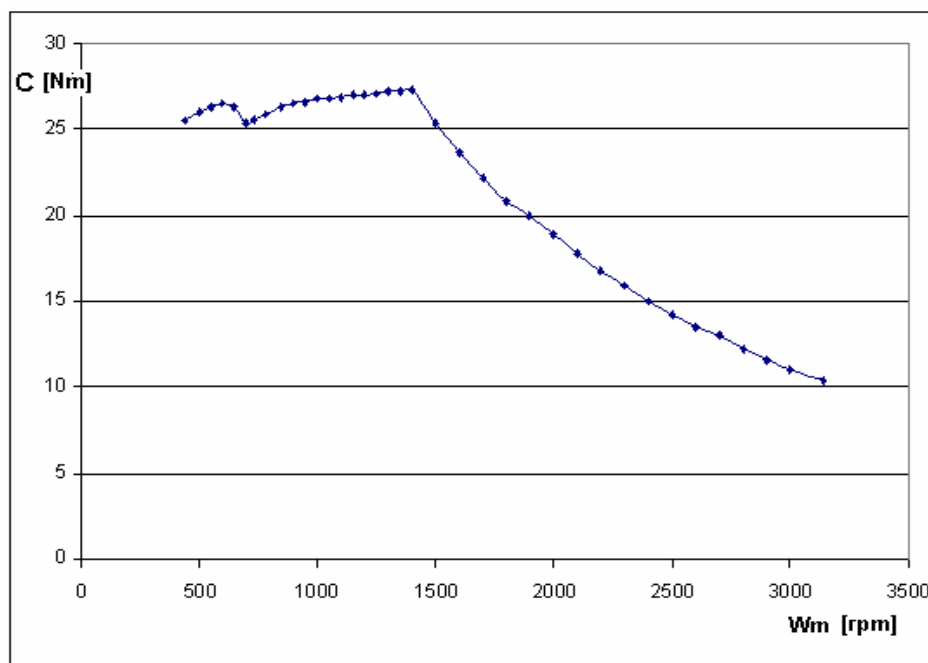


Figura 18.19 - Coppia sviluppata all'albero in funzione della velocità angolare meccanica ($E_{DC}=310V$, $C_{ref}=C_{max}=26.5Nm$)

Osservando la caratteristica di coppia nella zona a coppia limite costante, si può notare, in corrispondenza di una velocità di circa 750 giri/min, il passaggio da una banda di velocità alla successiva con il relativo recupero delle prestazioni.

Dall'esame della figura 18.20 si nota inoltre che all'aumentare della velocità diminuisce il rendimento del motore, cosa che comporta un evidente calo della potenza sviluppata rispetto a quella assorbita. Questo fenomeno è per lo più imputabile all'aumento delle perdite per autoventilazione le quali, essendo proporzionali al quadrato della velocità, subiscono un deciso incremento all'aumentare di quest'ultima grandezza.

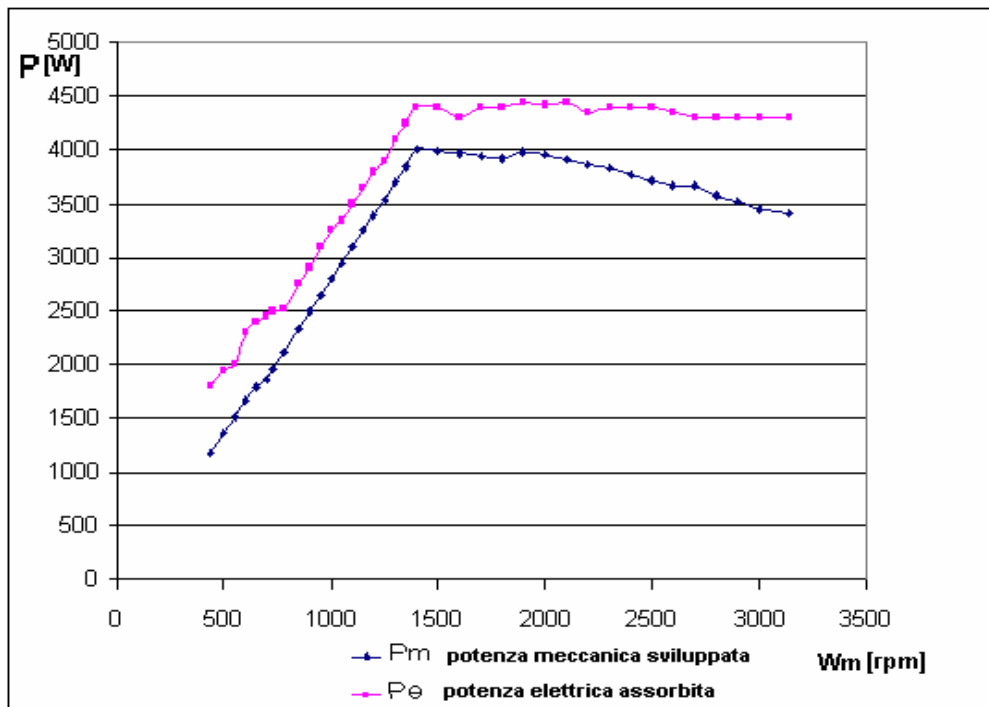


Figura 18.20 - Potenza meccanica erogata ed elettrica assorbita dal motore in funzione della velocità angolare meccanica ($E_{DC}=310V$, $C_{ref}=C_{max}=26.5Nm$)

Nella figura 18.21 è riportata la caratteristica meccanica ottenuta da una prova sperimentale in cui si è fissata una coppia di riferimento pari a 12Nm e si è esplorato il campo di velocità relativo alla zona a coppia limite costante. Come si può notare, alle basse velocità la coppia erogata si discosta sensibilmente da quella di riferimento. Questo è dovuto sia al limite intrinseco sulle prestazioni a bassa velocità presentato dalle tecniche di modulazione a controllo diretto di coppia, di cui il controllo DSVM fa parte, sia alla ben nota imprecisione introdotta in tale campo di funzionamento dallo stimatore di flusso in tensione. Si notano inoltre i due passaggi da una banda di velocità alla successiva, rispettivamente a circa 250 giri/min e a 750 giri/min, con i relativi benefici in termini di coppia erogata.

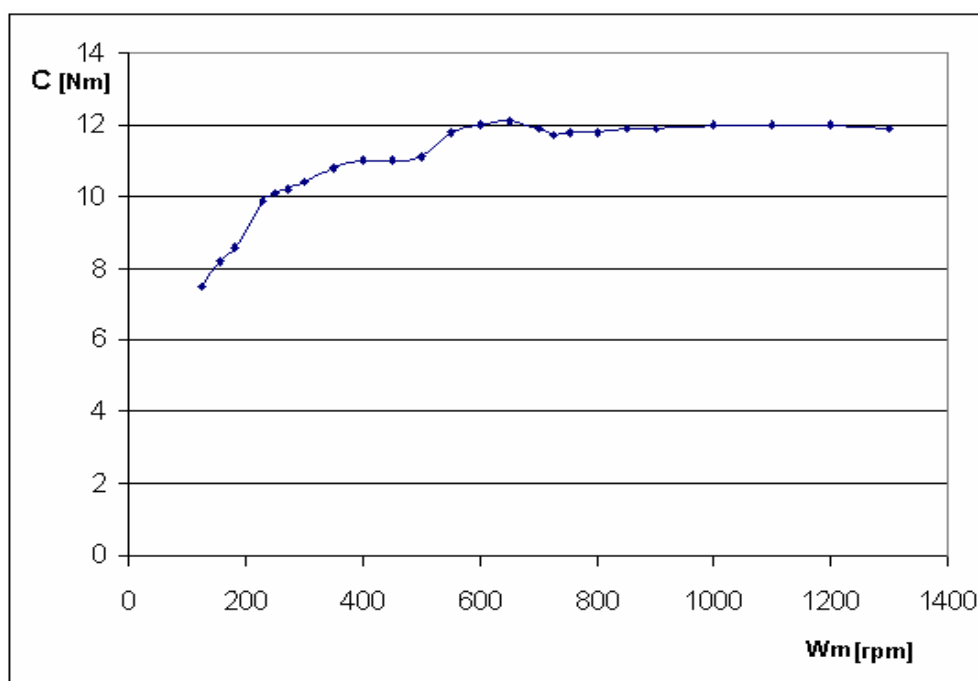


Figura 18.21 - Coppia sviluppata all'albero in funzione della velocità angolare meccanica nella zona a coppia limite costante ($E_{DC}=310V$, $C_{ref}=12Nm$)

18.3.2 Il ripple sulla coppia e sulla corrente

Nella valutazione del comportamento a regime di una tecnica di modulazione a controllo diretto di coppia, riveste particolare importanza la qualità della coppia erogata e della corrente assorbita, intesa come ripple sovrapposto all'andamento nel tempo di tali grandezze, dalla quale dipende la rumorosità di funzionamento del motore. Tale rumorosità è causata principalmente da dei fenomeni di magnetostirazione prodotti dalle variazioni nel tempo del flusso che attraversa le parti ferromagnetiche della macchina, le quali determinano delle vibrazioni meccaniche da cui si origina un tipico rumore acustico ad ampio spettro di tipo atonale. Uno degli obiettivi fondamentali del lavoro di sviluppo svolto sul controllo DSVM è stato proprio quello di ridurre il tempo di ciclo del programma in modo da aumentare la frequenza di commutazione media dell'inverter (stimata sperimentalmente fra i 3 e i 6 kHz), ottenendo così il duplice beneficio di ridurre l'ampiezza del suddetto ripple, e quindi calare i livelli di pressione sonora del rumore generato, ed aumentare la frequenza delle armoniche che ne compongono lo spettro in modo da renderlo meno udibile

(tenuto presente che l'orecchio umano raggiunge la massima sensibilità per frequenze attorno a 1kHz).

Nelle figure 18.21 e 18.22 sono visualizzati rispettivamente gli andamenti nel tempo delle correnti di fase elaborate dall'algoritmo di controllo e della coppia elettromagnetica stimata. Essi sono da intendersi puramente indicativi nel mostrare l'ampiezza del ripple che si sovrappone al segnale utile, poiché esso dipende fortemente dalla velocità di rotazione del motore e dall'ampiezza (regolabile nel foglio di calcolo Scalizzatore.xls) delle bande di discriminazione dello stato della coppia, della velocità e del flusso.

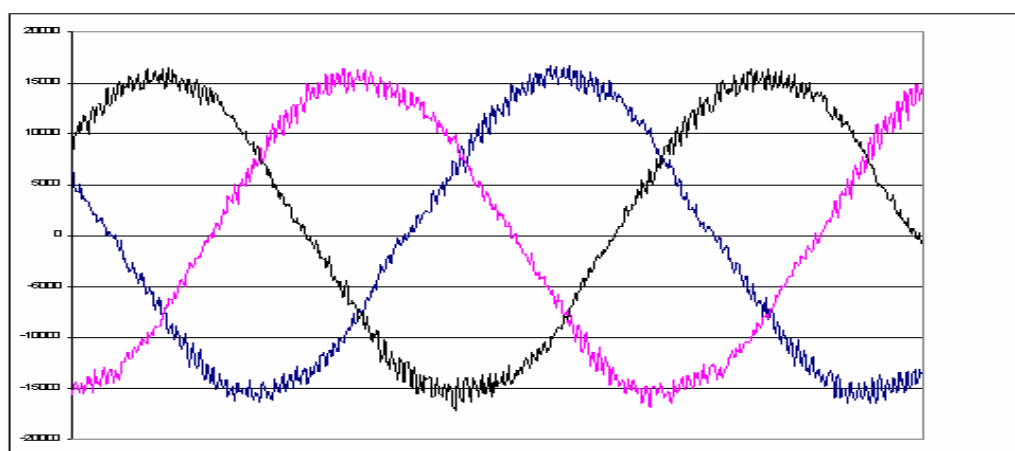


Figura 18.21 - Andamento nel tempo delle tre correnti di fase della macchina
($W_m=800\text{giri/min}$, $C_{ref}=26.5\text{Nm}$)

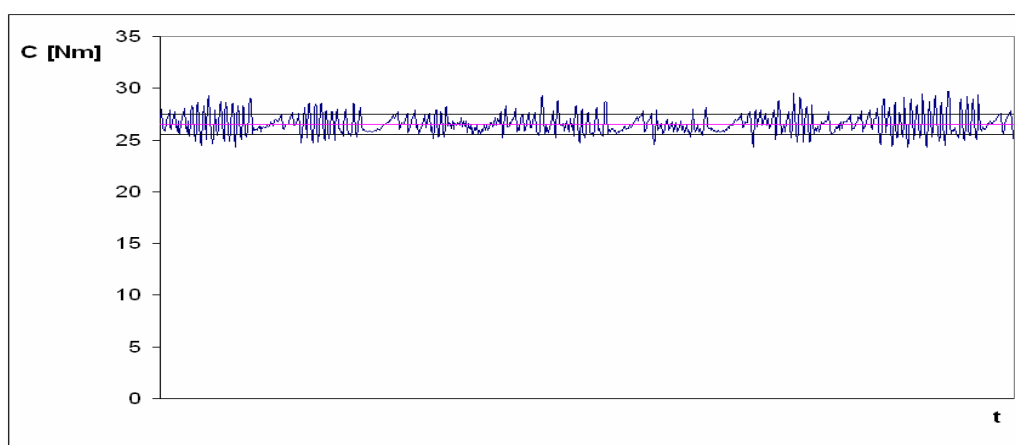


Figura 18.22 - Andamento nel tempo della coppia stimata a confronto con l'ampiezza della banda centrata attorno alla coppia di riferimento ($W_m=800\text{ giri/min}$, $C_{ref}=26.5\text{Nm}$, banda $\pm 1\text{Nm}$)

18.3.3 *Le prove in transitorio*

Per valutare la risposta dinamica del controllo DSVM a rapide variazioni della coppia di riferimento sono state compiute, come nel caso del controllo SFVC, diverse prove in transitorio del tipo a gradino, a gradino inverso e di inversione. Tali prove sono state eseguite sia sulla versione del programma con la routine Calc_Ref che con la routine Calc_Ref_Trazione. Nella prima versione il riferimento di coppia limite è costante e pari al valore nominale da velocità nulla a velocità nominale, mentre nella seconda il riferimento di coppia limite è pari al doppio della coppia nominale da zero fino a metà della velocità nominale dopodiché decresce con legge lineare fino al raggiungimento del punto di ingresso alla zona di deflussaggio (individuato dalla coppia nominale alla velocità nominale).

Analizziamo ora separatamente le prove effettuate con i due diversi tipi di riferimento di coppia limite, iniziando da quelle compiute sul controllo DSVM con la routine Calc_Ref, il quale per maggiore chiarezza nell'esporre i risultati sarà indicato con il nome di *controllo DSVM con riferimento di coppia limite tradizionale*, a differenza della versione con la routine Calc_Ref_Trazione che verrà indicata nel seguito con il nome di *controllo DSVM con riferimento di coppia limite per la trazione*.

La prima prova eseguita sul controllo con riferimento di coppia limite tradizionale ha avuto lo scopo di verificare che il limite sulla coppia di riferimento venisse individuato correttamente dall'algoritmo di modulazione. Per questo motivo si è eseguito un avviamento inerziale della macchina (con coppia resistente nulla salvo l'inerzia degli elementi rotanti) imponendo una variazione a gradino della coppia di riferimento dal valore zero al valore di fondo scala del potenziometro preposto alla regolazione dell'ampiezza di tale segnale, così da far intervenire ad ogni pulsazione di funzionamento la limitazione di coppia fissata dalla routine Calc_Ref, e si è atteso il raggiungimento della velocità limite della dinamo (pari a circa 3400 giri/min), rilevando durante l'intero transitorio di accelerazione la caratteristica di coppia limite in funzione della pulsazione.

Nella figura 18.23 è mostrato per l'appunto l'andamento della coppia di riferimento in funzione della pulsazione statorica stimata, mentre in figura 18.24 è visualizzato l'andamento della coppia stimata in funzione della pulsazione. In questa seconda figura si nota chiaramente il passaggio del controllo attraverso le varie bande di velocità. Si può osservare anche come la coppia presenti una qualche irregolarità,

tuttavia non va dimenticato che essa è una grandezza stimata in condizioni transitorie e dunque è soggetta a sensibili scostamenti dal valore reale.

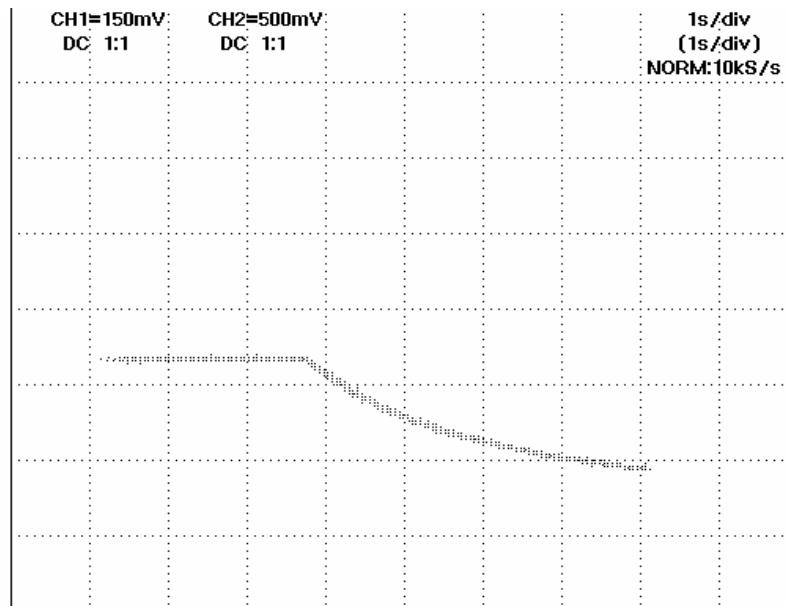


Figura 18.23 - Coppia limite di riferimento in funzione della pulsazione statorica nella versione con riferimento di coppia limite tradizionale

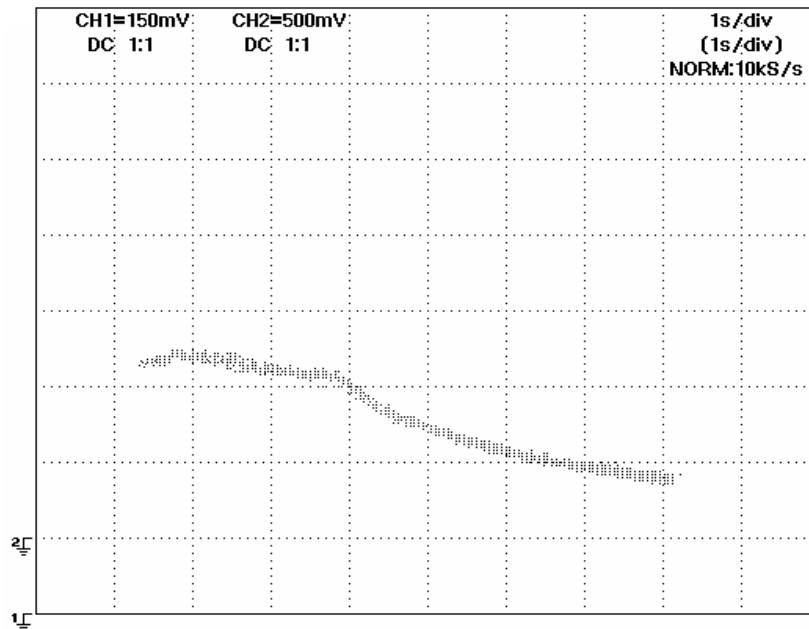


Figura 18.24 - Coppia stimata in funzione della pulsazione statorica nella versione con riferimento di coppia limite tradizionale

Una volta verificato il corretto andamento del riferimento di coppia limite, si è passati ad una serie di prove a gradino inverso, a gradino e di inversione. Da queste è emersa la forte dipendenza del tempo di risposta del sistema dai parametri introdotti nell'applicazione Scalizzatore.xls. I risultati ottenuti da queste prove sono riferiti ad una scelta del valore dei parametri di controllo che è stata effettuata in modo da ottenere un soddisfacente comportamento dinamico in condizioni transitorie ma soprattutto un buon comportamento a regime in termini di potenza erogata e di stabilità nel tempo dell'algoritmo di modulazione.

Nella prova a gradino inverso, la quale sostanzialmente consiste in una prova dinamica di rallentamento, si è partiti mantenendo il motore alla velocità di 2400 giri/min con la coppia massima erogata (regolando opportunamente la coppia resistente della dinamo di carico) e si è poi azzerato istantaneamente il riferimento di coppia. In figura 18.25 è visualizzato l'andamento della coppia stimata e della velocità del rotore misurata tramite il torsiometro. Per quanto riguarda le correnti, si nota dalla figura 18.26 che il loro valore efficace cala repentinamente a seguito della brusca variazione di coppia e che l'andamento da sinusoidale tende a divenire continuo.

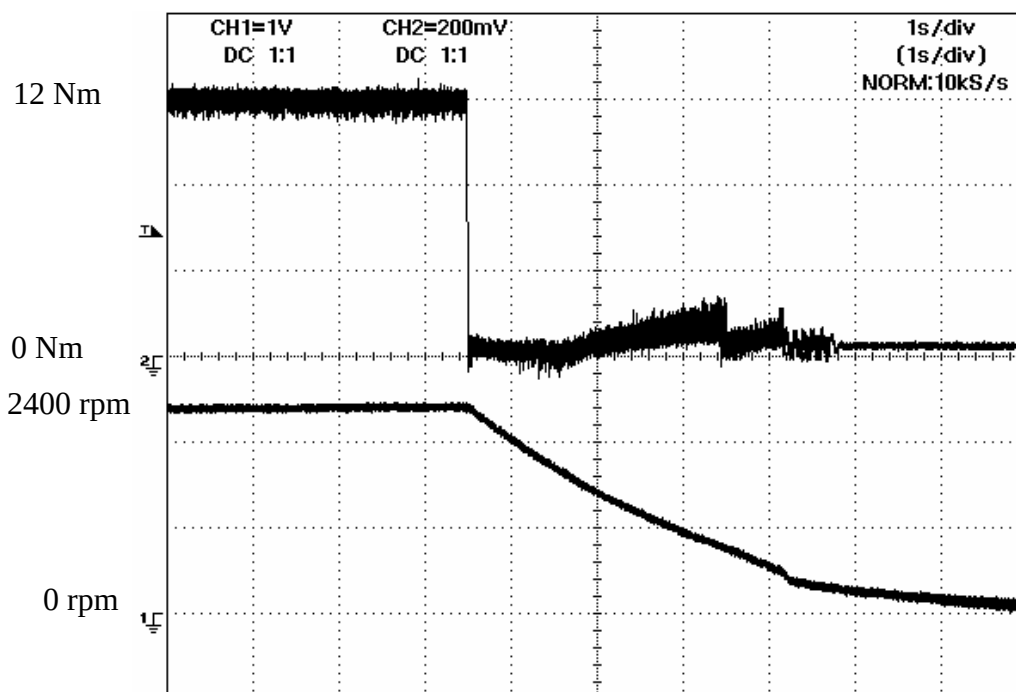


Figura 18.25 - Coppia stimata e velocità angolare meccanica del rotore in un transitorio di rallentamento da 2400 giri/min a 0 giri/min

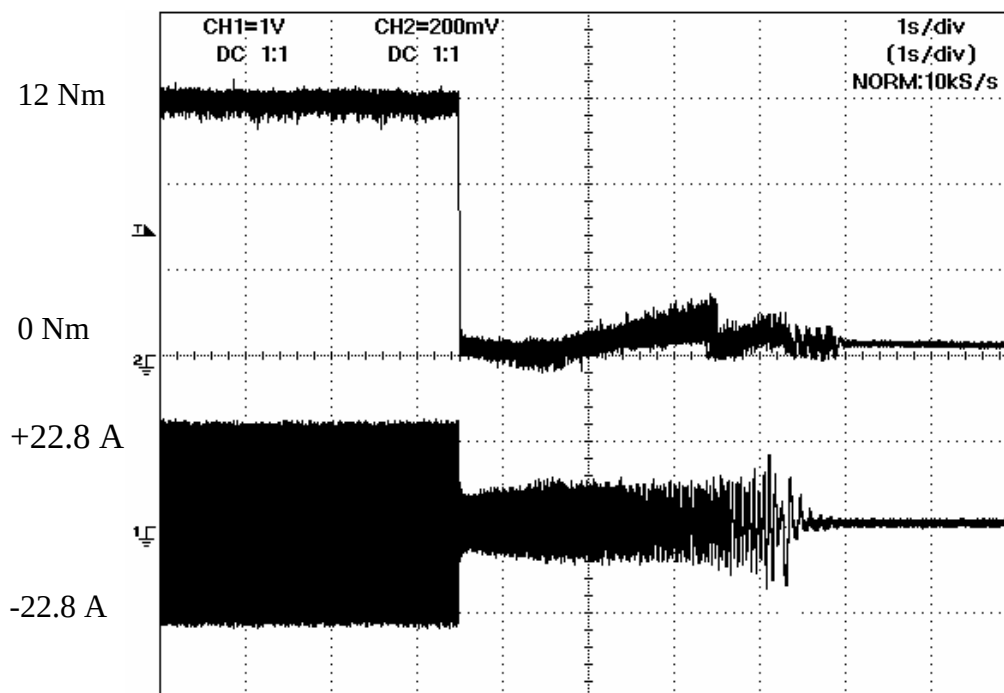


Figura 18.26 - Coppia stimata e corrente di fase in un transitorio di rallentamento da 2400 rpm a 0 rpm

Nella prova a gradino invece il motore, inizialmente fermo, ha erogato per tutta la durata del transitorio il valore di coppia massimo e la velocità di rotazione è cresciuta progressivamente da 0 fino a 3000 giri/min. Nelle figure 18.27 e 18.28 si possono vedere l'andamento della coppia stimata, della velocità del rotore e della corrente di una fase in funzione del tempo. Osservando tali curve si può notare chiaramente il passaggio dalla zona a coppia limite costante a quella a potenza limite costante e rilevare anche come il valore massimo della corrente rimanga pressoché costante sia nella zona a flusso nominale che nella zona di primo deflussaggio, confermando la corretta implementazione della legge di deflussaggio descritta nel capitolo 16.

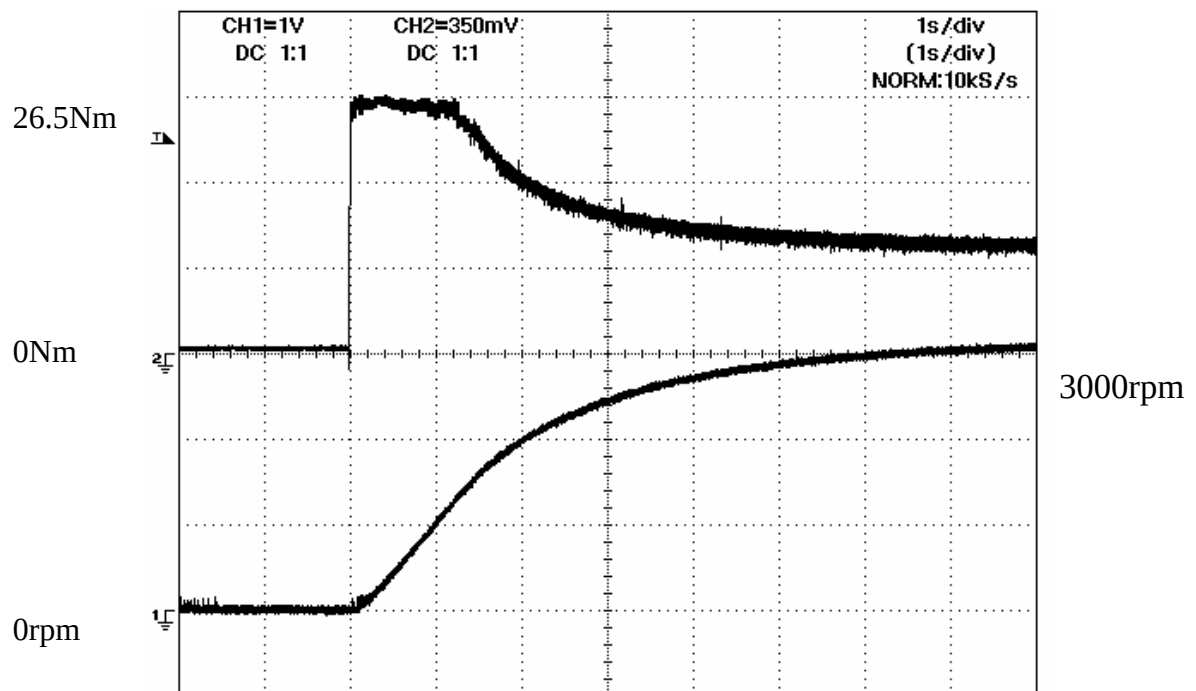


Figura 18.27 - Coppia stimata e velocità meccanica del rotore nella prova con gradino di coppia da 0 a 3000 rpm

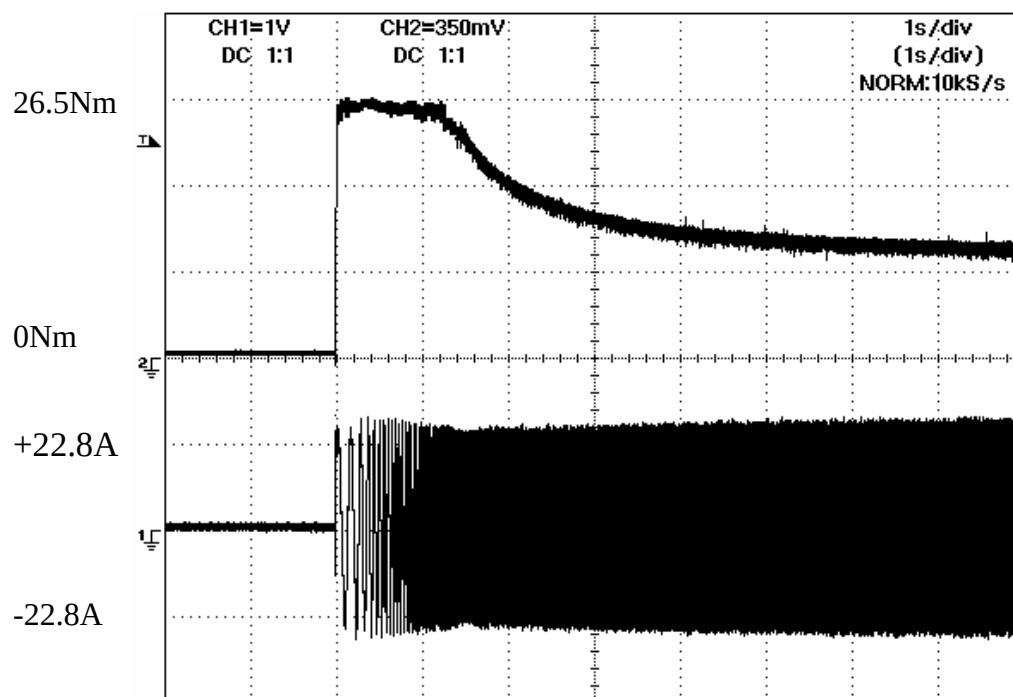


Figura 18.28 - Coppia stimata e corrente di fase nella prova con gradino di coppia da 0 a 3000 rpm

Tra le prove in transitorio eseguite la più significativa è probabilmente quella rappresentata nella figura 18.29 in cui sono visualizzati contemporaneamente l'andamento della coppia stimata, della pulsazione statorica, del flusso rotorico di riferimento e della corrente di una fase in una prova a gradino inerziale in limitazione di coppia da velocità nulla fino a 3400 giri/min. La prova in questione ha consentito di verificare il corretto funzionamento del controllo per ciò che riguarda le modalità con cui avviene la limitazione di coppia e con cui il flusso rotorico di riferimento e la corrente variano al variare della pulsazione statorica stimata.

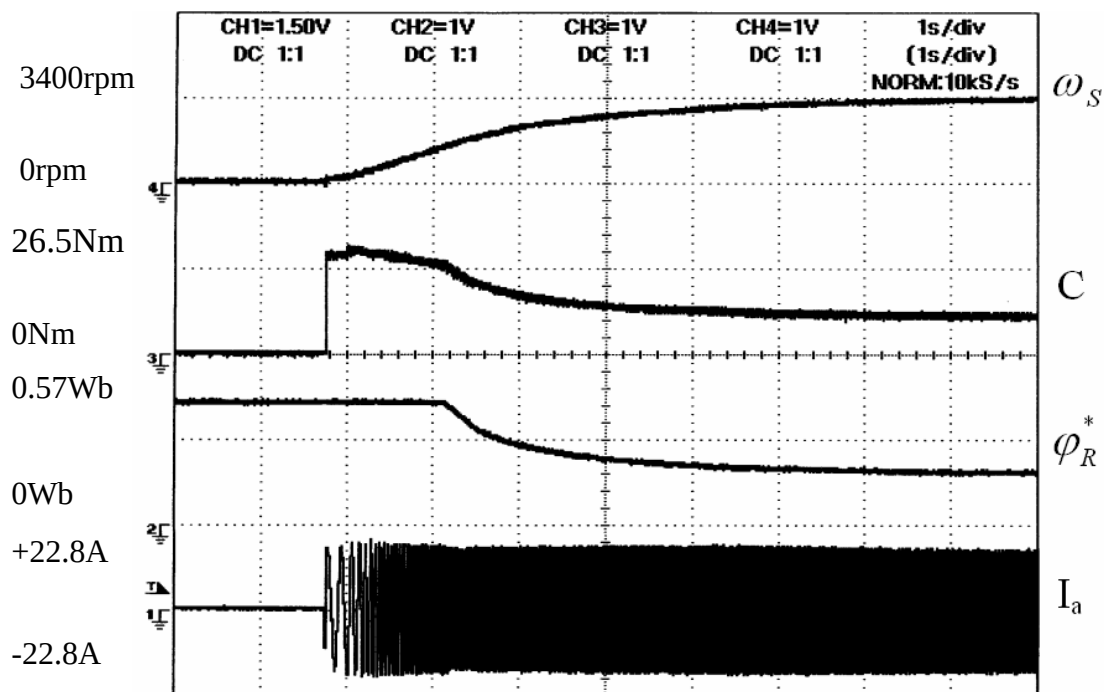


Figura 18.29 - Pulsazione statorica stimata, coppia stimata, flusso rotorico di riferimento e corrente di fase nella prova inerziale a gradino in limitazione di coppia

L'ultima prova dinamica effettuata sul controllo con riferimento di coppia limite tradizionale è stata quella di inversione della coppia. Per la sua esecuzione si è agito in modo da variare repentinamente la coppia di riferimento dal valore limite positivo a quello negativo, con il carico regolato in maniera tale da portare la velocità dal valore iniziale di 3000 giri/min in un senso di rotazione allo stesso valore nel senso opposto. Dalla figura 18.30 si può notare che la corrente rimane sinusoidale e di ampiezza costante durante tutto il transitorio di inversione della velocità. Nella figura 18.31 sono

poi visualizzati l'andamento della coppia stimata e del valore assoluto della velocità meccanica misurata dal torsiometro.

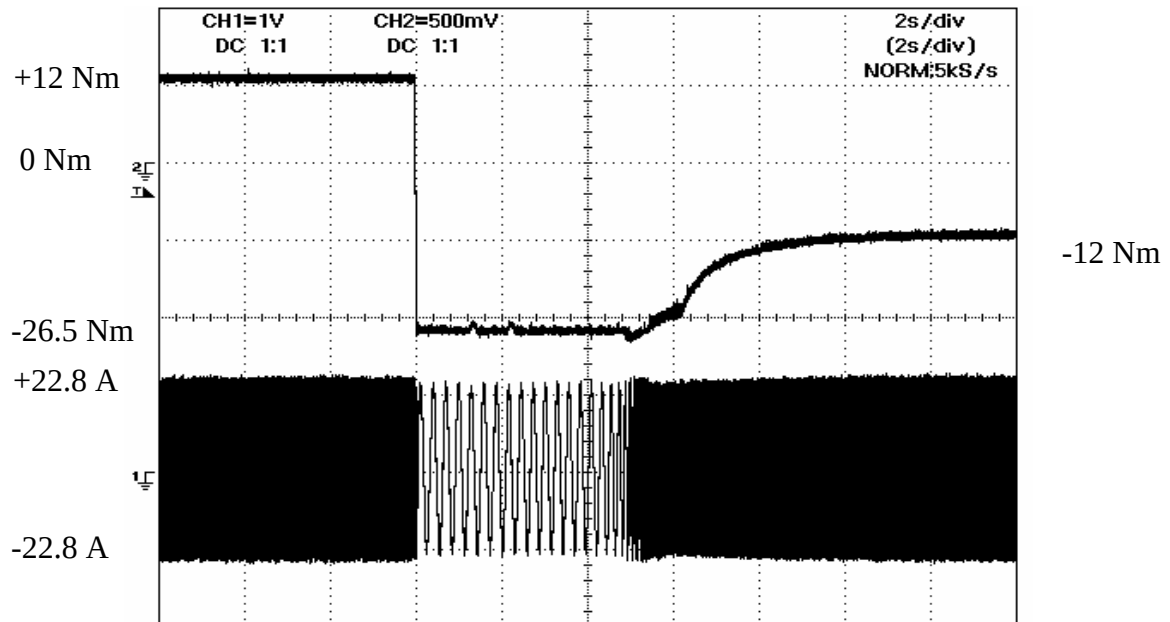


Figura 18.30 - Coppia stimata e corrente di fase nella prova di inversione con coppia di riferimento che passa da $+C_{limite}$ a $-C_{limite}$ e velocità di rotazione che va da +3000 rpm a -3000 rpm

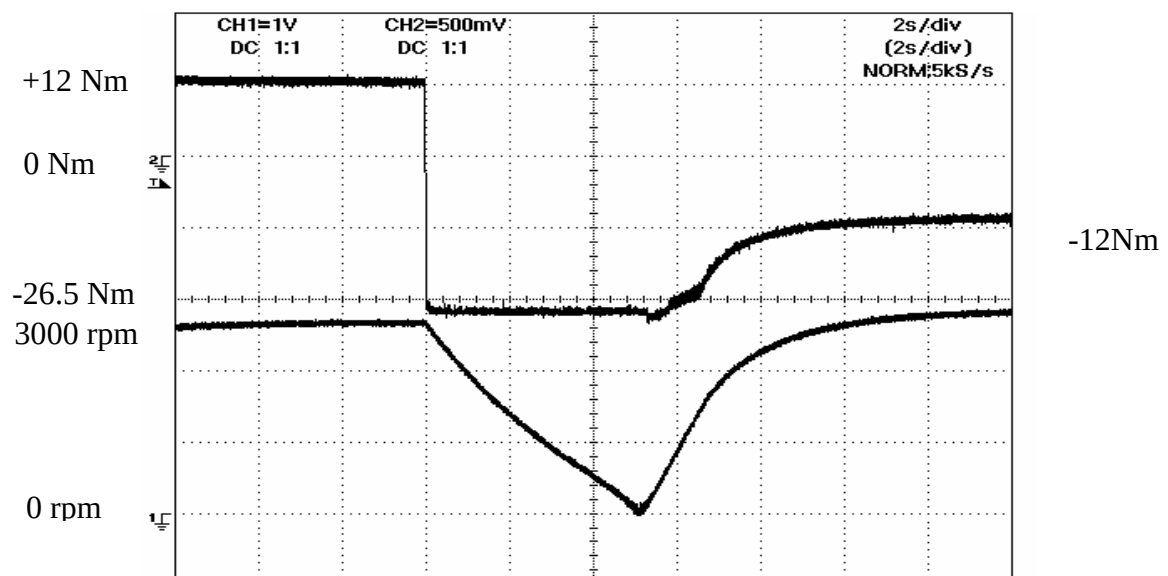


Figura 18.31 - Coppia stimata e velocità di rotazione nella prova di inversione con coppia di riferimento che passa da $+C_{limite}$ a $-C_{limite}$ e velocità di rotazione che va da +3000 rpm a -3000 rpm

Passiamo ora al controllo DSVM con riferimento di coppia limite per la trazione riportando i risultati dello stesso tipo di prove in transitorio effettuate in precedenza, ricordando che con questa seconda versione del programma il nuovo limite di coppia è pari al doppio della coppia nominale per valori della pulsazione statorica compresi tra zero e metà di quella nominale ed è linearmente decrescente fino al punto di lavoro nominale individuato dai valori nominali della coppia e della velocità.

Nelle figure 18.32 e 18.33 sono visualizzate, rispettivamente, la coppia limite di riferimento e la coppia stimata in funzione della pulsazione statorica. Si nota immediatamente che rispetto agli equivalenti andamenti delle figure 18.23 e 18.24 (di cui sono state mantenute le medesime scale per rendere significativo il confronto), quelli relativi alla versione del controllo per la trazione mostrano che la coppia a bassa velocità è effettivamente doppia di quella nominale e che l'andamento della coppia limite di riferimento alle diverse pulsazioni ricalca la legge di variazione che ci si era posti di implementare.

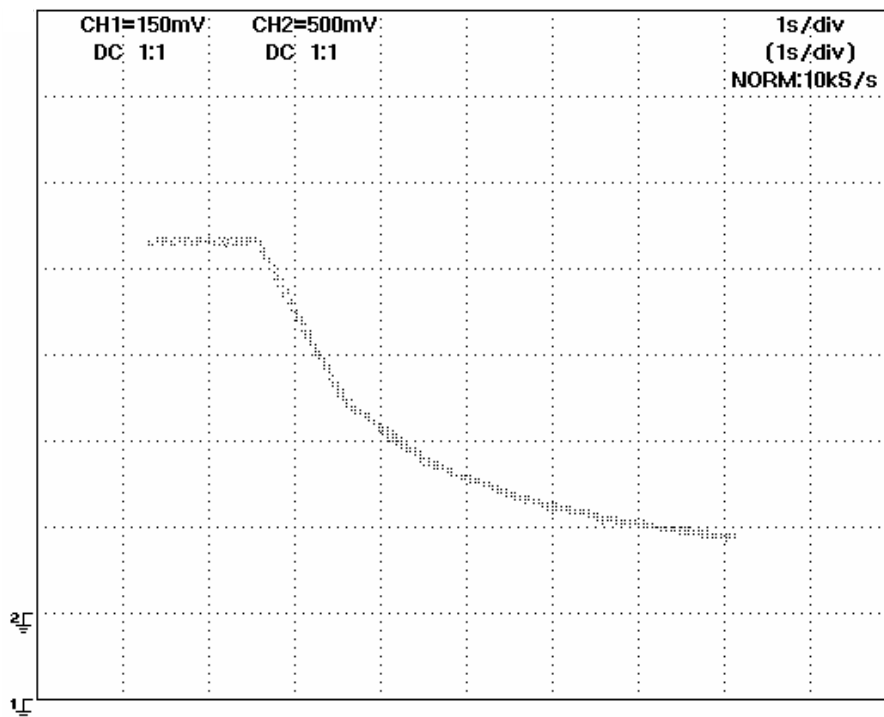


Figura 18.32 - Coppia limite di riferimento in funzione della pulsazione statorica nella versione con riferimento di coppia limite per la trazione

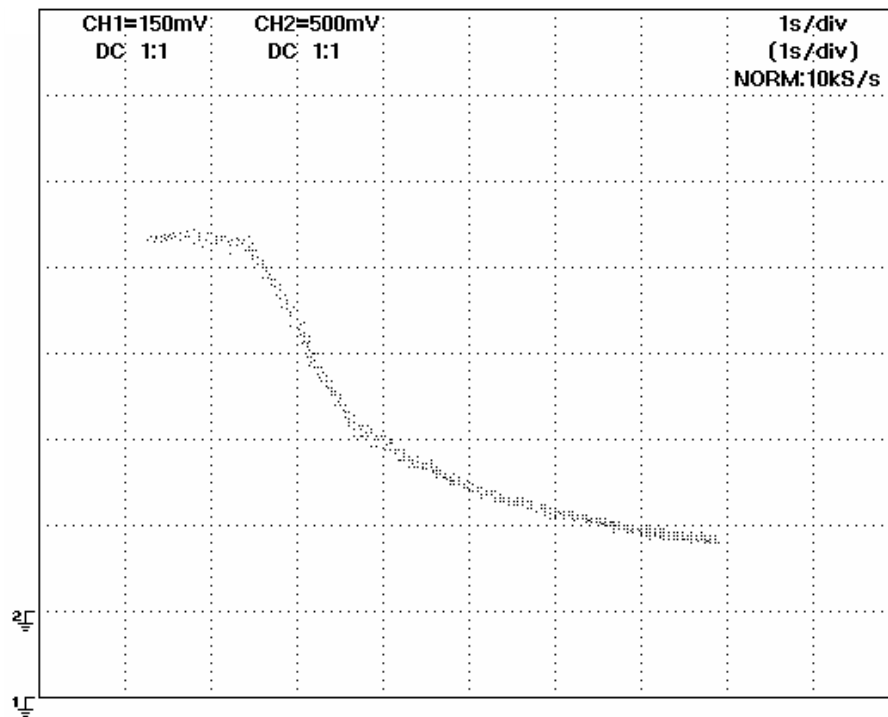


Figura 18.33 - Coppia stimata in funzione della pulsazione statorica nella versione con riferimento di coppia limite per la trazione

Per valutare poi il comportamento del controllo in fase di rallentamento è stato eseguito lo stesso tipo di prova effettuato sulla versione del programma con riferimento di coppia limite tradizionale, con motore che eroga la coppia limite alla velocità di 2400 giri/min e in cui viene azzerato istantaneamente il riferimento di coppia. Nelle figure 18.34 e 18.35 sono visualizzati l'andamento della coppia stimata, della velocità meccanica del rotore e della corrente di una fase. In questa prova non si nota praticamente alcuna differenza rispetto a quella corrispondente eseguita sul controllo con riferimento di coppia limite tradizionale.

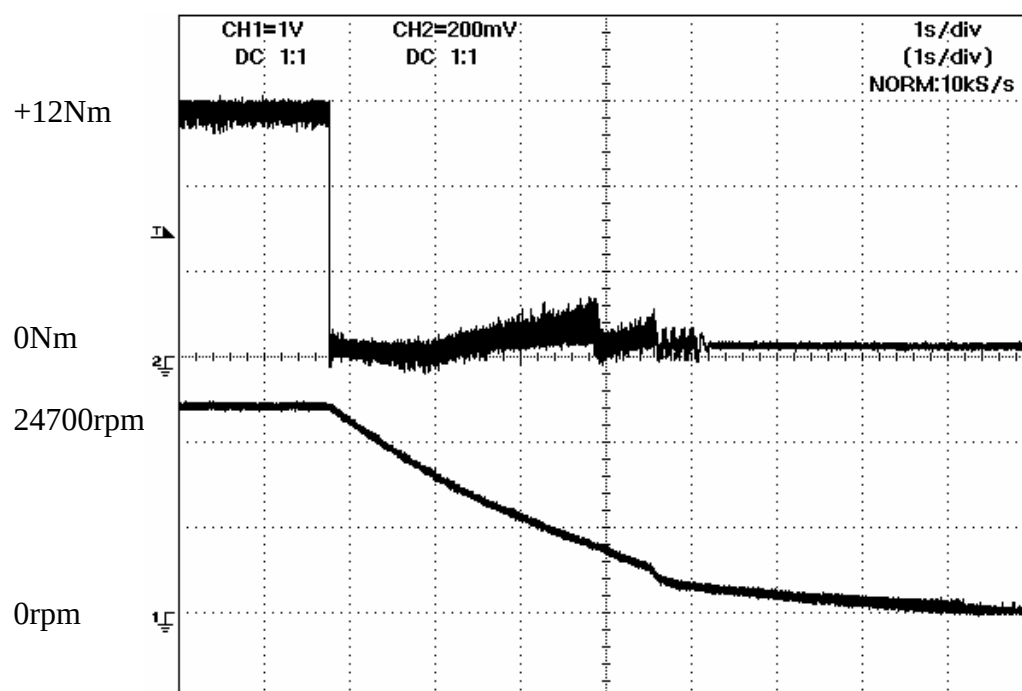


Figura 18.34 - Coppia stimata e velocità angolare meccanica del rotore in un transitorio di rallentamento da 2400 giri/min a 0 giri/min

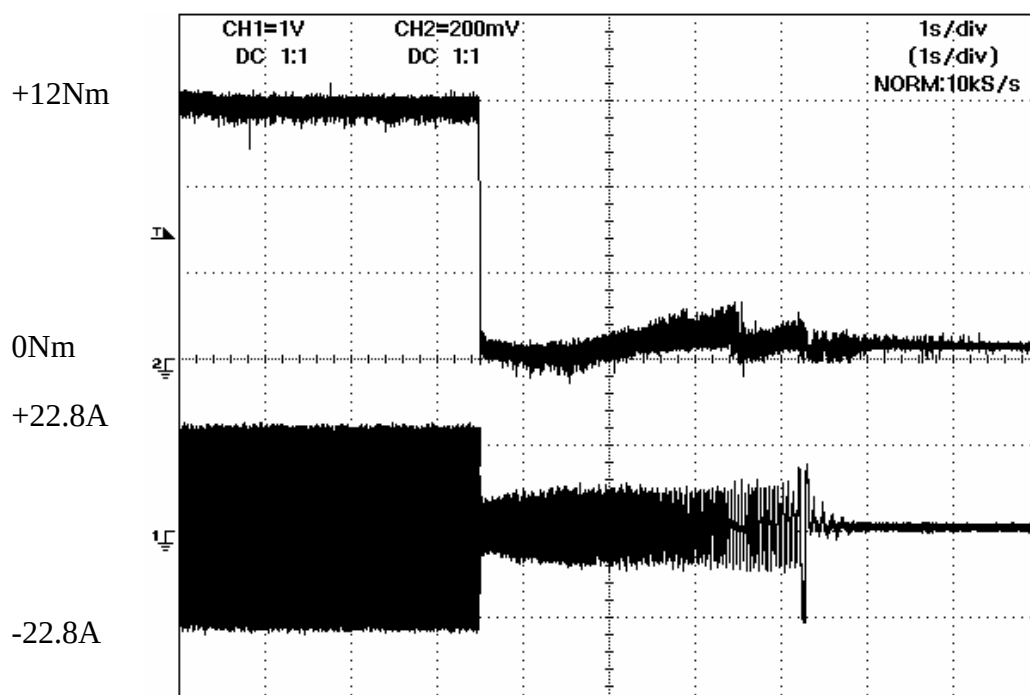


Figura 18.35 - Coppia stimata e corrente di fase in un transitorio di rallentamento da 2400 rpm a 0 rpm

Una differenza sostanziale del controllo con il riferimento di coppia per la trazione e quello precedente si nota invece nelle prove a gradino. In queste ultime il motore, inizialmente fermo, eroga per tutta la durata del transitorio di avviamento la coppia limite, con la velocità che cresce progressivamente fino a 3000 giri/min. Nelle figure 18.36 e 18.37 è visualizzato l'andamento della coppia stimata, della velocità del rotore e della corrente di una fase in funzione del tempo. Da questi oscillogrammi si può verificare come l'andamento della coppia limite di riferimento sia coerente con legge di variazione assegnatale dalla routine Calc_Ref_Trazione. Osservando la figura 18.36 si nota inoltre che l'ampiezza della corrente rimane costante e pari al suo valore nominale in tutto il campo del deflussaggio, mentre nella zona a flusso costante in cui la coppia limite di riferimento segue la legge prevista per la trazione, l'ampiezza della corrente passa linearmente dal doppio del valore massimo nominale al valore massimo nominale mano a mano che la macchina accelera. Questo conferma che una richiesta di coppia superiore al valore nominale nel campo di funzionamento a flusso nominale comporta effettivamente un sovraccarico in corrente del motore. Trattandosi tuttavia di una prova in transitorio in cui la fase di sovraccarico ha una durata estremamente breve rispetto alla costante di tempo termica del sistema, la richiesta di una corrente superiore a quella nominale è da considerarsi tollerabile. Confrontando le figure 18.36 e 18.37 con le 18.27 e 18.28 (aventi la medesima scala dei tempi) si nota che con il controllo DSVM sviluppato per la trazione il tempo per portare il rotore alla velocità di regime risulta praticamente dimezzato rispetto a quello del controllo DSVM con riferimento di coppia limite tradizionale.

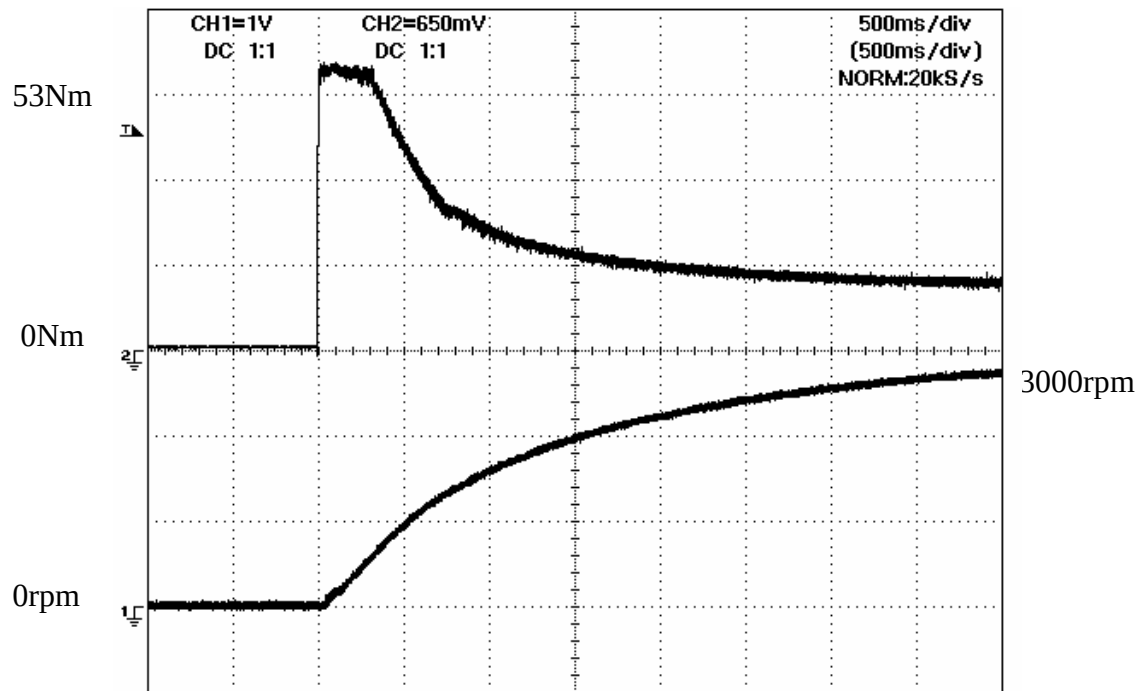


Figura 18.36 - Coppia stimata e velocità meccanica del rotore nella prova con gradino di coppia da 0 a 3000 rpm

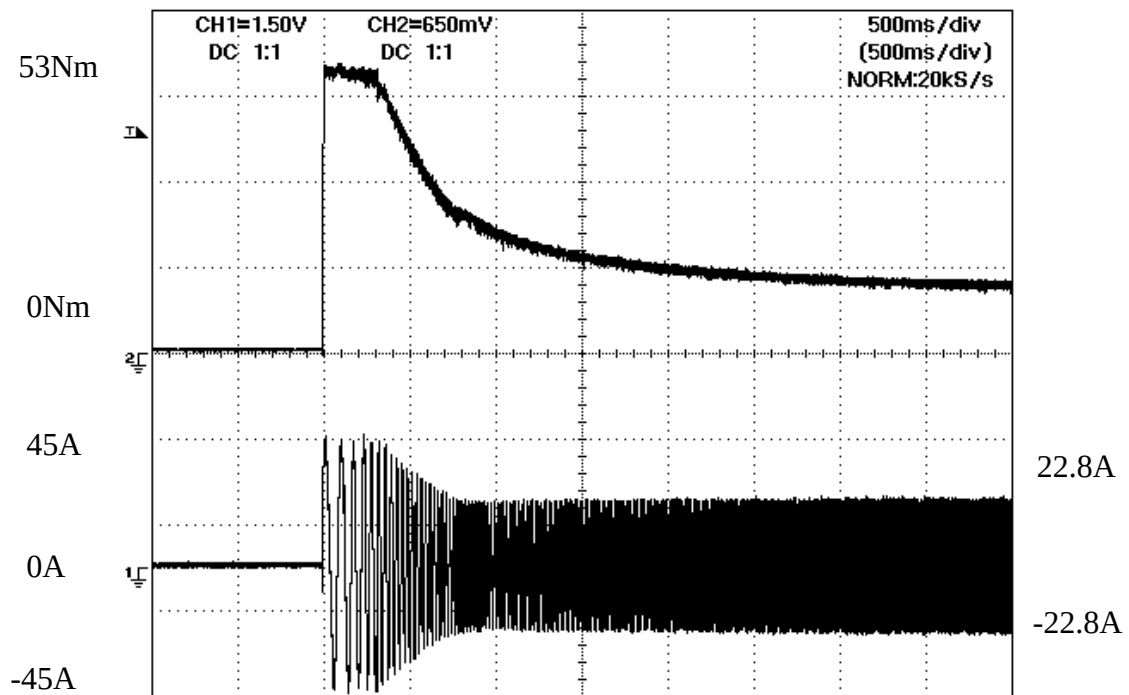
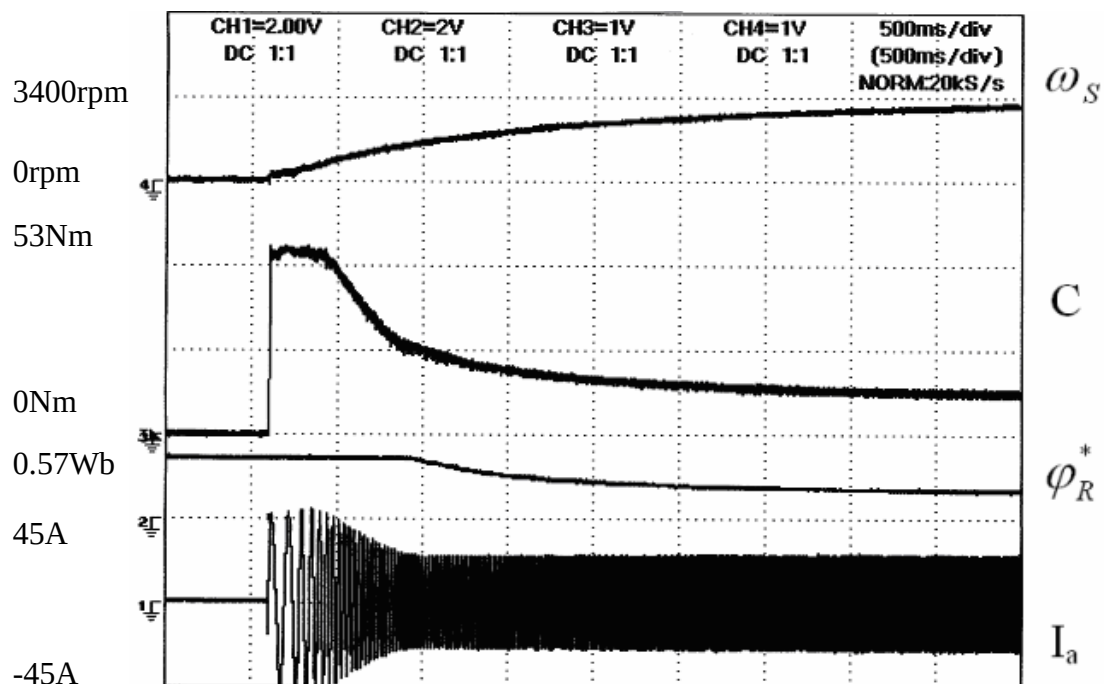


Figura 18.37 - Coppia stimata e corrente di fase nella prova con gradino di coppia da 0 a 3000 rpm

Per completare il quadro sul comportamento del controllo DSVM per la trazione in condizioni dinamiche, presentiamo infine i risultati ottenuti nel corso della prova di avviamento inerziale del motore fino alla velocità di 3400 giri/min con riferimento di coppia variabile a gradino. Essi sono riportati nella figura 18.38 che mostra gli andamenti nel tempo della coppia stimata, della pulsazione statorica stimata, del flusso rotorico di riferimento e della corrente di una fase. In questi oscillogrammi si mette in evidenza la maggiore rapidità del transitorio di avviamento rispetto alla versione precedente del controllo DSVM e come la corrente durante tutta la fase di accelerazione, nel campo di funzionamento a flusso costante, vari la propria ampiezza con la legge lineare imposta dalla coppia limite di riferimento.

**Figura 18.38 - Pulsazione statorica stimata, coppia stimata, flusso rotorico di riferimento e corrente di fase nella prova inerziale a gradino in limitazione di coppia**

18.3.4 Verifica del riferimento di coppia limite al variare della tensione lato continua

Come noto dalla teoria, l'ingresso nella zona a potenza limite costante dalla zona a flusso costante dipende dalla tensione del bus DC. In particolare si ha che quanto più basso è il valore della tensione sul lato continua dell'inverter, tanto più il punto di transizione fra le due zone si sposta verso valori più bassi della pulsazione statorica. Questo perché il flusso presente all'interno della macchina è direttamente proporzionale alla tensione disponibile e inversamente proporzionale alla pulsazione. Tenuto quindi presente che la pulsazione di ingresso alla zona di deflussaggio, ossia la pulsazione base, varia in funzione della E_{DC} , il controllo deve operare in modo che al variare di quest'ultima le curve che costituiscono il riferimento di coppia limite continuino a raccordarsi adeguatamente nel passaggio dal primo al secondo campo di funzionamento. Per questo sono state eseguite tre prove inerziali a gradino di coppia a tre livelli diversi di tensione del bus DC. Visualizzando su oscillografo la coppia limite di riferimento C_{limite} in funzione della pulsazione statorica ω_s si sono ottenuti gli andamenti delle figure 18.39, 18.40, 18.41, dall'osservazione delle quali si nota come il raccordo tra la zona a flusso costante e quella di deflussaggio avvenga perfettamente, confermando in pieno la validità del controllo implementato.

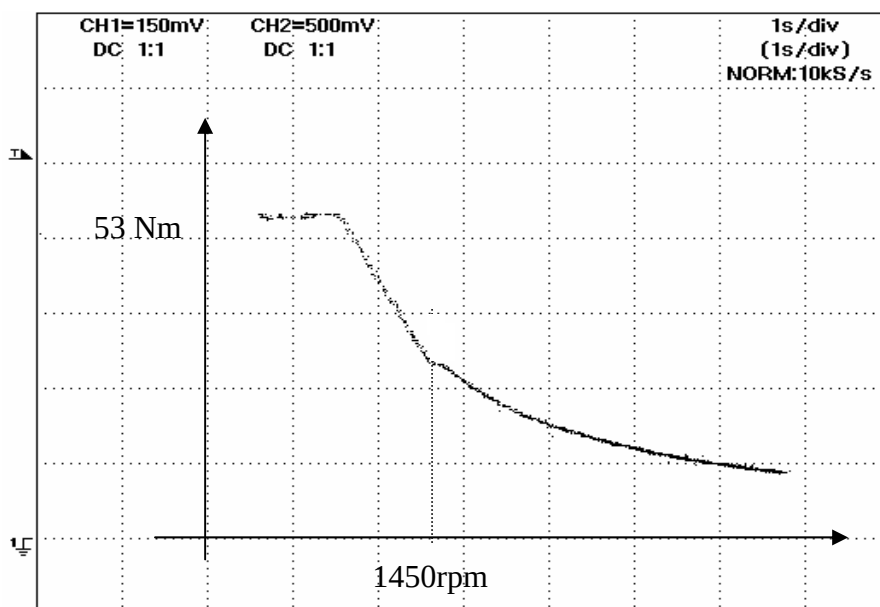


Figura 18.39 - Coppia limite di riferimento in funzione della pulsazione statorica nella versione con riferimento di coppia limite per la trazione ed $E_{DC}=311V$

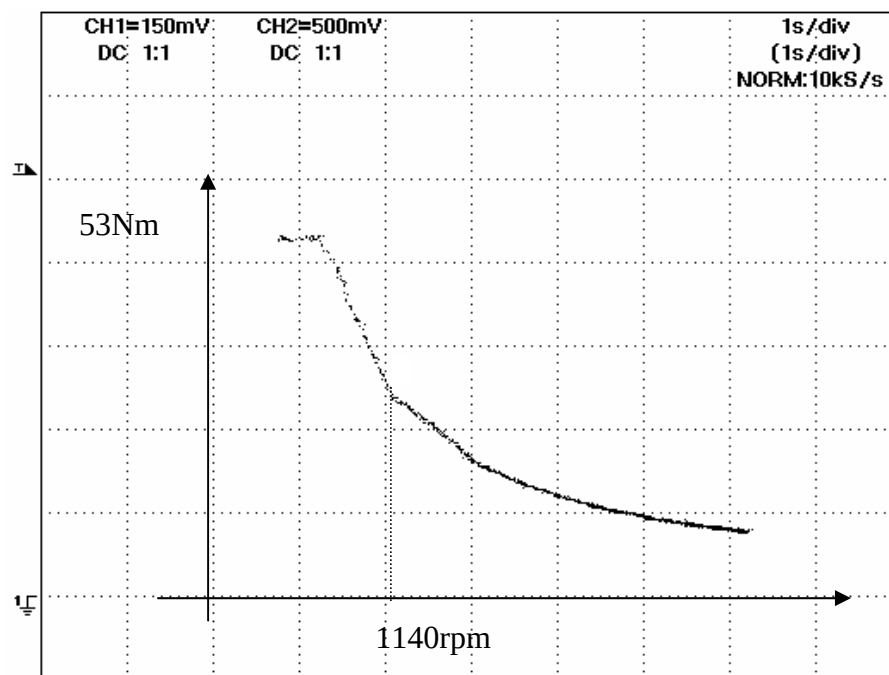


Figura 18.40 - Coppia limite di riferimento in funzione della pulsazione statorica nella versione con riferimento di coppia limite per la trazione ed $E_{DC}=250V$

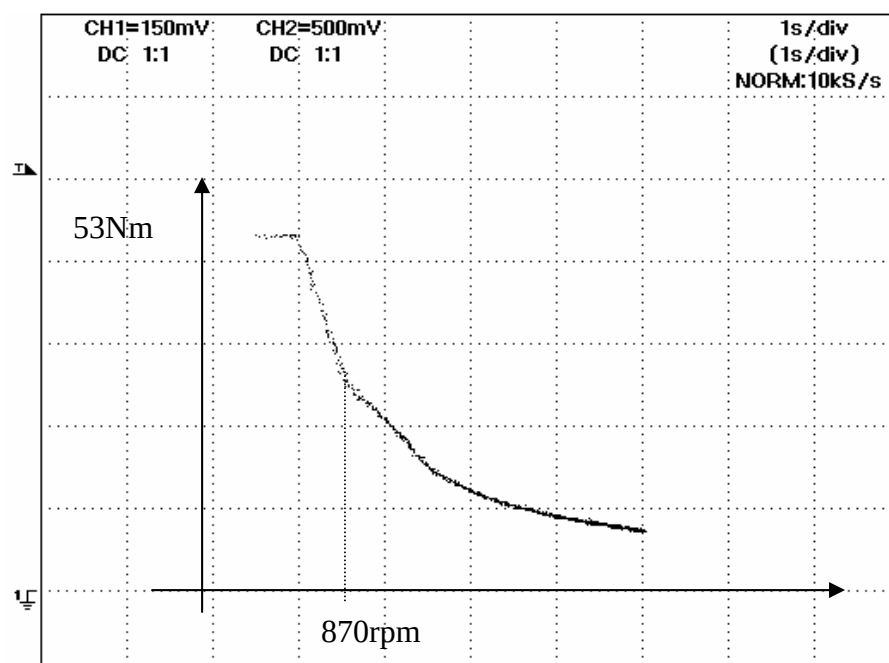


Figura 18.41 - Coppia limite di riferimento in funzione della pulsazione statorica nella versione con riferimento di coppia limite per la trazione ed $E_{DC}=195V$

18.4 *Le prove sperimentali sul controllo DSVM predittivo*

Le prove sperimentali sul controllo DSVM predittivo, implementato sul sistema di sviluppo secondo le modalità descritte nel capitolo 17, sono state compiute anch'esse sul motore B. Data la forte influenza esercitata su questo algoritmo di controllo da alcuni parametri dell'azionamento, in particolare dal valore del guadagno G dello stimatore in tensione retroazionato, il quale influenza notevolmente sia il funzionamento a regime che in transitorio, sono state eseguite varie prove sperimentali con valori diversi di tale parametro i cui risultati vengono di seguito riportati.

18.4.1 *Le prove a regime*

Le prove a regime sul controllo DSVM predittivo sono state compiute con lo stesso scopo e con le stesse modalità del controllo DSVM onde effettuare un confronto diretto tra le prestazioni di tali due tecniche di modulazione. Dal momento che i valori di riferimento del flusso rotorico e della coppia limite nel controllo predittivo sono fissati dalla routine del regolatore automatico **Reg_Aut**, il cui modo di operare è stato illustrato dettagliatamente nel paragrafo 17.5 del capitolo 17, e che non prevede alcuna richiesta di coppia limite oltre il valore nominale nel campo di funzionamento a flusso costante, tale confronto ha significato unicamente con la versione del controllo DSVM con riferimento di coppia limite tradizionale.

Nella figura 18.42 è visualizzato l'andamento della coppia meccanica erogata in funzione della velocità angolare dell'albero del motore. Come si può osservare, nella zona a coppia limite costante in realtà la coppia erogata non rimane costante ma cresce all'aumentare della velocità fino a raggiungere il suo valore nominale in corrispondenza della velocità nominale. Questo, come nel caso del controllo DSVM, è dovuto all'imprecisione sul valore dei parametri di macchina e soprattutto al sensibile errore introdotto dallo stimatore di flusso in tensione alle basse pulsazioni di funzionamento. Nonostante ciò risulta evidente la bontà dell'azionamento realizzato, specialmente nella zona del deflussaggio, come dimostrato dagli andamenti della potenza elettrica assorbita dal motore e di quella meccanica erogata all'albero mostrati nella figura 18.43, dal momento che, nonostante il motore sia di tipo autoventilato, all'aumentare della velocità si viene ad avere una diminuzione della potenza

meccanica soltanto del 7% circa a fronte di una potenza elettrica assorbita praticamente costante, con conseguenti vantaggi in termini di prestazioni.

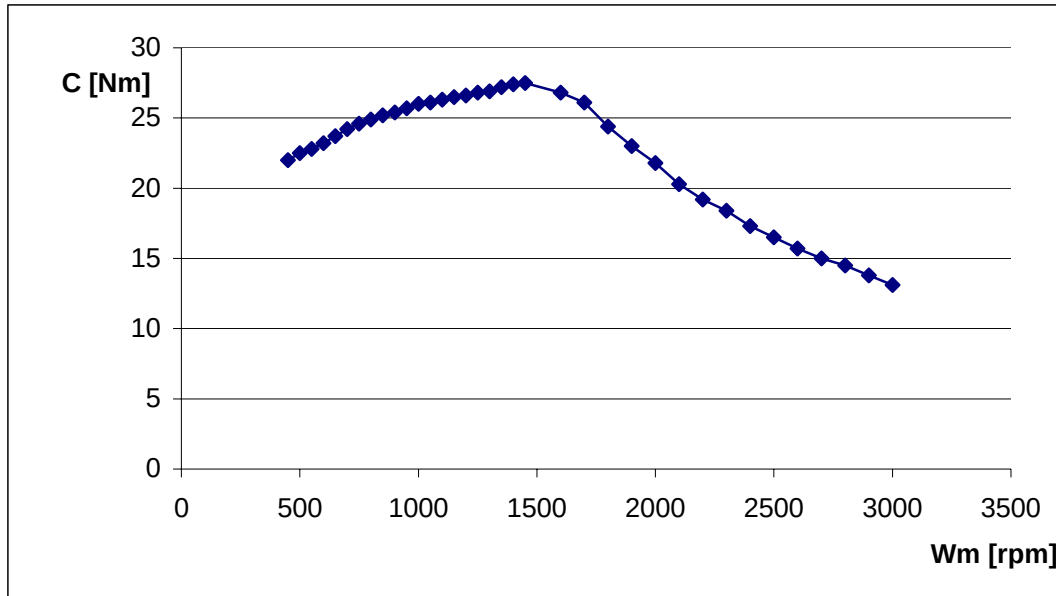


Figura 18.42 - Coppia sviluppata all'albero in funzione della velocità angolare meccanica ($E_{DC}=310V$, $C_{ref}=C_{max}=26.5Nm$)

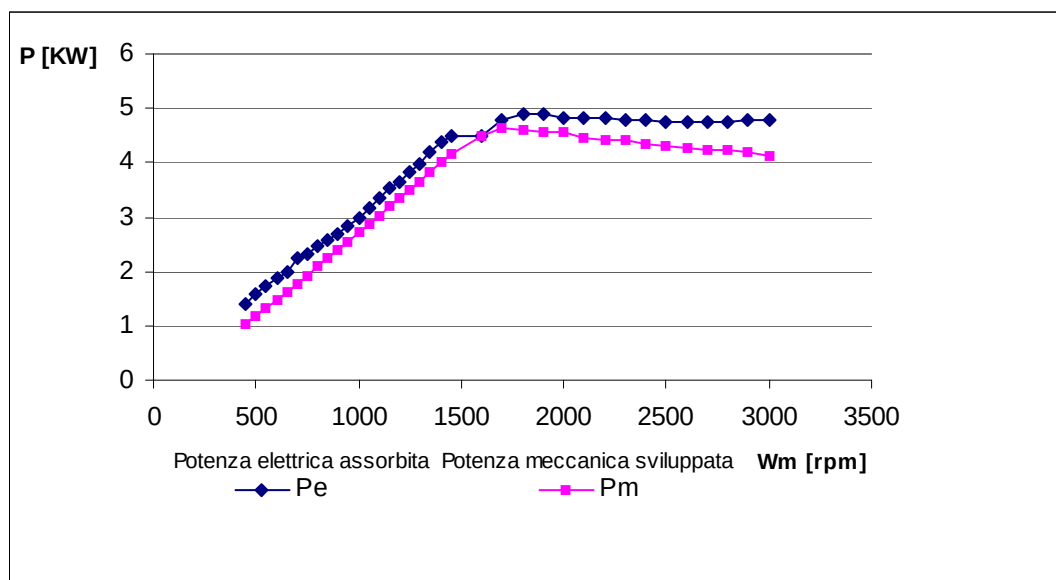


Figura 18.43 - Potenza meccanica erogata ed elettrica assorbita dal motore in funzione della velocità angolare meccanica ($E_{DC}=310V$, $C_{ref}=C_{max}=26.5Nm$)

Nel funzionamento a regime del controllo DSV_M predittivo oltre alle caratteristiche di coppia e di potenza in funzione della pulsazione sono stati rilevati, in quanto particolarmente significativi nel mostrare la bontà della tecnica predittiva, gli andamenti nel tempo delle componenti d e q del flusso statorico stimato e del flusso rotorico stimato. Le figure 18.44 e 18.46 mostrano per l'appunto l'andamento nel tempo di tali grandezze scaricate dalla memoria del DSP in una prova in cui la velocità di rotazione è stata fissata pari a 800 giri/min, mentre nelle figure 18.45 e 18.47 esse sono visualizzate per un funzionamento di regime alla velocità di 3000 giri/min. Come si può notare dai grafici riportati, l'andamento dei flussi risulta decisamente buono sia a bassa che ad alta velocità. Nella figura 18.48 sono infine visualizzate le stesse componenti della figura 18.44 rappresentate nel piano $\{d, q\}$.

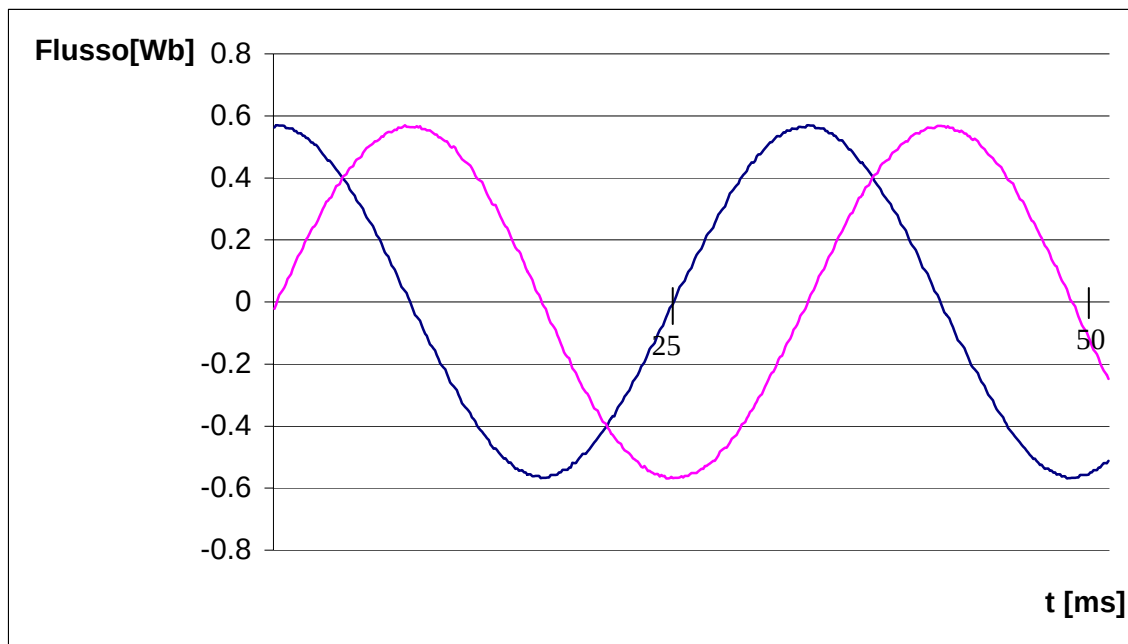


Figura 18.44 - Andamento nel tempo delle componenti d e q del flusso statorico stimato alla velocità di 800 giri/min

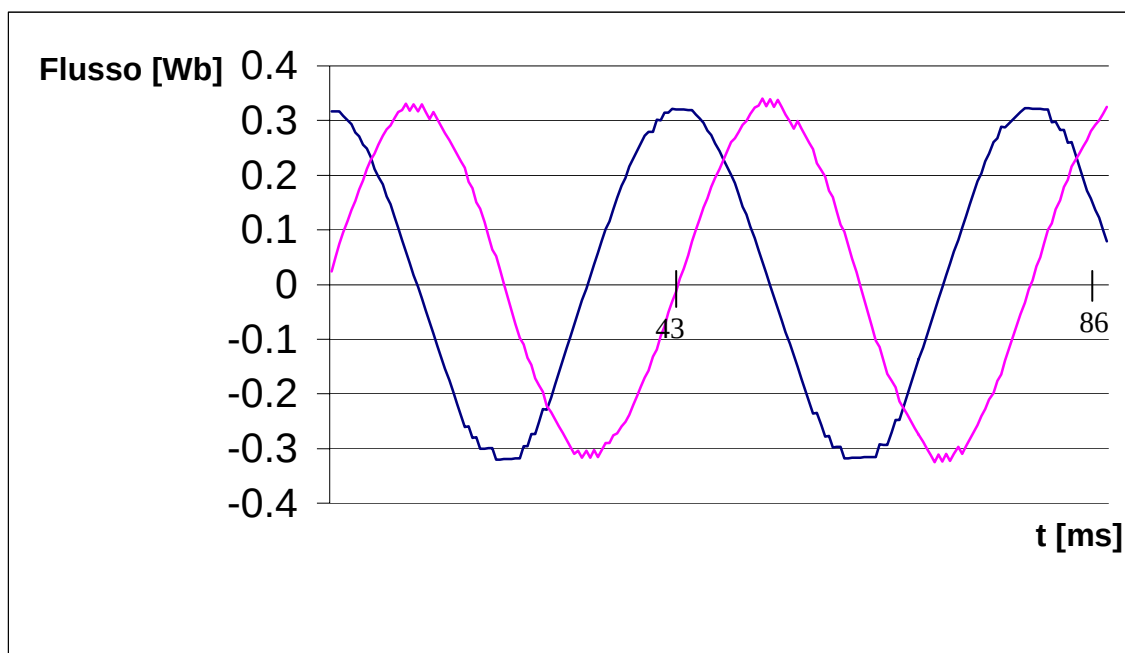


Figura 18.45 - Andamento nel tempo delle componenti d e q del flusso statorico stimato alla velocità di 3000 giri/min

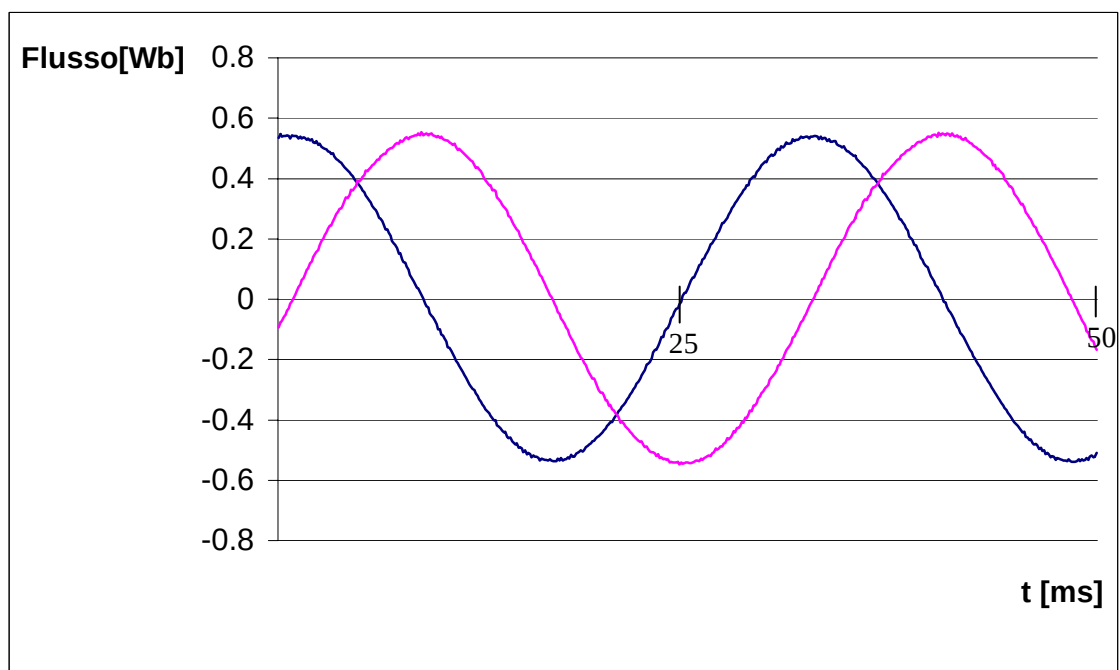


Figura 18.46 - Andamento nel tempo delle componenti d e q del flusso rotorico stimato alla velocità di 800 giri/min

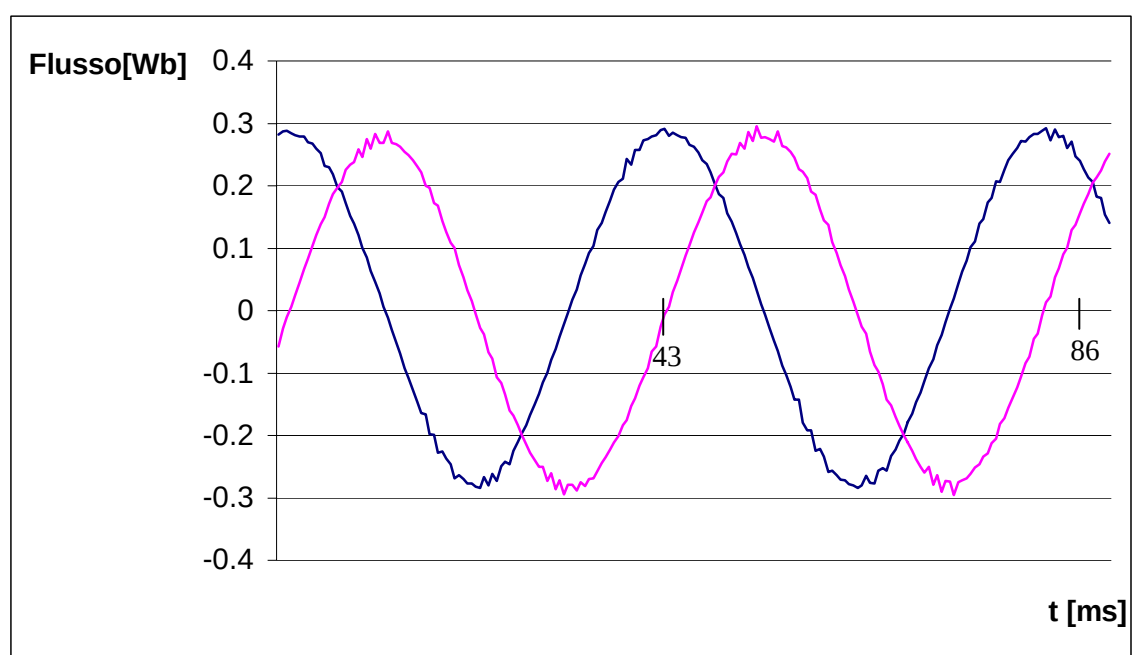


Figura 18.47 - Andamento nel tempo delle componenti d e q del flusso rotorico stimato alla velocità di 3000 giri/min

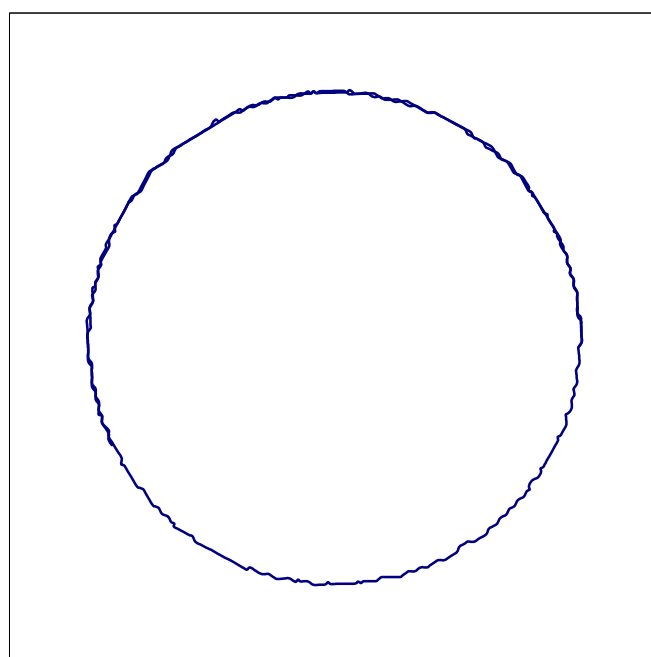


Figura 18.48 - Flusso statorico stimato alla velocità di 800 giri/min nel piano $\{d, q\}$

18.4.2 Il ripple sulla coppia e sulla corrente

Il controllo DSVM predittivo, al pari del DSVM, appartenendo alla categoria delle strategie a controllo diretto di coppia, produce una frequenza di commutazione media dell'inverter variabile in funzione delle condizioni di funzionamento della macchina asincrona e dà luogo a correnti e coppia caratterizzate da un andamento nel tempo che presenta un ripple piuttosto consistente. Per valutare l'entità di quest'ultimo, da cui, come già detto in precedenza, dipende sostanzialmente la rumorosità del controllo, sono state compiute tre prove di regime a diverse velocità in cui sono stati rilevati gli andamenti nel tempo delle correnti di fase elaborate dall'algoritmo di modulazione e della coppia elettromagnetica stimata. I risultati ottenuti, da intendersi anche in questo caso puramente indicativi nel mostrare l'ampiezza del ripple che si sovrappone al segnale utile, dal momento che esso dipende notevolmente dalla velocità di rotazione, sono riportati nelle successive figure 18.49, 18.50 e 18.51.

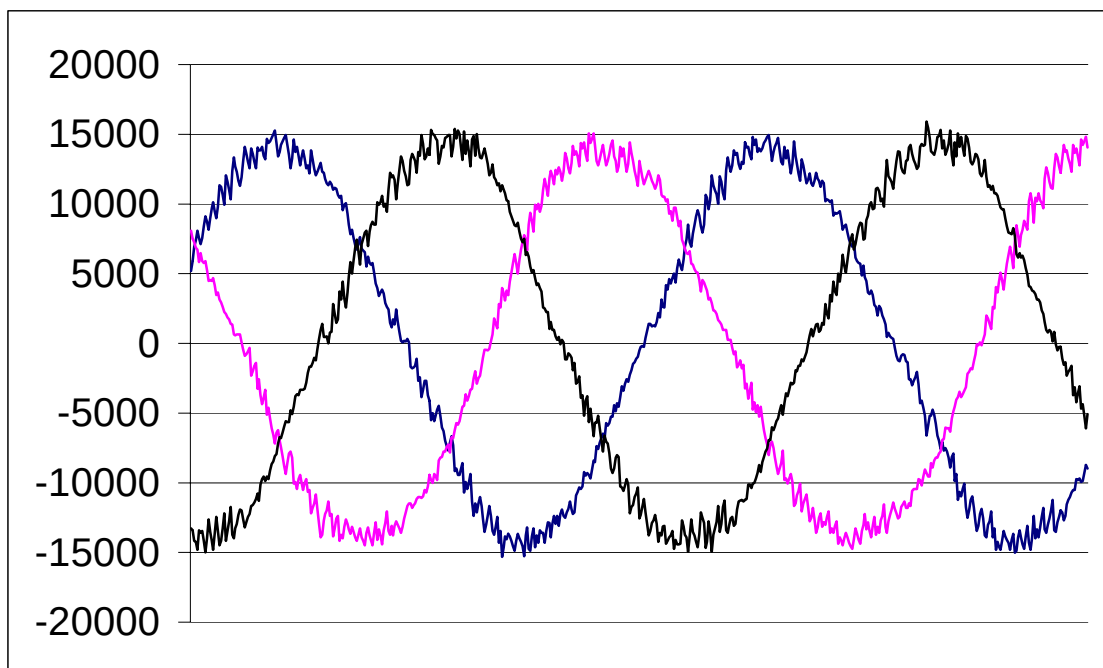


Figura 18.49 - Andamento nel tempo delle correnti di fase della macchina
($W_m=800$ giri/min, $C_{ref}=26.5$ Nm)

Relativamente alla figura 18.49 è interessante osservare che alla velocità di rotazione di 800 giri/min l'andamento delle correnti è sinusoidale, mentre il ripple ad esse sovrapposto risulta di ampiezza costante nel tempo e del tutto analogo a quello del controllo DSVM.

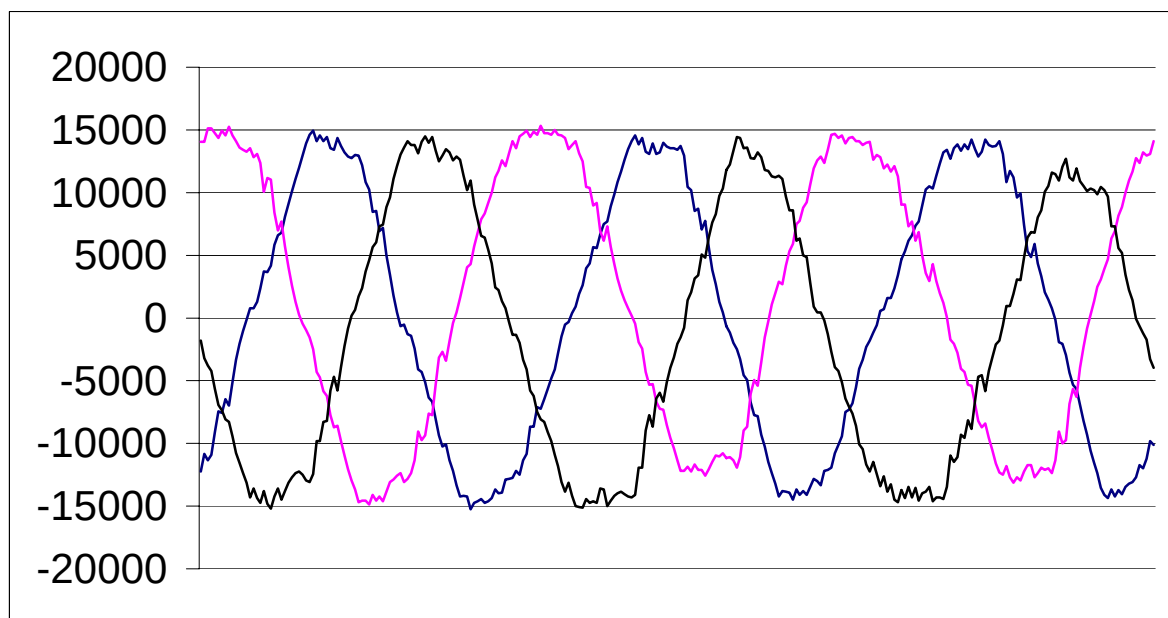


Figura 18.50 - Andamento nel tempo delle correnti di fase della macchina ($W_m=3000$ giri/min)

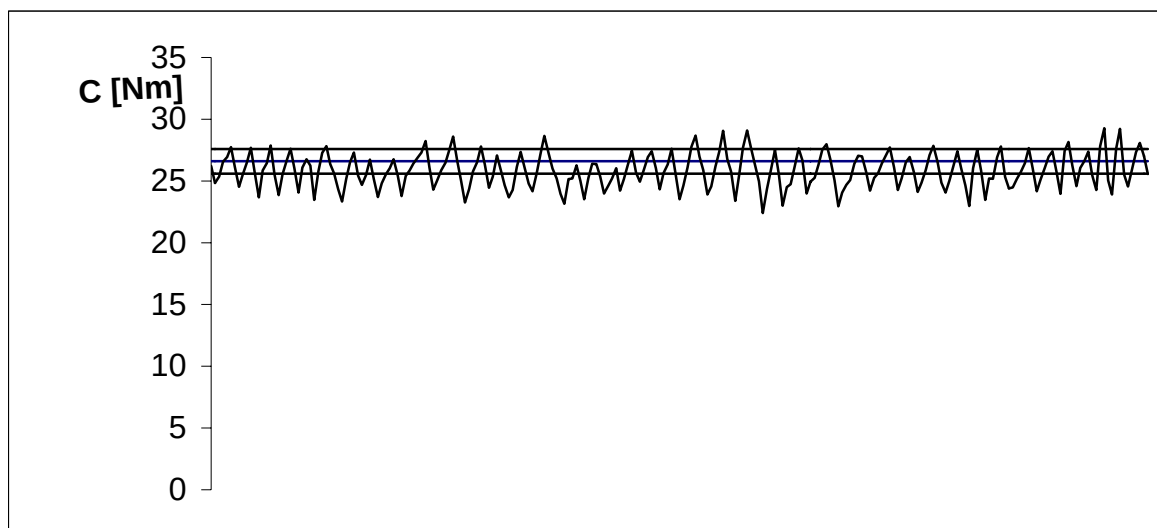


Figura 18.51 - Andamento nel tempo della coppia stimata a confronto con l'ampiezza della banda centrata attorno alla coppia di riferimento ($W_m=800$ giri/min, $C_{ref}=26.5$ Nm, banda ± 1 Nm)

Alla velocità di rotazione di 3000 giri/min invece, come mostra la figura 18.50, il ripple tende a calare leggermente, mentre la qualità della forma d'onda delle correnti peggiora in modo sensibile. Sperimentalmente si è anche verificato che aumentando l'ampiezza del gradino di flusso del regolatore automatico, a partire da quel valore per cui il comportamento del controllo può essere considerato ottimale, durante il funzionamento a regime, nascono dei battimenti a bassa frequenza sulle correnti che si manifestano con fastidiose oscillazioni trasmesse all'albero del motore.

Per ciò che concerne poi l'andamento della coppia stimata mostrato nella figura 18.51, si osserva come il ripple risulti leggermente superiore a quello del controllo DSVM (visualizzato nella figura 18.22) ma presenti un andamento più uniforme nel tempo a parità di condizioni di funzionamento.

18.4.3 *Le prove in transitorio*

Come nel caso delle due precedenti tecniche di modulazione, la prima serie di prove in transitorio compiuta sul controllo DSVM predittivo è servita a verificare che il limite sulla coppia di riferimento venisse individuato correttamente dall'algoritmo implementato sul sistema di sviluppo. Si è provveduto pertanto a svolgere una prova di avviamento inerziale della macchina imponendo una variazione a gradino della coppia di riferimento dal valore zero al valore limite e si è atteso il raggiungimento della velocità massima della dinamo (3400 giri/min circa), rilevando per tutta la durata del transitorio di avviamento la caratteristica di coppia limite in funzione della pulsazione. In particolare sono stati ricavati gli andamenti della coppia limite di riferimento e della coppia stimata mostrati nelle figure 18.52 e 18.53. Osservando la figura 18.52 si nota come la coppia stimata presenti un andamento piuttosto irregolare dovuto sia al fatto che trattandosi una grandezza stimata in condizioni di funzionamento in cui il controllo esprime un'elevata dinamica è soggetta a sensibili scostamenti dal valore reale, sia al fatto che nelle fasi transitorie, sul calcolo del vettore tensione statorico esatto si verificano degli overflow praticamente ingestibili su alcuni termini delle equazioni, i quali inevitabilmente si ripercuotono sulla scelta delle configurazioni da applicare e quindi su tutte le grandezze del controllo.

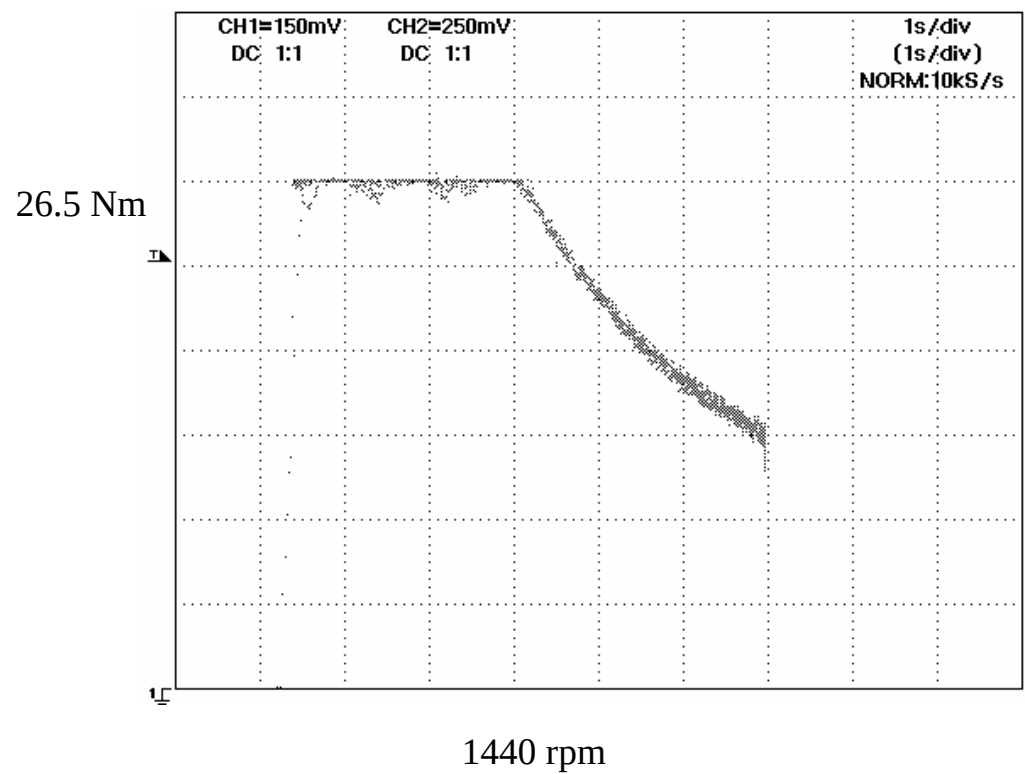


Figura 18.52 - Coppia limite di riferimento in funzione della pulsazione statorica

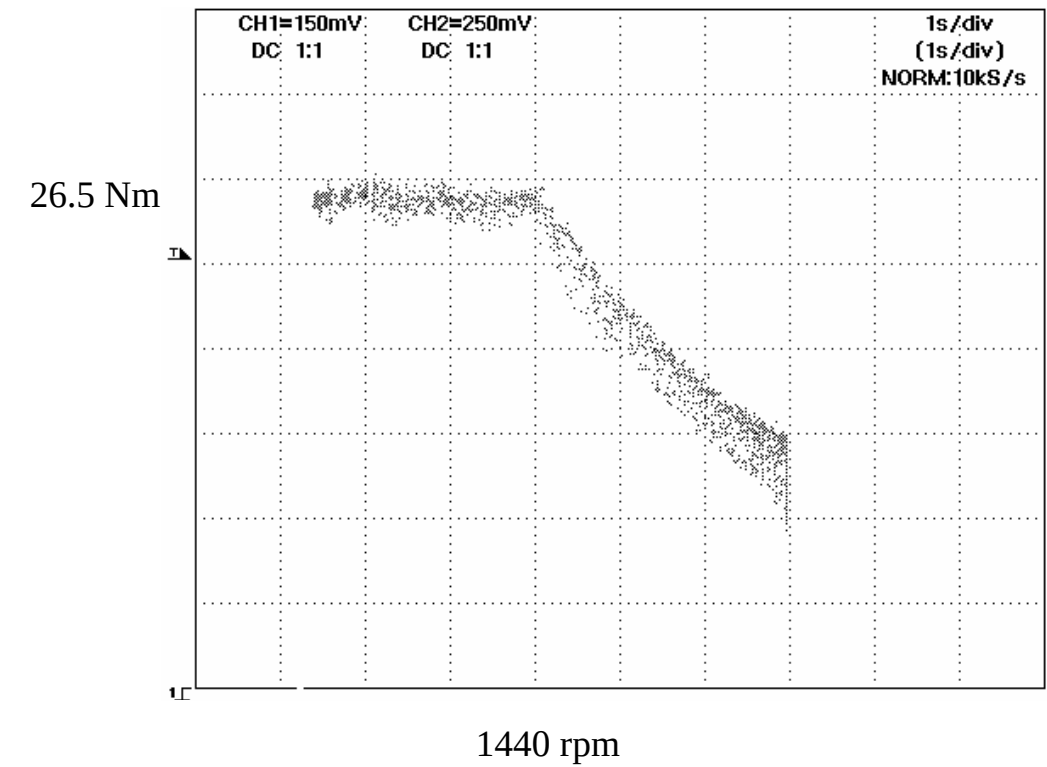


Figura 18.53 - Coppia stimata in funzione della pulsazione statorica

Per quanto concerne la verifica del corretto funzionamento dell'algoritmo di modulazione nelle fasi di brusca accelerazione, rallentamento, ed inversione, sono state compiute le stesse prove dinamiche del controllo DSVM. Prima di procedere alla presentazione dei risultati ottenuti è tuttavia necessario osservare che la limitazione sulla derivata della coppia di riferimento (descritta nel paragrafo 17.5 del capitolo 17), posta uguale a 100 nella rappresentazione numerica delle grandezze all'interno del microprocessore, può risultare apparentemente elevata. In realtà si è verificato sperimentalmente che la diminuzione della suddetta limitazione al di sotto del precedente valore comporta un notevole calo della velocità di risposta del controllo e nessun apprezzabile miglioramento della qualità degli andamenti nel tempo delle grandezze visualizzate nelle fasi di transitorio.

La prima prova ad elevata dinamica eseguita sul controllo DSVM predittivo è stata quella a gradino in cui il motore, inizialmente fermo, ha erogato per tutta la durata del transitorio la massima coppia sviluppabile mentre la velocità è cresciuta progressivamente fino a 3000 giri/min. Tale prova, oltre a mettere in luce la notevole rapidità di risposta del controllo a fronte di cambiamenti pressoché istantanei della coppia di riferimento, ha permesso di verificare il corretto funzionamento dell'algoritmo di modulazione nella zona di passaggio tra il campo a coppia limite costante e il campo a potenza limite costante. Nella figura 18.54 è visualizzato l'andamento nel tempo del flusso di riferimento durante la fase di accelerazione, il quale mette in risalto il buon funzionamento del regolatore automatico. Nella stessa figura si può notare anche come la coppia stimata possieda un ripple decisamente elevato causato dalla distorsione della corrente, soprattutto alle alte velocità, ed anche dal guadagno G dello stimatore di flusso retroazionato. Riguardo a quest'ultimo parametro si è infatti notato sperimentalmente che aumentando il suo valore, portandolo da 35 (come nel caso delle figure da 18.54 a 18.56) a 200 (come nel caso delle figure 18.57 e 18.58), si ottiene un minore ripple sulla coppia ma contestualmente anche una diminuzione delle prestazioni della macchina che si manifesta con un calo della coppia sviluppata di circa il 10% ed anche un peggioramento del suo comportamento nelle fasi di transitorio. L'ampiezza della corrente invece non subisce variazioni di rilievo rimanendo pressoché costante sia nella zona a flusso nominale che per tutto il primo deflussaggio, confermando ancora una volta il corretto funzionamento del regolatore automatico.

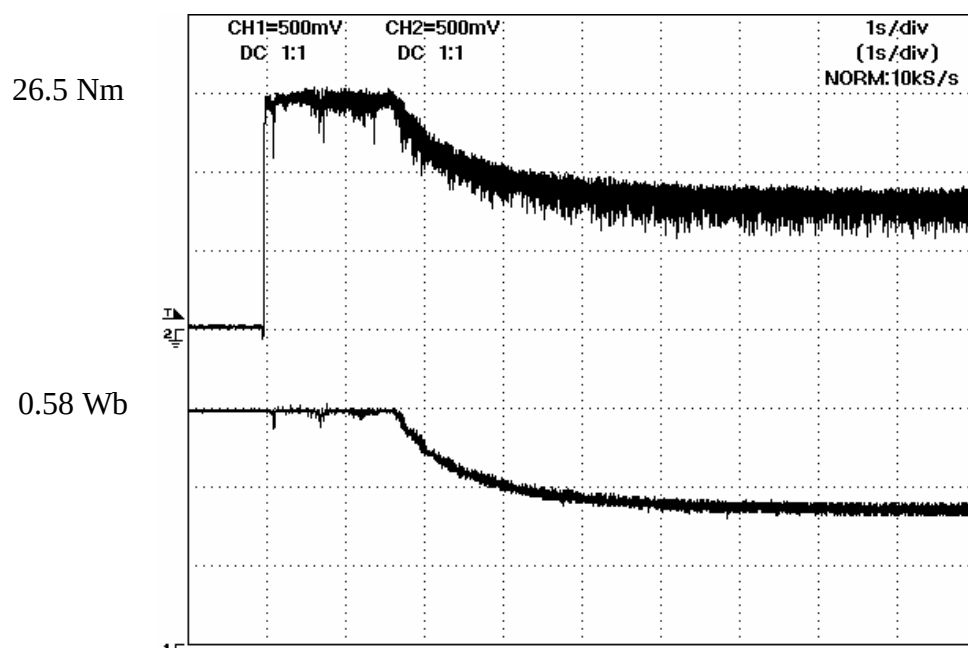


Figura 18.54 - Coppia stimata e flusso rotorico di riferimento nella prova con gradino di coppia da 0 a 3000 rpm con $G=35$

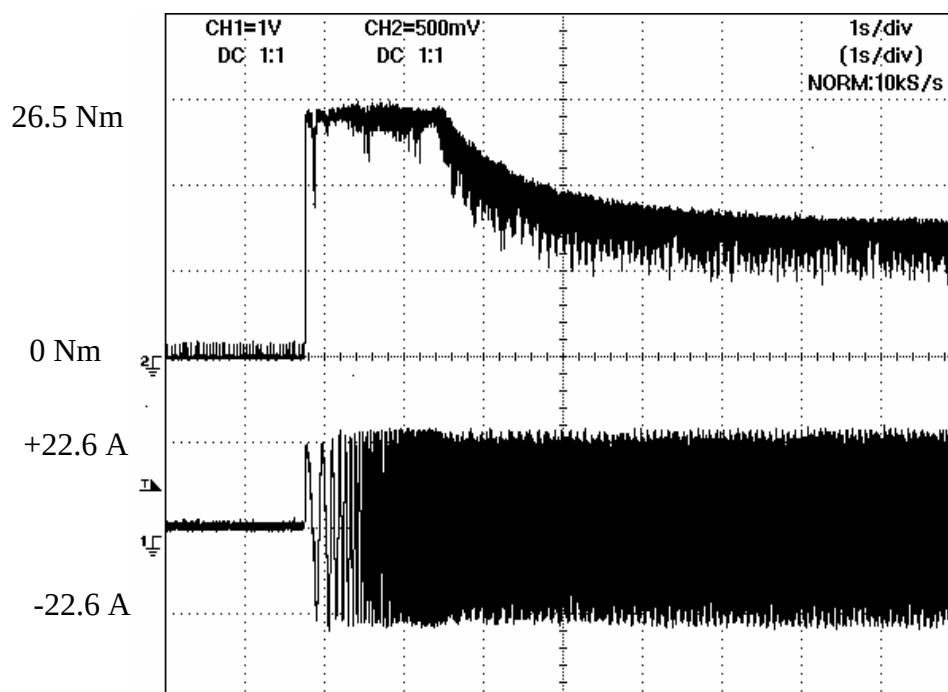


Figura 18.55 - Coppia stimata e corrente di fase nella prova con gradino di coppia da 0 a 3000 rpm con $G=35$

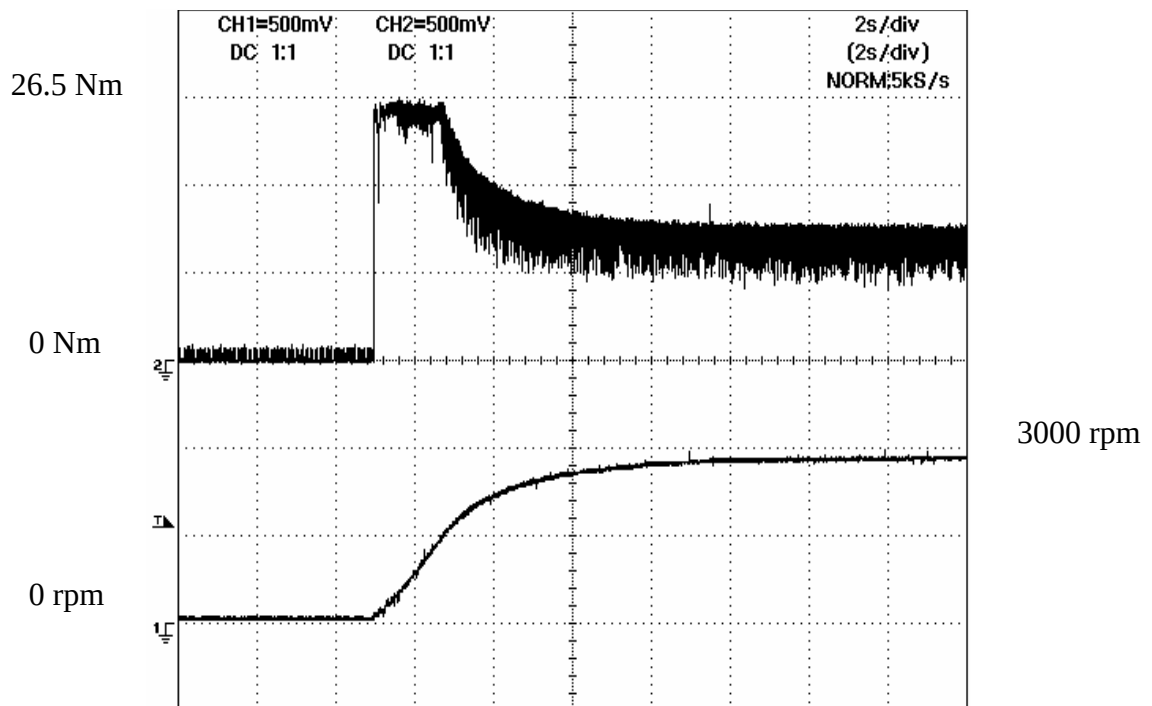


Figura 18.56 - Coppia stimata e velocità meccanica del rotore nella prova con gradino di coppia da 0 a 3000 rpm con $G=35$

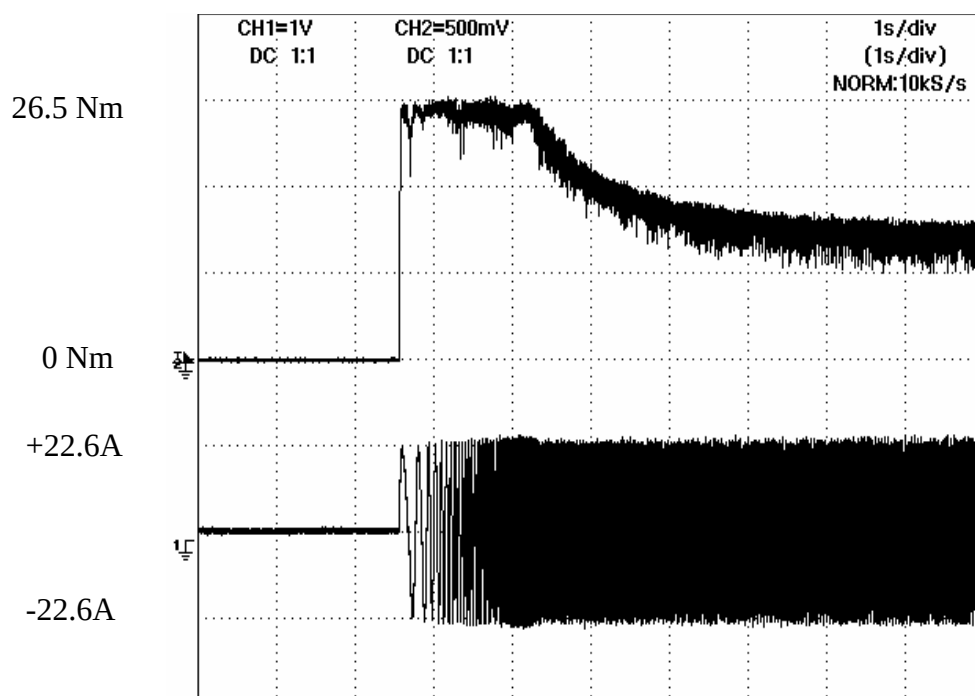


Figura 18.57 - Coppia stimata e corrente di fase nella prova con gradino di coppia da 0 a 3000 rpm con $G=200$

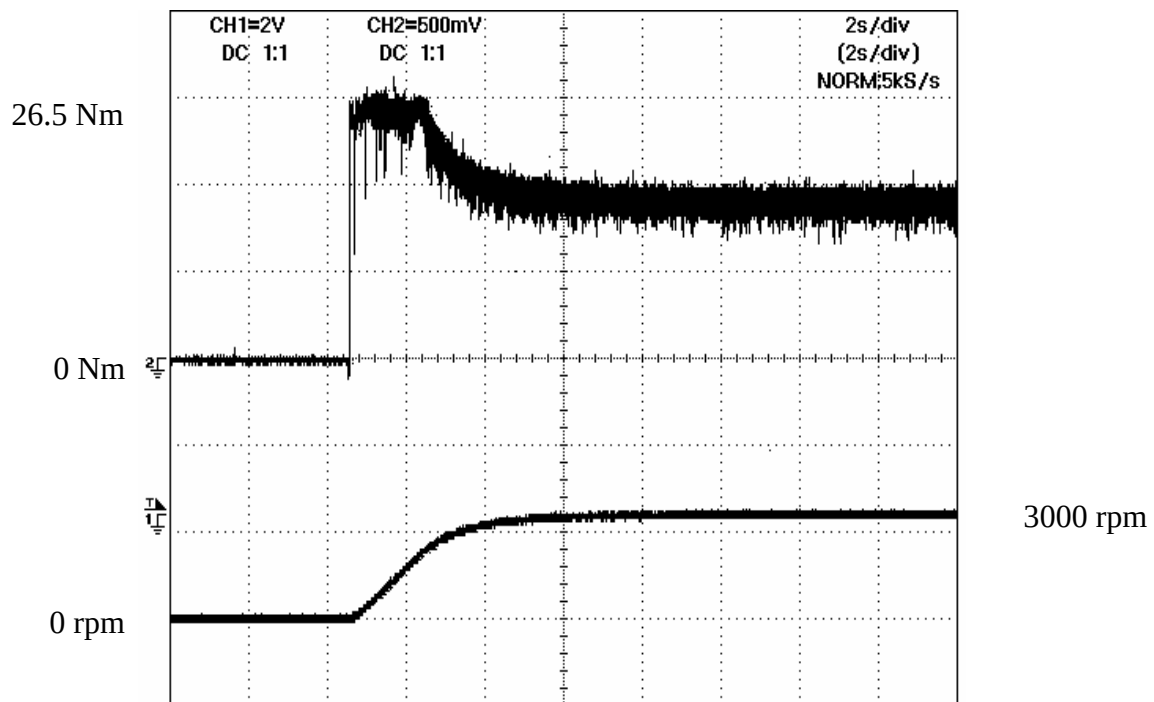


Figura 18.58 - Coppia stimata e velocità meccanica del rotore nella prova con gradino di coppia da 0 a 3000 rpm con $G=200$

Nella seconda serie di prove dinamiche compiuta sul controllo, ossia nelle prove di rallentamento a gradino inverso, si è partiti mantenendo il motore alla velocità iniziale di 2100 giri/min con la massima coppia erogata (regolando opportunamente la coppia resistente tramite l'eccitazione della dinamo) e si è poi azzerato istantaneamente il riferimento di coppia. Nelle figure 18.59 e 18.60 sono visualizzati gli andamenti di coppia stimata e velocità del rotore misurata mediante torsiometro e di coppia stimata e corrente di una fase per un guadagno G uguale a 35, mentre nelle figure 18.61 e 18.62 sono mostrati gli andamenti delle stesse grandezze per un guadagno G pari a 200. A proposito dell'andamento della corrente nelle suddette figure, si nota come l'ampiezza di tale grandezza cali in modo molto repentino non appena al controllo giunge il comando di azzeramento della coppia di riferimento a conferma delle ottime prestazioni dinamiche offerte dalla tecnica di modulazione predittiva.

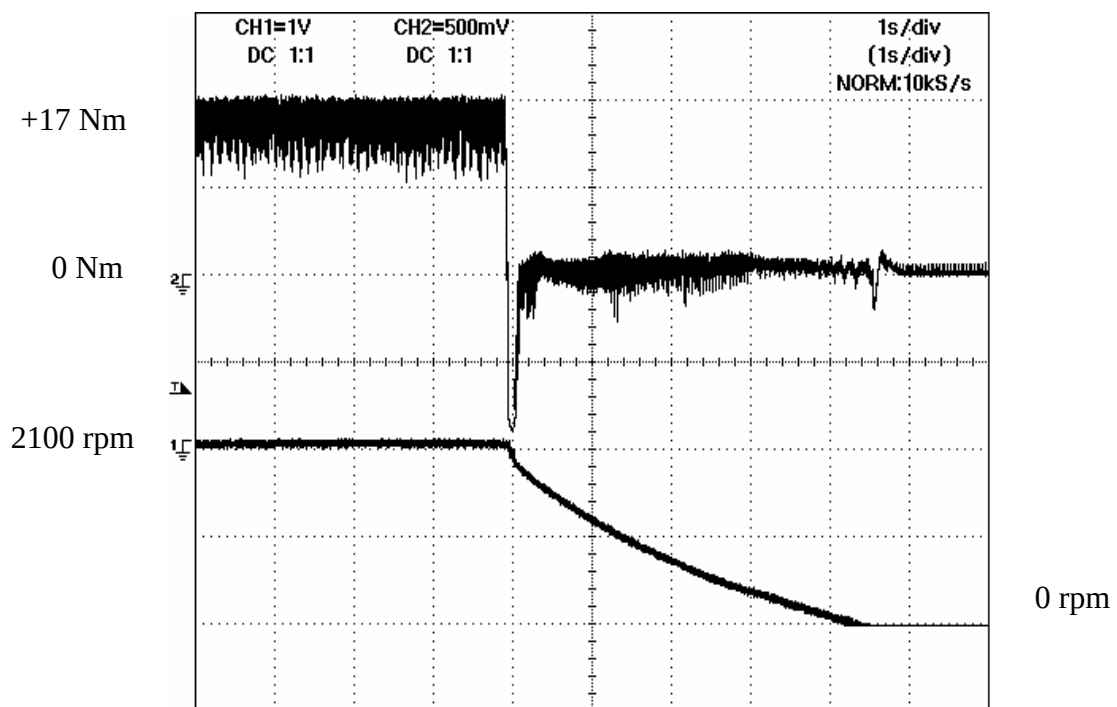


Figura 18.59 - Coppia stimata e velocità meccanica del rotore in un transitorio di rallentamento da 2100 rpm a 0 rpm con $G=35$

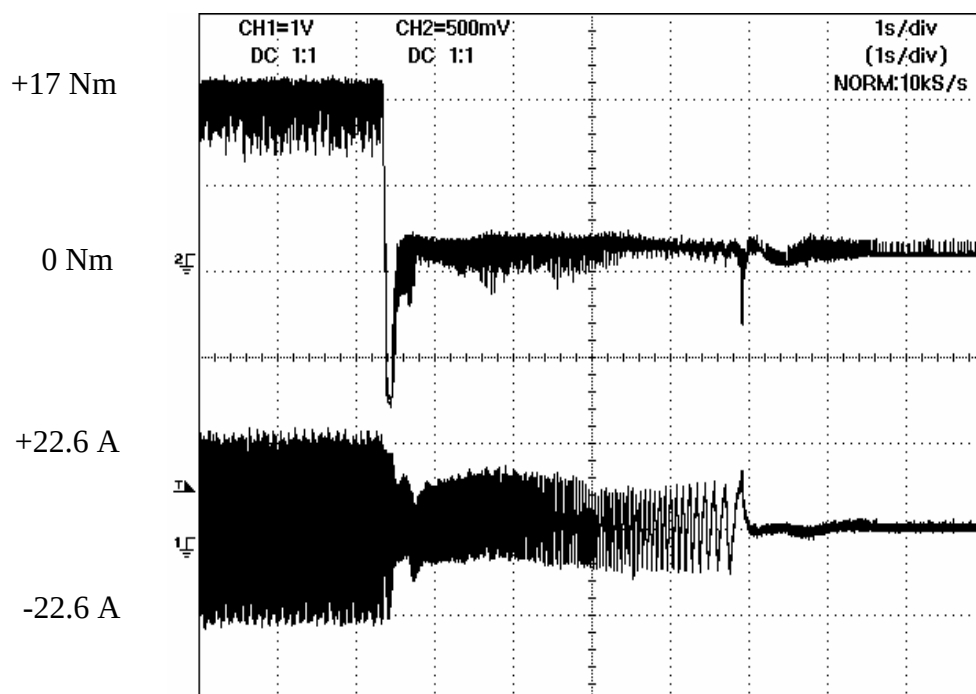


Figura 18.60 - Coppia stimata e corrente di fase in un transitorio di rallentamento da 2100 rpm a 0 rpm con $G=35$

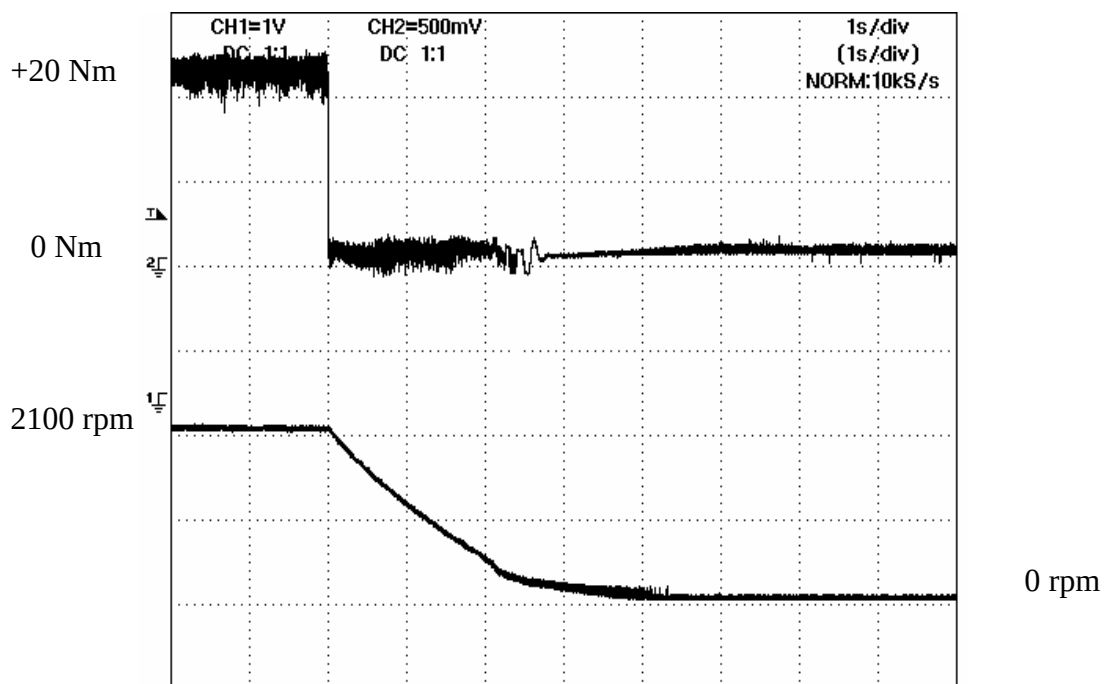


Figura 18.61 - Coppia stimata e velocità meccanica del rotore in un transitorio di rallentamento da 2100 rpm a 0 rpm con $G=200$

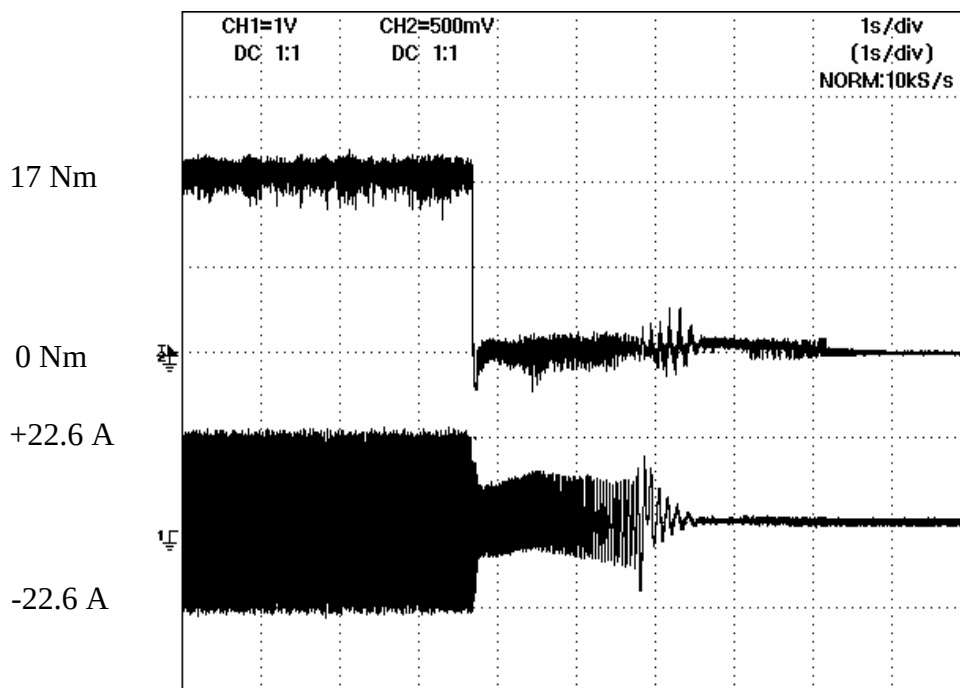


Figura 18.65 - Coppia stimata e corrente di fase in un transitorio di rallentamento da 2100 rpm a 0 rpm con $G=200$

Per completare il quadro sul comportamento in fase transitoria del controllo DSVM predittivo si presentano ora i risultati delle prove di inversione, per la cui esecuzione si è proceduto variando bruscamente la coppia di riferimento dal valore limite positivo a quello negativo con il carico regolato in maniera tale da portare la velocità dal valore iniziale in un verso di rotazione allo stesso valore nel verso opposto. Come nei casi precedentemente illustrati sono state condotte due campagne di prove con valori diversi del guadagno G dello stimatore di flusso. In particolare in sede sperimentale è stata compiuta una prima serie di prove con G uguale a 35, eseguendo inversioni di velocità da +2500 giri/min a -2500 giri/min, e una seconda serie di prove con tale guadagno uguale a 200 in cui si è ottenuto un funzionamento regolare del controllo in fase transitoria fino ad una velocità di inversione di 2000 giri/min, dimostrando così, ancora una volta, che l'aumento del guadagno migliora il ripple su corrente e coppia ma peggiora le prove in transitorio, rendendole in alcuni casi addirittura impossibili da eseguire. Nelle figure 18.66 e 18.67 sono visualizzati gli andamenti nel tempo di coppia stimata e corrente di una fase e di coppia stimata e velocità del rotore in valore assoluto per un guadagno G uguale a 35, mentre nelle figure 18.68 e 18.69 sono mostrati gli andamenti delle stesse grandezze per un guadagno G pari a 200.

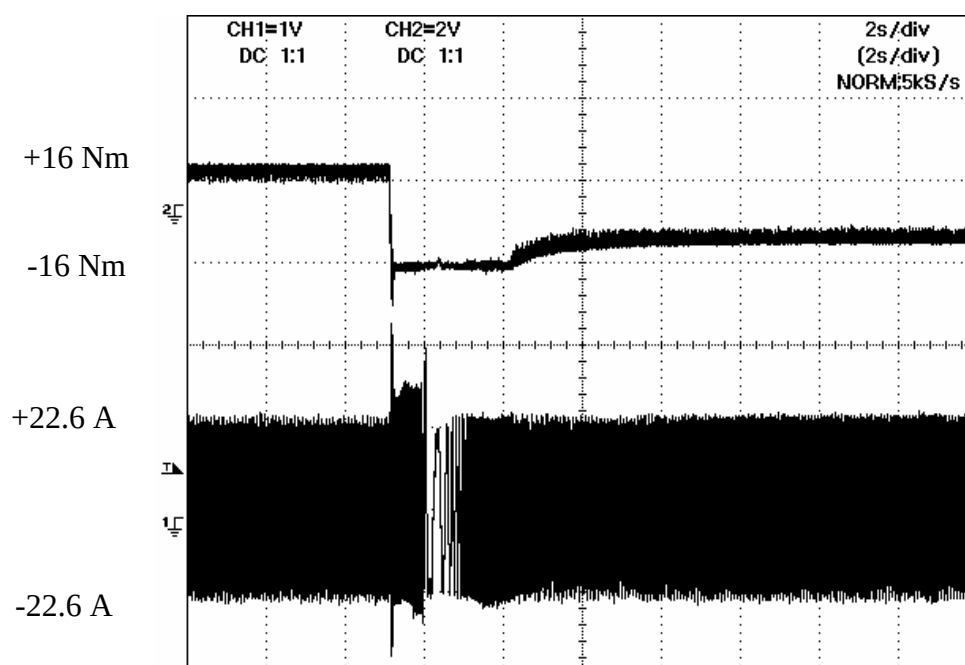


Figura 18.66 - Coppia stimata e corrente nella prova di inversione con coppia di riferimento che passa da +Climite a -Climite e velocità di rotazione che va da +2500 rpm a -2500 rpm con $G=35$

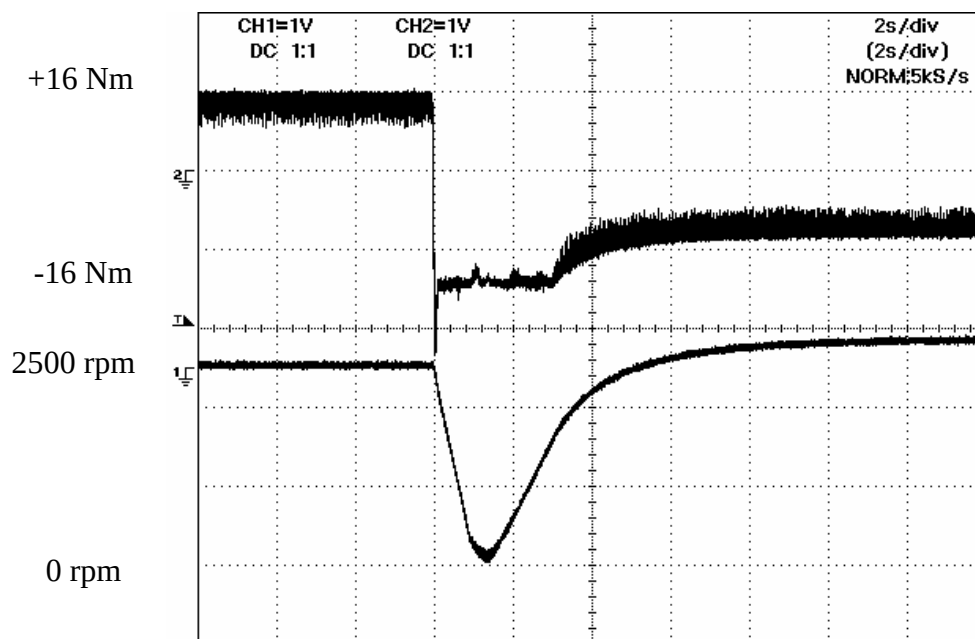


Figura 18.67 - Coppia stimata e velocità nella prova di inversione con coppia di riferimento che passa da +Climite a -Climite e velocità di rotazione che va da +2500 rpm a -2500 rpm con $G=35$

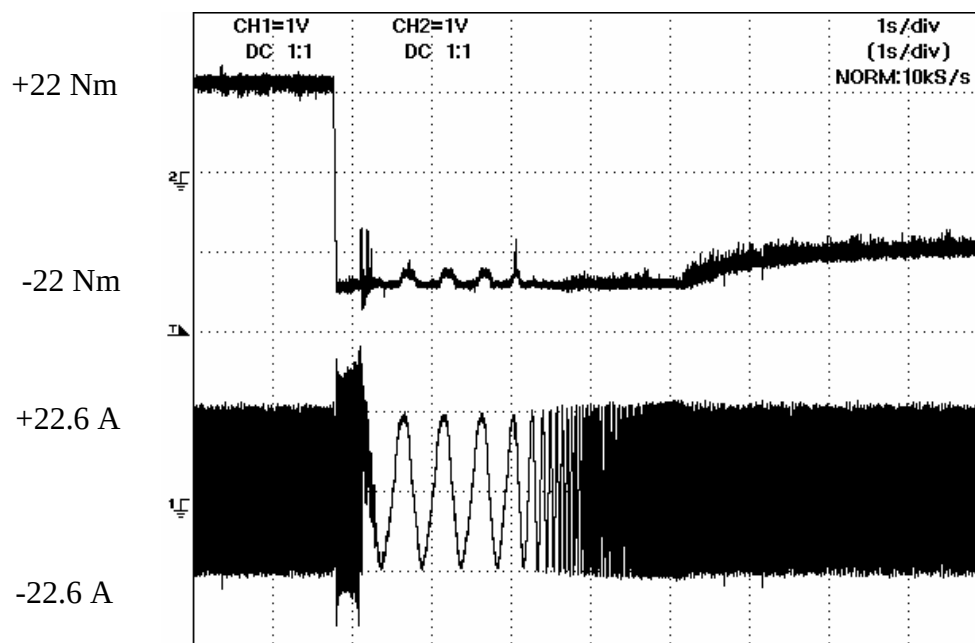


Figura 18.68 - Coppia stimata e corrente nella prova di inversione con coppia di riferimento che passa da +Climite a -Climite e velocità di rotazione che va da +2000 rpm a -2000 rpm con $G=200$

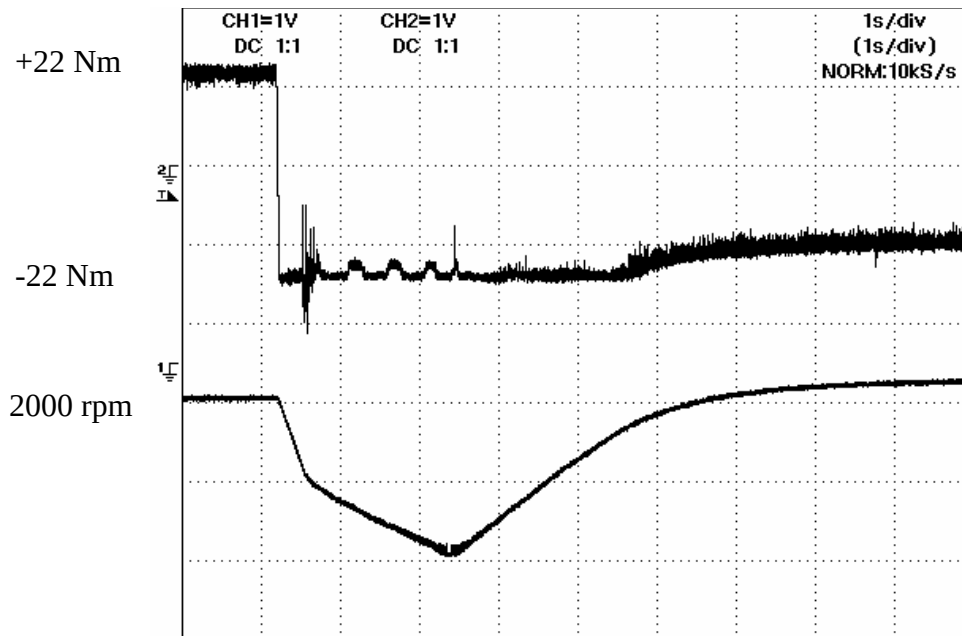


Figura 18.69 - Coppia stimata e velocità nella prova di inversione con coppia di riferimento che passa da +Climite a -Climite e velocità di rotazione che va da +2000 rpm a -2000 rpm con $G=200$

Dalle prove eseguite sul controllo DSVM predittivo con regolatore automatico di flusso si può dunque concludere che esso fornisce risultati decisamente buoni in termini di prestazioni a regime, soprattutto per ciò che riguarda la coppia sviluppata alle alte velocità. Per quanto concerne invece il ripple sulla corrente, quest'ultimo risulta accettabile ai bassi regimi, mentre alle alte velocità si presenta piuttosto consistente. Molto buoni risultano anche i flussi stimati a regime su tutto il campo di funzionamento preso in considerazione durante l'esecuzione dei test su banco. A fronte di questi aspetti indubbiamente positivi ne esistono però alcuni negativi, fra i quali il più importante risiede nel fatto che il ripple di coppia risulta essere molto elevato. Le cause di ciò sono da attribuire, come già detto, all'andamento distorto delle correnti alle alte velocità e al valore del guadagno dello stimatore di flusso nei confronti del quale questo controllo ha dimostrato di essere particolarmente sensibile. Per ciò che attiene al regolatore automatico, si nota infine come esso abbia fornito ottimi risultati, dimostrando come sia possibile implementare una legge di deflussaggio in grado di massimizzare le prestazioni della macchina nel campo di funzionamento a coppia limite costante e a potenza limite costante svincolandosi completamente dall'utilizzo di formule e di tabelle.

Capitolo 19

Il veicolo elettrico

19.1 Introduzione

Nella quinta ed ultima parte di questo lavoro si vuole presentare l'applicazione di una delle tecniche di controllo della coppia e del flusso della macchina asincrona illustrate nella teoria e riprese nella parte dedicata all'implementazione sul sistema di sviluppo, alla realizzazione del software per la trazione di un veicolo elettrico stradale azionato da un motore asincrono trifase. Il lavoro svolto rientra nell'ambito di un progetto di interesse nazionale nato con l'obiettivo di soddisfare le esigenze di mobilità di una vasta categoria di disabili motori, costituita da coloro i quali pur non essendo in grado di sganciarsi autonomamente dalla propria sedia a rotelle necessitano di un maggiore raggio di movimento rispetto a quello finora consentito dalle usuali carrozzine elettriche. In questo contesto il veicolo elettrico descritto in queste pagine rappresenta la risposta a questa necessità di movimento del disabile in cui il soggetto può entrare autonomamente nel veicolo con la propria carrozzina, porsi direttamente al posto di guida, e con l'ausilio di comandi appositamente adattati, circolare sulle strade cittadine con un buon grado di autonomia e sicurezza. Infatti attualmente gli spostamenti in ambito urbano del disabile motorio sono possibili solo con l'aiuto di terzi, utilizzando veicoli appositamente trasformati, oppure in rarissimi casi autonomamente su veicoli speciali (di gamma alta e quindi costosi) attrezzati per l'imbarco della carrozzella al posto di guida con complicati sistemi di sollevamento.

Nel progetto in questione invece si è mirato a considerare il disabile come un generico consumatore alla ricerca di un prodotto che si adatti alle sue esigenze di mobilità e che contemporaneamente presenti un prezzo accessibile. La scelta di un veicolo elettrico classificato come quadriciclo leggero costituisce il risultato di questa ricerca condotta

presso la potenziale utenza. La motorizzazione elettrica infatti costituisce un elemento che allarga il campo di utilizzo del veicolo, superando le frequenti restrizioni poste alla circolazione dei mezzi a motore endotermico (zone a traffico limitato, aree pedonali, cortili di palazzi, ecc...). Il veicolo elettrico in oggetto è dunque un prototipo caratterizzato da una forte innovazione in ciascuna delle sue componenti: telaio, ausili di imbarco, gestione del sistema di accumulo dell'energia e sistema di trazione. In questo capitolo verrà data una descrizione generale del veicolo con particolare riferimento alle sue componenti strutturali e al sistema hardware di trazione costituente il cuore dell'azionamento per cui è stato realizzato l'apposito software.

19.2 Generalità

Come anticipato nell'introduzione, il veicolo oggetto di questo capitolo è destinato ad una applicazione speciale fino ad ora non disponibile sul mercato: l'imbarco autonomo e la guida da parte di individui senza capacità motoria agli arti inferiori. La possibilità di rendere l'automezzo completamente fruibile dall'utente, senza alcun aiuto dall'esterno, è stata ottenuta adottando soluzioni tecniche particolarmente innovative sotto vari aspetti costruttivi. Al fine di contenere i costi di sviluppo ed i prevedibili costi di industrializzazione, si è scelto di utilizzare come base di partenza per lo sviluppo di questo prototipo un veicolo esistente, del quale utilizzare parte del telaio, della carrozzeria, della componentistica meccanica e dell'impianto elettrico di bordo. Avendo a disposizione questa serie di componenti è stato interamente progettato un nuovo veicolo che soddisfa alle specifiche particolari del progetto. Le soluzioni innovative individuate relativamente al telaio, alla carrozzeria ed al sistema di motopropulsione sono descritte di seguito.

19.3 Il telaio e il sistema di imbarco

Il telaio è costituito da una struttura tubolare in acciaio (Fe360 saldato MIG) in cui la sezione anteriore è sostanzialmente identica a quella del veicolo esistente, mostrata nella figura 19.1.



Figura 19.1 - Vista anteriore del telaio

La sezione centrale invece è modificata nel pianale: inferiormente questo è stato rinforzato per reggere un peso più elevato (carrozzina e persona trasportata), mentre nella parte superiore sono state ricavate delle corsie opportunamente sagomate per guidare la carrozzina al punto di ancoraggio. Nella posizione di guida è stato inserito, mediante un solido fissaggio, il sistema di ancoraggio della carrozzina al telaio. Una foto della sezione centrale del telaio è mostrata nelle figure 19.2 e 19.3.



Figura 19.2 - Pianale sagomato e sistema di ancoraggio



Figura 19.3 - Sistema di aggancio

La sezione posteriore del telaio è invece stata completamente progettata per soddisfare le esigenze specifiche dell'applicazione in oggetto. Al fine di consentire l'installazione della doppia rampa per l'imbarco della carrozzella è stato realizzato un sistema di sospensione delle ruote posteriori, a ruote indipendenti, di ingombro estremamente ridotto. La riduzione dell'ingombro del gruppo braccio-ammortizzatore è stato ottenuto utilizzando l'inedita disposizione mostrata nella figura 19.4, dove si può notare che i due ammortizzatori per ruota (tarati con un diverso precarico) sono posizionati in linea nelle immediate vicinanze della ruota stessa.



Figura 19.4 - Sospensione posteriore e cerniera di una rampa

Un buon compromesso tra ingombro e rigidità del telaio è stato ottenuto incernierando le rampe mobili ed i triangoli delle sospensioni posteriori sullo stesso asse, come la figura stessa evidenzia.



Figura 19.5 - Portellone mobile posteriore aperto

Il portellone posteriore è stato realizzato incernierando la parte mobile sul telaio porta carrozzeria. L'automatismo di movimentazione del portellone e delle due rampe è realizzato mediante 4 attuatori lineari del tipo vite-madrevite, pilotato da piccoli motori elettrici alimentati dall'impianto ausiliario di bordo. Tutti i nuovi elementi meccanici del telaio sono stati verificati mediante calcolo agli elementi finiti. Nella figura 19.6 è mostrato il risultato dell'analisi compiuta sulla sollecitazione torsionale dell'elemento di fissaggio del meccanismo di apertura del portellone.

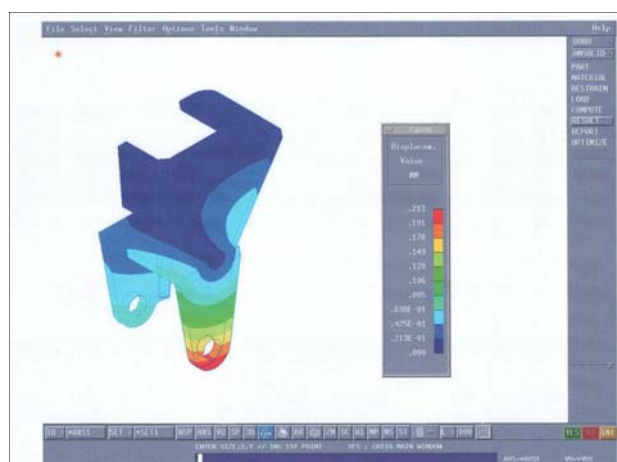


Figura 19.6 - Sollecitazioni torsionali sul punto di fissaggio del portellone

Le due rampe di imbarco sono realizzate in modo da garantire il contatto con il suolo anche in caso di asperità, gradini, o pendenze significative del terreno, grazie all'indipendenza degli azionamenti elettromeccanici che ne comandano il movimento. La pendenza che la carrozzina deve superare nella fase di imbarco è stata ridotta al minimo ($< 12\%$) grazie alla particolare soluzione di incernierare le rampe in un punto avanzato del telaio del veicolo. Ciò è stato possibile grazie alla particolare costruzione degli ammortizzatori posteriori montati completamente a sbalzo sulla parte inferiore del telaio.



Figura 19.7 - Imbarco della carrozzina sulle rampe



Figura 19.8 - Rampe e portellone in posizione di imbarco

Le rampe, mostrate nelle figure 19.7 e 19.8, sono realizzate in acciaio. Per garantire un facile e sicuro imbarco della carrozzella, il profilo delle loro sponde è stato opportunamente sagomato. Inoltre alle estremità esse sono forate con lo scopo di alleggerire la struttura e garantire una migliore visibilità posteriore quando, durante la guida, sono sollevate.

19.4 La carrozzeria

La carrozzeria del veicolo è costituita da un telaio in profilato di acciaio sagomato e saldato. Questo è sostanzialmente identico a quello del veicolo preesistente tranne che per il portellone posteriore il quale in questa applicazione ha una superficie estremamente più ampia. Il portellone, infatti, ingloba nella parte inferiore la quasi totalità del paraurti posteriore. Il telaio in acciaio è poi rivestito da pannelli termoformati in ABS.



Figura 19.9 - Vista anteriore del veicolo con carrozzeria completa



Figura 19.10 - Vista laterale del veicolo con carrozzeria completa

L'insieme dei pannelli del rivestimento contribuiscono ad incrementare la rigidezza del veicolo. Un particolare tipo di fissaggio dei pannelli al telaio della carrozzeria e tra loro, mediante elementi metallici e tramite adesivo, garantisce la resistenza del rivestimento agli agenti atmosferici. L'utilizzo dell'ABS ha consentito inoltre di sagomare i pannelli con un disegno tale da rendere il design complessivo del veicolo piuttosto gradevole, come si può vedere dalle figure 19.9 e 19.10.

19.5 Il sistema di trasmissione del moto

Il sistema di conversione elettromeccanica del moto del veicolo costituisce anch'esso un elemento di innovazione rispetto alle soluzioni finora presenti sul mercato. Esso consiste nell'integrazione in un unico assemblaggio del gruppo costituito da motore elettrico, differenziale e sistema di trasmissione, in un unico apparato denominato *motopropulsore*. Il motore asincrono di trazione è direttamente collegato all'ingresso del differenziale-riduttore, mentre l'uscita del differenziale è collegata alle ruote

anteriori tramite giunti omocinetici. Tale motore è stato progettato e realizzato appositamente per essere accoppiato ad un differenziale di comune impiego su questa tipologia di veicoli. I disegni del motopropulsore sono riportati nella figura 19.11, mentre nella figura 19.12 è mostrata una vista tridimensionale dell'apparato completo.

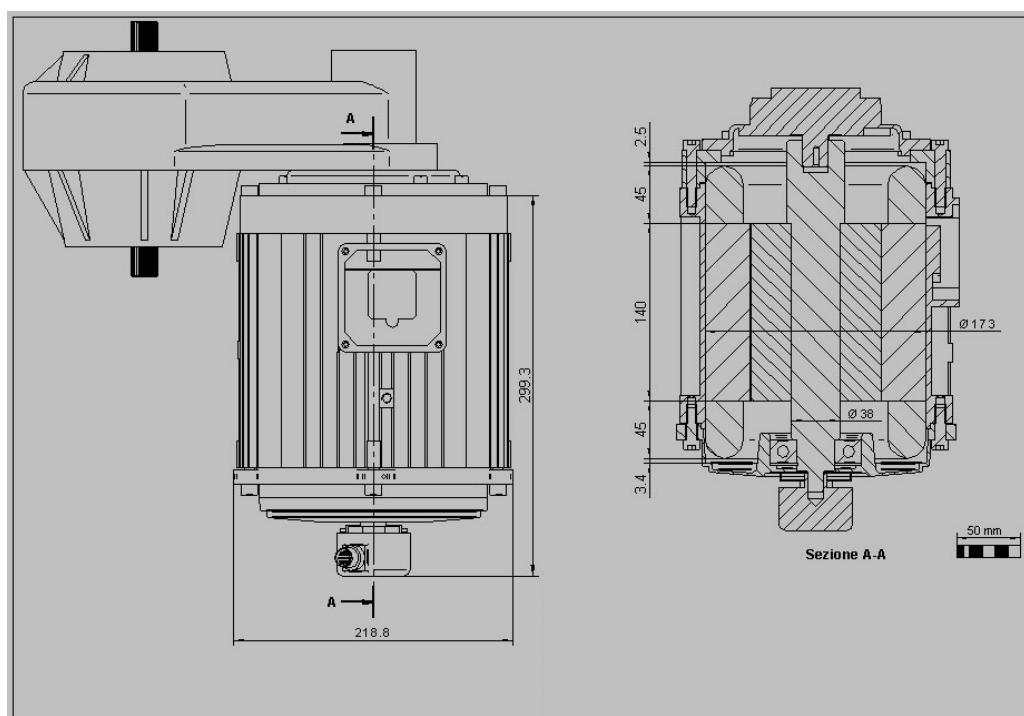
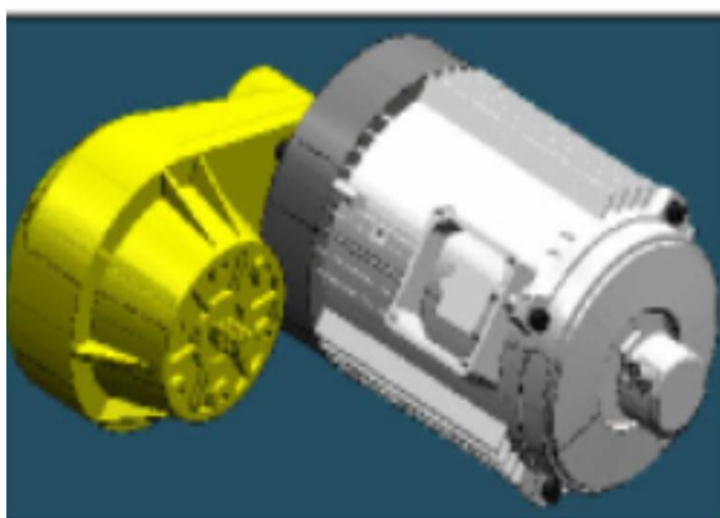


Figura 19.11 - Disegno del carter del motopropulsore e sezione del motore asincrono



19.12 - Vista tridimensionale del motopropulsore

Dal punto di vista meccanico il motore è privo della calotta anteriore e quindi del sostegno anteriore dell'albero. La sezione frontale della sua carcassa è disegnata per essere collegata direttamente alla sezione di ingresso del differenziale adottato. Il fissaggio avviene mediante prigionieri impegnati longitudinalmente sulla carcassa motore. L'estremità anteriore dell'albero motore è collegata all'albero di ingresso del differenziale mediante un accoppiamento diretto costituito dalla dentatura dei due alberi stessi (femmina lato motore e maschio lato differenziale). In questo modo il cuscinetto d'entrata del differenziale costituisce il secondo supporto dell'albero motore. L'accoppiamento così realizzato consente di risparmiare lo spazio normalmente occupato dalla calotta anteriore del motore con il relativo cuscinetto e dal giunto elastico tra i due alberi, altrimenti necessario con una diversa soluzione. Dal momento che le estremità dei due alberi sono studiate per essere inserite l'una nell'altra, l'ingombro di tale accoppiamento risulta pressochè nullo, e ciò consente di ottenere una inedita configurazione del motore asincrono nella quale le testate degli avvolgimenti sono a pochi millimetri dal carter del differenziale. Inoltre la riduzione al minimo dello sviluppo longitudinale del motopropulsore consente di contenere le sollecitazioni dovute al peso del motore asincrono montato a sbalzo sul differenziale e questo permette una costruzione più leggera della carcassa della macchina asincrona, del differenziale che la sorregge e dei suoi ancoraggi al telaio del veicolo, determinando una sensibile riduzione di peso del motopropulsore rispetto a soluzioni dove differenziale e motore costituiscono due elementi fisicamente separati.

La macchina asincrona trifase è stata progettata in modo da riprodurre le prestazioni richieste nella fase di dimensionamento del sistema di trazione e contemporaneamente soddisfare i limiti di ingombro determinati dal volume per essa disponibile nel cofano motore. Una delle peculiarità costruttive principali di questa macchina è quella di utilizzare un sistema di raffreddamento di tipo naturale. Ciò consente di superare i limiti di affidabilità che un servovenilatore avrebbe in un ambiente fortemente perturbato (vibrazioni, shock termici, polveri, ecc...) come il cofano motore. Calettato all'estremità posteriore dell'albero si trova poi un encoder ottico per la misura della velocità di rotazione della macchina. Le caratteristiche dell'encoder sono mostrate nella tabella della figura 19.13, mentre le caratteristiche elettriche del motore sono riportate nella tabella della figura 19.14.

ENCODER OTTICO			
Tipo	Incrementale	Numero di impulsi per giro	1024
Uscita	Push Pull	Alimentazione	24 V
Grado di protezione	IP54		

Figura 19.13 - Caratteristiche dell'encoder

MOTORE ASINCRONO TRIFASE			
Potenza nominale	3800 W	Rendimento	88%
Velocità nominale	2180 rpm	Raffreddamento	Naturale
Numero di poli	4	Grado di protezione	IP67
Frequenza nominale	75 Hz		
Velocità massima	6000 rpm		

Figura 19.4 - Caratteristiche elettriche del motore asincrono trifase

Il differenziale utilizzato è un differenziale COMEX specifico per l'applicazione su veicoli elettrici. Caratteristiche principali di questo dispositivo sono il carter in alluminio, le ruote dentate coniche di tipo automobilistico e la lavorazione termica superficiale. In particolare queste due ultime caratteristiche garantiscono un elevato rendimento (circa 92%), una bassa rumorosità, e la possibilità di raggiungere velocità dell'albero d'ingresso estremamente elevate (circa 14000 giri/min). Nella figura 19.15 è mostrato il differenziale in oggetto con la sezione di collegamento tra il motore e l'albero di ingresso in evidenza.

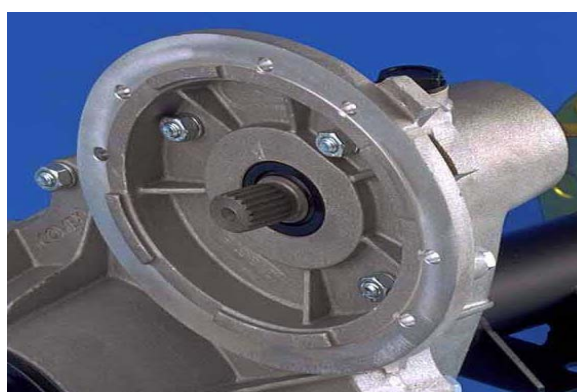


Figura 19.15 - Sezione di ingresso del differenziale riduttore

19.6 Il sistema di trazione

Il sistema di trazione del veicolo è costituito dal sistema di accumulo, dall'inverter, dal motore propulsore, dalla trasmissione, e dalle ruote. I diversi componenti sono stati dimensionati al fine di garantire al veicolo prestazioni corrispondenti alle normative attualmente in vigore per questa tipologia di veicoli e tenendo conto delle aspettative ed esigenze del potenziale utente.

Il veicolo è inoltre soggetto a diversi limiti di peso, di ingombro e di costo derivati dalle scelte effettuate in fase di progetto. In particolare risultano rilevanti due elementi di limitazione:

- Limite di peso: il veicolo, rientrando nella categoria dei quadricicli leggeri, è sottoposto alla normativa in materia che stabilisce un limite al peso a vuoto di 350 Kg.
- Limite di costo: il veicolo è concepito affinché, nel caso sia industrializzato, il suo costo finale sia piuttosto ridotto ($< € 15.000$) in modo da renderlo facilmente accessibile ai potenziali clienti. Questo limite impone al progetto di utilizzare componenti dal costo contenuto prodotti in serie con elevati volumi di produzione per applicazioni diverse dalla trazione elettrica.

I dati di progetto del veicolo e le principali caratteristiche del sistema di trazione sono riassunti nelle figure 19.16, 19.17, 19.18.

CARATTERISTICHE MECCANICHE GENERALI			
Coefficiente di penetrazione aerodinamica	C_x		0,4
Superficie frontale	S	m^2	2,2
Densità dell'aria	ρ	kg/m^3	1,22
Accelerazione di gravità	g	m/s^2	9,81
Resistenza al rotolamento	r	m	0,018
Rendimento della trasmissione	η_c		0,9
Massa veicolo senza accumulatori	M_1	kg	450
Massa degli accumulatori	M_2	kg	160
Massa trasportata	M_3	kg	200
Massa totale $[M_1+M_2+M_3]$	m_t	kg	850

CARATTERISTICHE ENERGETICHE VEICOLO A 45 KM/H CON PENDENZA 0%			
Velocità	V	m/s	12,50
Massa totale	mt	kg	850
Resistenza	R	N	234
Potenza alla ruota	P _r	W	2.925
Potenza del motore	P _m	W	3.250
Energia specifica all'albero	Es	Wh/km	72,21

Figura 19.16 - Caratteristiche meccaniche generali e corrispondenti caratteristiche energetiche del veicolo

CARATTERISTICHE DEL SISTEMA DI TRAZIONE			
SISTEMA DI ACCUMULO			
Batteria tipo	OPTIMA YELLOW TOP		
Tensione nominale monoblocco	V ₁	V	12
Ore di scarica nominali	HN	h	5
Capacità nominale C5	CN	Ah	60
Numero elementi	N _E		8
Peso monoblocco	M _E	kg	20
Peso complessivo sistema di accumulo	M2	Kg	160
Energia nominale monoblocco	EN1	Wh	720
Energia nominale sistema di accumulo	ENT	Wh	5760
Rendimento azionamento	η _a		0,95
Rendimento motore	η _m		0,88
Tensione fine scarica elemento	Vf1	V	10
Tensione fine scarica complessiva	Vf	V	80
MOTOTRASMISSIONE			
Potenza nominale	Pmn	W	3800
Velocità nominale	Vmn	rpm	2180
Velocità massima	Vmm	rpm	6000
Coppia nominale	Cmn	Nm	16,65
Sovraccarico di coppia	sc		2,3
Coppia massima di sovraccarico	Cmm	Nm	38,28
Rapporto di riduzione complessivo	rt		12,30
Raggio ruota	rr	m	0,248
Velocità nominale veicolo	vb	Km/h	16,6
Velocità massima veicolo	vmt	Km/h	44,1
Velocità motore ai 45 Km/h	vmm _b	rpm	5920,2
Fattore di potenza nominale motore	f _{dp}		0,8
Coefficiente sovraccarico di corrente	cs		1
Sovraccarico di corrente	I _{mm} /I _{mn}		2,3
Inerzia veicolo riportato all'albero motore J _m =m _t *(rr/rt)^2	J _m	Kg*m^2	0,3455

Figura 19.17 - Caratteristiche elettriche e meccaniche del sistema di trazione

PRESTAZIONI AZIONAMENTO CON MINIMA TENSIONE SUL SISTEMA DI ACCUMULO			
Tensione minima di sistema di accumulo	Vf	V	80,0
Corrente nominale motore (rms)	Imn	A	57,0
Corrente massima motore (rms)	Imm	A	131,2
Corrente massima motore (peak)	Immpk	A	185,5
Corrente nominale di batteria	Ibn	A	58,8
Corrente massima di batteria	Ibm	A	86,9
Prestazioni			
Accelerazione Km/h 0-15	ta1	s	2,6
Accelerazione Km/h 0-30	ta2	s	11,7
Accelerazione Km/h 0-45	ta3	s	55
Accelerazione iniziale pendenza 0 %	a0	m/s ²	2,06
Accelerazione iniziale pendenza 10 %	a10	m/s ²	1,08
Accelerazione iniziale pendenza 20 %	a20	m/s ²	0,09
Accelerazione iniziale pendenza 0 %	a0	m/s ²	2,06
Accelerazione iniziale pendenza 10 %	a10	m/s ²	1,08
Accelerazione iniziale pendenza 20 %	a20	m/s ²	0,09

Figura 19.18 - Prestazioni fornite dal sistema di trazione

19.7 Il sistema di accumulo dell'energia

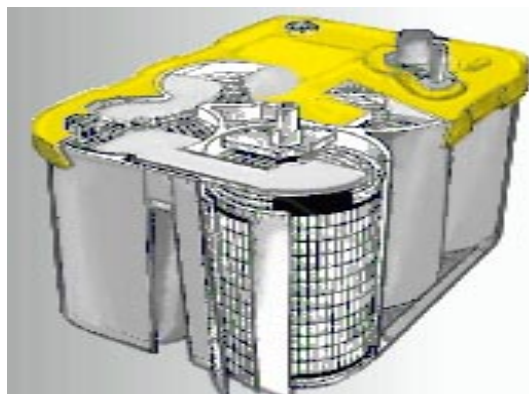
Il sistema di accumulo dell'energia principale consiste in una serie 8 batterie al piombo ermetiche da 12V commercialmente note con il nome di Optima Yellow Top. Queste batterie, pur essendo tecnologicamente avanzate, sono ampiamente disponibili sul mercato ad un costo contenuto. Gli elementi della batteria sono realizzati con piastre avvolte a spirale attorno ad uno strato di elettrolita gelificato composto da H₂SO₄ e alloggiate all'interno di un contenitore ermetico. Ogni singola cella contiene solo due fogli di metallo: uno positivo e uno negativo. I leggeri fogli di piombo sono avvolti in una solida spirale e sono separati mediante un materiale vetroso assorbente. Questo materiale, molto leggero e malleabile, permette ai fogli di piombo di essere avvolti assieme. Inoltre la solidità della cella avvolta con i fogli di piombo permette alle Optima di usare un metallo di maggiore purezza che richiede meno leganti per trattenere i fogli. Con una maggiore purezza del piombo, la griglia resiste alla corrosione, resiste più a lungo in condizioni di alta temperatura, e rende più bassa la resistenza elettrica. Grazie a questo design la Optima può usare fogli di piombo più sottili, permettendo ad ogni cella di contenere un numero maggiore di avvolgimenti, incrementando così la superficie della cella e quindi la quantità di energia accumulata

dalla batteria. Nella figura 19.19 è mostrato l'avvolgimento costituente una cella a spirale.



Figura 19.19 - Disegno schematico di una cella a spirale

Le celle a spirale sono pressurizzate ed inserite all'interno di cilindri individuali. Per evitare cortocircuiti fra i fogli e danni dovuti alla vibrazione, non c'è spazio libero fra i fogli. Una volta che le celle sono in funzione, l'elettrolita (acido solforico gelificato) è iniettato in ogni cella ed assorbito da separatori in vetroresina porosi. Questo sistema chiude l'elettrolita all'interno, evitando che si riversi o si perda, anche in caso di rottura. Si evita inoltre che il materiale attivo fuoriesca dai fogli. Le Optima, completamente sigillate, sono batterie che non danno luogo a fenomeni di corrosione e quindi come tali possono essere installate in ogni posizione; inoltre esse non richiedono manutenzione. Una valvola di sicurezza mette in comunicazione la batteria con l'esterno in caso di sovrappressioni interne che si potrebbero verificare durante una fase di carica eccessiva. Nella figura 19.20 è riportato l'aspetto di un monoblocco.



19.20 - Aspetto di un monoblocco

Le batterie scelte presentano caratteristiche elettriche soddisfacenti, riportate nella tabella di figura 19.21 e nel grafico corrente-tempo della figura 19.22, sono quindi utilizzabili per la realizzazione del sistema di accumulo dell'energia principale mediante la connessione di 8 monoblocchi in serie.

CARATTERISTICHE TECNICHE	
Tensione nominale	12 V
Tensione a morsetto aperto	13,2 V
Tensione di fine scarica	10,5 V
Capacità (in C20)	60 Ah
Capacità (in C5)	52 Ah
Capacità (in C2)	48 Ah
Densità di energia (in C2)	30,4 Wh/kg
Durata della scarica a 25 A cost.	124 min
Resistenza interna	0,0028 Ω
Numero cicli BCI/SAE (100% DOD)	>350
Numero cicli BCI/SAE (C2, 80% DOD)	>220
Lunghezza (mm)	245
Larghezza (mm)	173
Altezza (mm)	198
Peso minimo (kg)	19,5
Tipo morsetto	SAE

Figura 19.21 - Caratteristiche elettriche e costruttive delle batterie OPTIMA YELLOW TOP D900M

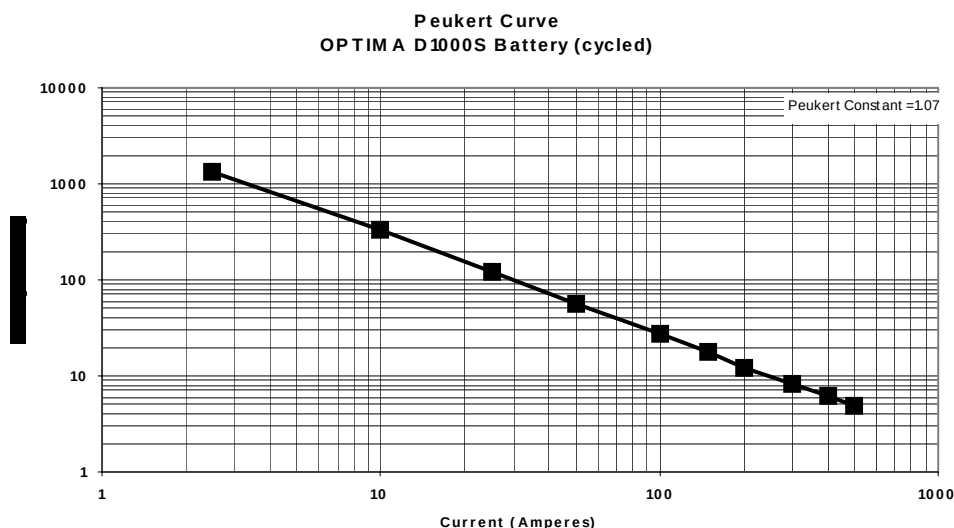


Figura 19.22 - Legame corrente erogata -tempo di scarica batteria OPTIMA YELLOW TOP D900M

Le caratteristiche elettriche evidenziate nelle figure 19.21 e 19.22 sono relative ad un utilizzo singolo della batteria. Qualora si colleghino in serie più monoblocchi occorre però considerare che queste batterie presentano una sensibile dispersione dei valori di capacità. Questa dispersione può determinare frequentemente condizioni di carica e di scarica disomogenee tra le batterie della serie. Nella figura 19.23 è mostrato l'andamento della tensione su ciascun monoblocco appartenente al sistema di accumulo costituito di 6 batterie collegate in serie e ricaricate con corrente costante paria 20 A. Come risulta evidente dalla suddetta figura, i singoli monoblocchi raggiungono la tensione di fine carica di 13,8 V in tempi diversi. Un sistema di carica basato sulla misura della tensione agli estremi della serie, non è quindi in grado di garantire che tutti i monoblocchi siano carichi e che alcuni di essi non siano sottoposti a carica eccessiva.

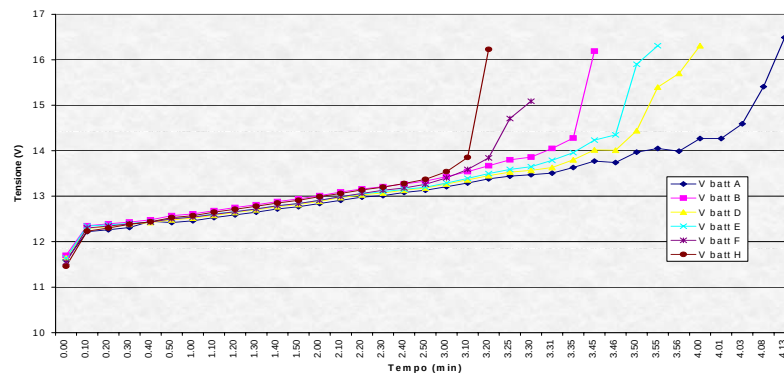


Figura 19.23 - Carica a corrente costante di 6 batterie collegate in serie

Una analoga disomogeneità tra i monoblocchi della serie si verifica durante la fase di scarica, come mostrato nella figura 19.24.

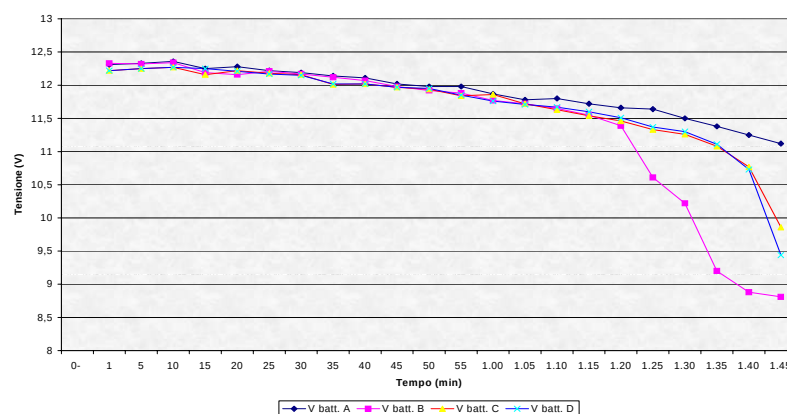


Figura 19.24 - Scarica di 4 monoblocchi OYT D900M collegati in serie

Al fine di superare il problema di equalizzazione descritto si è provveduto a realizzare un caricabatteria innovativo capace di equalizzare la carica tra i monoblocchi della serie. Il compito di tale caricabatteria, montato a bordo del veicolo, è di sottoporre ciascun elemento della serie alla procedura di carica prevista dalla casa costruttrice indipendentemente dalla disomogeneità delle caratteristiche tra i monoblocchi. Ciò consente a tutti i monoblocchi della serie di fornire effettivamente le prestazioni indicate nella tabella della figura 19.21.

19.8 La struttura dell'hardware di trazione

Il componente fondamentale dell'hardware di trazione è costituito da un inverter trifase a tensione impressa che comanda il motore asincrono. L'inverter è alimentato alla tensione continua di 96 V nominali fornita dal banco di accumulatori di trazione. Le modalità di controllo di questo convertitore sono quelle previste dalla tecnica SFVC con stimatore dinamico di flusso, descritta in dettaglio nel capitolo successivo.

L'inverter è costruito appositamente per soddisfare le esigenze di un sistema di trazione elettrica stradale alimentato con bassissima tensione di barra. Peculiarità dell'inverter è quella di utilizzare IGBT di nuova concezione caratterizzati da tensioni di blocco di 250 V e da cadute in conduzione estremamente ridotte ($V_{CESAT}=1.2V$), con correnti massime di 400 A a 25°C. Questi IGBT, prodotti da Mitsubishi Electric (CM450HA-5F), utilizzano la tecnologia *Trench IGBT* che ottimizza lo sfruttamento del silicio per applicazioni con bassa tensione ed elevata corrente. La disponibilità di questi IGBT ha consentito di realizzare un inverter ottimizzato per i valori di tensione e corrente dell'azionamento del veicolo, portando alla costruzione di un inverter estremamente compatto in grado di erogare correnti fino a $250A_{rms}$ durante i transitori di sovraccarico e allo spunto. La progettazione dell'inverter di trazione ha avuto come obiettivo quello di minimizzare il volume occupato dal convertitore. A questo scopo è stata messa a punto una efficiente disposizione dei componenti all'interno dell'involucro che consente di realizzare in modo efficace la connessione, il raffreddamento ed il controllo dei tre moduli di potenza CM450HA-5F.

Le principali scelte costruttive che hanno portato alla realizzazione di un inverter dalle dimensioni estremamente compatte sono rappresentate dall'uso di condensatori a capacità e tensione ridotta, dalla ventilazione perpendicolare al dissipatore,

dall'integrazione delle connessioni elettriche e dall'impiego di un contenitore ottimizzato.

Condensatori a capacità e tensione ridotta: l'alimentazione diretta dell'inverter dalle batterie di trazione consente una riduzione nella capacità dei condensatori del bus DC rispetto alle normali applicazioni che utilizzano in ingresso un ponte raddrizzatore, consentendo di utilizzare solamente tre condensatori elettrolitici (4700 μ F, 160 V) dal volume estremamente ridotto.

Ventilazione perpendicolare al dissipatore: il sistema di ventilazione ad aria forzata è stato concepito per ottenere la massima efficacia del dissipatore. Caratteristica inedita della soluzione adottata è la disposizione delle ventole, le quali sono montate perpendicolarmente alle alette del dissipatore e ne coprono quasi totalmente la superficie. In questo modo si ottiene una elevata velocità dell'aria a contatto con le alette ed una distribuzione uniforme del flusso su tutta la superficie dissipante. Grazie all'efficace raffreddamento i tre moduli sono installati uno rispetto all'altro in posizione estremamente ravvicinata.

Integrazione delle connessioni elettriche: una notevole riduzione del volume dell'inverter è stata ottenuta realizzando un circuito di potenza che nel minor spazio possibile connette tutti i dispositivi necessari. Le connessioni elettriche del circuito di potenza sono state realizzate impiegando esclusivamente barre di rame nudo opportunamente sagomate, evitando quindi di utilizzare conduttori isolati. L'isolamento è ottenuto mediante distanziamento ed ove necessario tramite l'interposizione di fogli di mica. In particolare tutti i collegamenti tra i condensatori del bus DC e i moduli di potenza sono realizzati con due piastre di rame di superficie elevata e strettamente sovrapposte. Questa soluzione oltre a diminuire gli spazi occupati consente una riduzione delle induttanze di dispersione di tale collegamento.

Integrato all'interno dell'inverter si trova il teleruttore di precarica che all'accensione del convertitore inserisce una resistenza sulla alimentazione proveniente dalle batterie per il controllo del transitorio di carica dei condensatori di bus DC.

Le connessioni di potenza con l'esterno sono realizzate mediante l'ancoraggio dei conduttori esterni direttamente sulle barre di rame fissate su un apposito supporto. Ciò consente l'eliminazione di morsettiere e quindi il risparmio di spazio.

Sull'inverter sono installate due schede elettroniche: la scheda controllo e la scheda driver. Esse sono montate una sopra l'altra e sono collegate da un corto flat-cable. Le due schede sono posizionate immediatamente al di sopra dei moduli di potenza in modo che i percorsi dei conduttori che collegano ciascun driver al corrispondente

modulo di potenza siano i più brevi possibili. Le alimentazioni necessarie a questa circuiteria sono ottenute mediante convertitore di tipo fly-back con uscite isolate, installato sulla stesa scheda dei driver. Quest'ultimo è alimentato direttamente dalle batterie di trazione, per cui l'inverter non necessita di alimentazioni ausiliarie per il sistema di controllo.

Contenitore ottimizzato: il contenitore dell'inverter è anch'esso stato realizzato appositamente per soddisfare le esigenze specifiche del progetto. Il contenitore garantisce infatti la protezione dell'inverter dalle sollecitazioni di tipo meccanico, termico ed ambientale che possono nascere all'interno del vano motore in cui l'inverter stesso è posizionato.

Caratteristica peculiare del contenitore è la suddivisione dello spazio in due settori. Il settore inferiore è rappresentato dalla alettatura del dissipatore e dall'alloggiamento delle ventole per la ventilazione forzata. Il settore superiore, che costituisce il contenitore vero e proprio, contiene invece tutti i dispositivi elettronici di potenza e controllo, ed è realizzato in esecuzione chiusa in modo da garantire la tenuta a polveri ed acqua secondo il grado di protezione IP 54. Particolare cura è stata posta in tal senso nella realizzazione delle sagomature di tutti gli elementi apribili.

19.9 Il sistema di controllo della trazione

Il controllo della trazione del motore è affidato alla scheda digitale ES696/5 realizzata dalla Ditta Elettronica Santerno, sulla quale sono ubicati due microprocessori dedicati al controllo delle funzioni necessarie alla movimentazione del veicolo, partendo dalla presa dei riferimenti provenienti dai dispositivi di guida situati nell'abitacolo, per arrivare all'invio dei segnali di comando per i driver degli IGBT dell'inverter. La scheda, oltre ai due microprocessori, è dotata di un sistema di comunicazione seriale, di una porta per la lettura dei segnali provenienti dall'encoder calettato all'albero del motore, di una porta di programmazione di tipo JTAG, e di una morsettiera a cui si attestano gli ingressi analogici e digitali provenienti direttamente dai dispositivi di guida: acceleratore, freno, selettore di senso di marcia e chiave di avviamento, semplificando notevolmente il circuito elettrico esterno. A bordo della scheda, i compiti di controllo svolti dai due microprocessori sono suddivisi nel modo seguente:

- **Microcontrollore INTEL N80C196KC20** $\Rightarrow$ implementa tutte le funzioni necessarie alla diagnostica dello stato di funzionamento del sistema di trazione afferente alla scheda di controllo e provvede alla gestione dei segnali provenienti dai dispositivi di guida allo scopo di generare il riferimento finale di coppia (prodotto all'interno di un apposito modulo di programma detto *modulo di condizionamento*) da inviare all'algoritmo SFVC con stimatore dinamico. In questo contesto esso provvede all'avviamento dell'inverter di trazione, alla selezione del senso di marcia del veicolo, alla generazione delle rampe di accelerazione, di decelerazione, di rallentamento, e di frenatura elettrica con recupero combinata a quella meccanica. Il riferimento finale di coppia generato dal microcontrollore, viene poi inviato ad intervalli regolari, tramite una RAM Dual Port (RAM a doppio accesso), ad un secondo microprocessore, affinché possa essere riprodotto dal motore di trazione.
- **Digital Signal Processor TMS320F240** $\Rightarrow$ contiene l'algoritmo di modulazione della tensione impressa dall'inverter al motore. Questo algoritmo, denominato come già anticipato *controllo SFVC con stimatore dinamico di flusso*, riceve in ingresso il riferimento finale di coppia dal microcontrollore, la misura della tensione del bus DC operata dal medesimo, e dopo avere eseguito l'acquisizione di due delle tre correnti assorbite dal motore e dei segnali in quadratura di fase provenienti dall'encoder incrementale, allo scopo di consentire il funzionamento dello stimatore dinamico di flusso, procede alla regolazione del modulo e della fase del vettore flusso statorico stimato all'interno della macchina asincrona mediante la tecnica di modulazione SVM simmetrica a cinque settori a nulla centrale. L'impiego del controllo SFVC con stimatore dinamico, accuratamente descritto nel capitolo che segue, consente un efficace controllo in coppia del motore in tutto il campo di variazione della velocità, rendendo possibile il sovraccarico del medesimo allo spunto e ai bassi regimi, in modo da fornire elevate coppie di accelerazione in questa zona di funzionamento, e garantendo al tempo stesso un ottimo comportamento della macchina a velocità elevate in condizioni di deflussaggio.

19.10 La gestione dei comandi di guida

La figura 19.25 mostra in modo schematico i collegamenti elettrici dell'azionamento

con i comandi di guida (acceleratore, freno, selettore di direzione, chiave di avviamento), con il banco di accumulatori e con il motore di trazione.

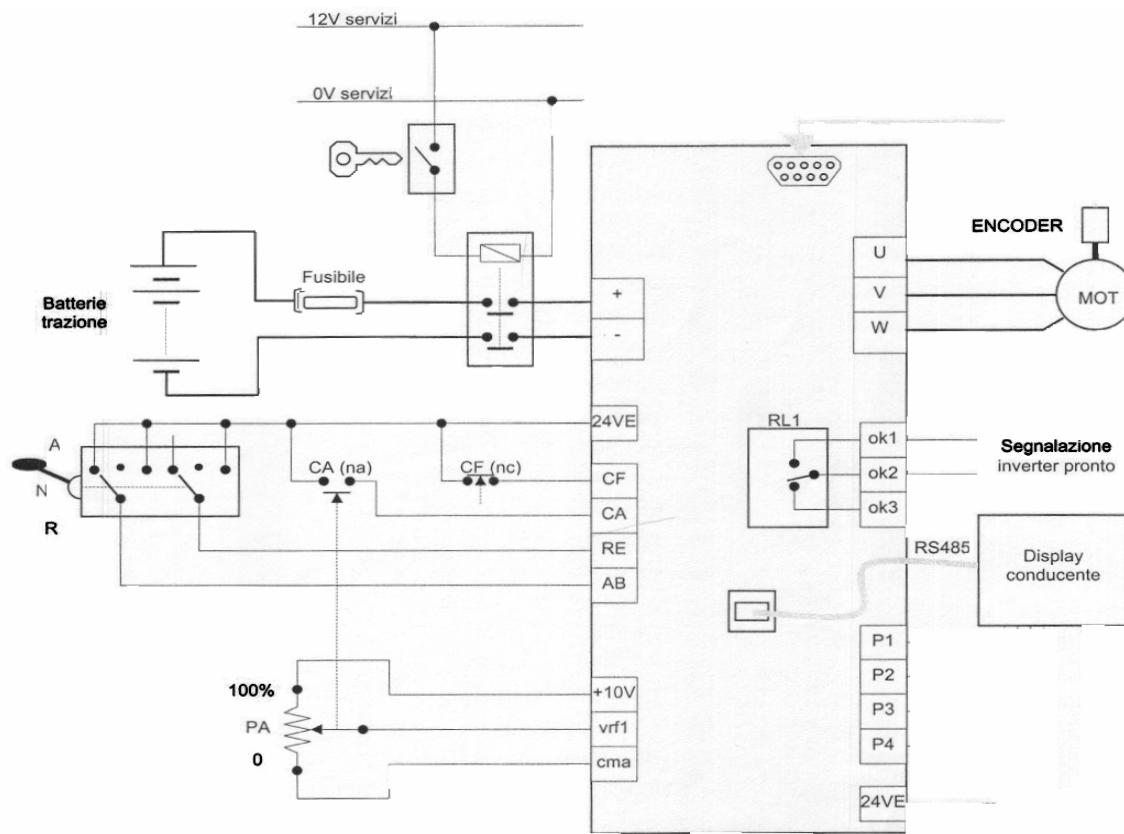


Figura 19.25 - Schema elettrico delle connessioni veicolo-azionamento

L'alimentazione a batterie dell'inverter avviene attraverso un fusibile di protezione ed un contattore comandato dall'interruttore a chiave di avviamento del veicolo. Il motore asincrono trifase è dotato di encoder incrementale 1024 impulsi/giro per la misura della velocità angolare meccanica. L'alimentazione a 24V DC dell'encoder è fornita direttamente dall'azionamento. Quattro ingressi digitali optoisolati (CF, CA, RE, MA) vengono utilizzati per i comandi di guida. Tutti gli ingressi digitali sono auto alimentati e vengono attivati collegandoli al terminale di alimentazione 24VE fornita dall'inverter. Un doppio deviatore a leva a tre posizioni viene poi impiegato per selezionare la marcia avanti "A", la posizione di folle "N" e la retromarcia "R". Il doppio deviatore comanda gli ingressi "MA" di abilitazione alla marcia avanti ed "RE" di abilitazione alla retromarcia. L'acceleratore è dotato di potenziometro "PA" e di uno switch "CA", normalmente aperto, che viene comandato in chiusura non appena

premuto l'acceleratore. Lo switch CA informa l'azionamento dello stato di completo rilascio dell'acceleratore in modo da poter attivare l'inversione di coppia corrispondente al primo livello di rigenerazione elettrica seguendo la legge di variazione della coppia di riferimento di tipo lineare corrispondente alla cosiddetta *rampa di rilascio*. Nel caso di distacco del cavo di collegamento lo switch risulta aperto e quindi è come se l'acceleratore fosse completamente rilasciato.

La leva del freno è dotata di uno switch "CF" normalmente chiuso. Appena si aziona la leva, tale contatto si apre comandando il secondo livello di frenatura elettrica rigenerativa con una legge di variazione della coppia di riferimento di tipo lineare corrispondente alla cosiddetta *rampa di frenatura*. Proseguendo la corsa della leva del freno oltre alla frenatura elettrica viene attivata la frenatura meccanica convenzionale. Un eventuale distacco del cavo, dovuto ad un guasto, mantiene inserita la frenatura elettrica. Le uscite del relè "ok1" e "ok2" permettono di conoscere lo stato dell'azionamento. Il relè RL1 viene attivato quando l'azionamento è pronto per ricevere i comandi di marcia e si disattiva ad azionamento non alimentato o in stato di fault. Il display conducente, il quale rappresenta una vera e propria consolle di comando, è connesso all'azionamento mediante interfaccia seriale RS485. Tale display, posto sul cruscotto del veicolo, consente di ottenere informazioni circa lo stato di funzionamento del medesimo, quali ad esempio il valore della tensione degli accumulatori o il valore della corrente del motore, nonché di visualizzare i messaggi di errore che segnalano le varie condizioni di guasto, ecc... Un'altra funzione di basilare importanza svolta dal display è quella di consentire la definizione del valore dei parametri dell'azionamento preposti alla taratura dei livelli di intervento delle protezioni e quello di permettere l'impostazione dei parametri di controllo della pendenza delle rampe di accelerazione, di decelerazione, di rilascio, di frenatura e di arresto, di cui verrà fornita una descrizione dettagliata nel capitolo 21, al fine di ottimizzare le prestazioni dinamiche e il comfort di guida del veicolo.

La logica di gestione dell'azionamento provvede ad elaborare i comandi allo scopo di definire, istante per istante, il riferimento di coppia da applicare al controllo del motore. Nella figura 19.26 è esemplificata una sequenza tipica di eventi durante la marcia del veicolo. I segnali digitali sono considerati attivi quando sono chiusi verso l'alimentazione 24VE, il segno della coppia è considerato positivo quando porta ad accelerare il veicolo in avanti e la velocità positiva quando il veicolo marcia avanti. Mediante l'interruttore a chiave si attiva il contattore TL1 che collega l'azionamento di trazione alla batteria di accumulatori. L'azionamento in queste condizioni è alimentato

e dopo una fase di start-up della durata di circa 1 secondo segnala la condizione di azionamento operativo con la chiusura del relè di uscita RL1.

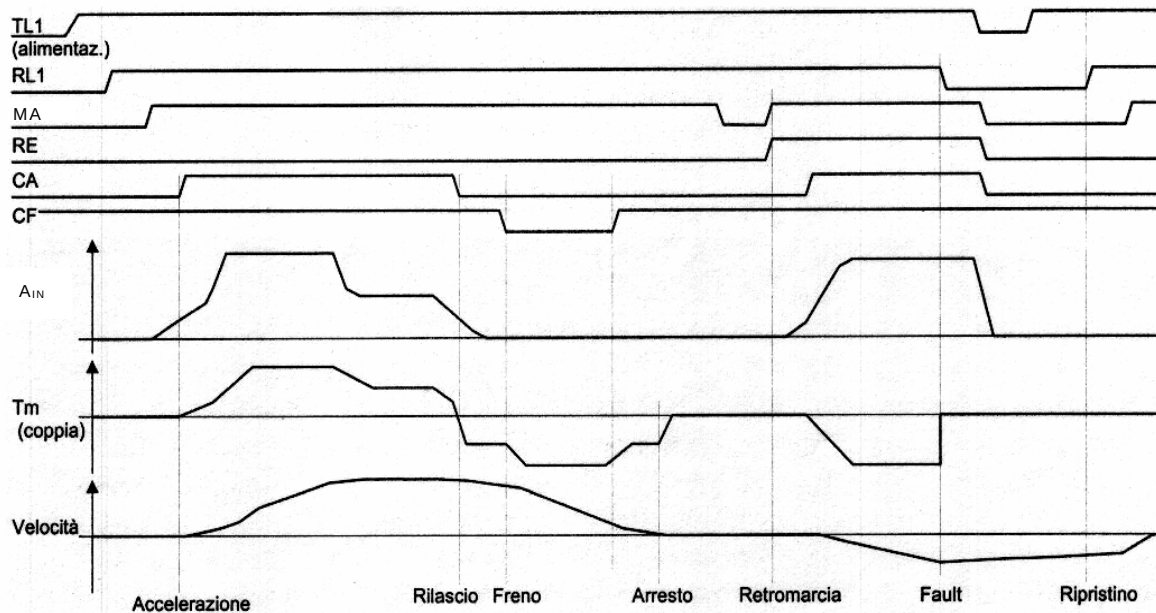


Figura 19.26 - Sequenza tipica di accelerazione, decelerazione, rilascio dell'acceleratore, frenatura ed arresto

Con il selettore di marcia nella posizione centrale l'ingresso MA è inattivo e l'inverter rimane nella situazione di standby. Il motore in tali condizioni si trova in folle e per evitare movimenti non voluti del veicolo è necessario che il freno di stazionamento o il freno a leva siano azionati. Nel momento in cui viene premuto l'acceleratore il contatto CA si chiude e il potenziometro PA misura il livello di pressione della leva dell'acceleratore fornendo all'azionamento una tensione di riferimento A_{IN} dipendente dalla posizione del medesimo. In questo modo al motore viene applicato un riferimento di coppia proporzionale all'ingresso analogico A_{IN} con un andamento nel tempo condizionato da opportune rampe programmabili. Nel momento in cui viene rilasciato il comando dell'acceleratore il contatto CA si apre e questo determina l'applicazione di una coppia di frenatura negativa di valore costante (parametro programmabile) che decelera il veicolo. Se l'utente preme anche il freno, il contatto CF si apre e la coppia di frenatura viene portata ad un valore negativo, maggiore del precedente in valore assoluto (parametro programmabile), in modo da effettuare la frenatura elettrica rigenerativa. Il contatto CF aperto ha la priorità sui comandi CA e

PA e quindi premendo contemporaneamente acceleratore e freno si ha comunque un'azione frenante. Quando in condizione di frenatura (CA aperto e/o CF aperto) la velocità misurata dall'encoder si approssima allo zero, ovvero scende al di sotto di un certo valore di soglia anch'esso programmabile da consolle di comando, una rampa temporale porta a zero la coppia frenante in modo da arrestare il veicolo senza che la coppia negativa frenante lo porti ad invertire il senso di marcia. Tutte le transizioni tra livelli diversi di coppia sono filtrate dal generatore di rampe con pendenze programmabili inserito nel cosiddetto *modulo di condizionamento* elaborato dal microcontrollore INTEL. Nel caso in cui il selettore di marcia venga portato nella posizione si retromarcia, l'ingresso MA si attiva assieme all'ingresso RE. La sequenza delle operazioni è analoga al caso della marcia avanti, eccetto per il fatto che tutti i riferimenti di coppia vengono cambiati di segno (coppia motrice negativa e coppia frenante positiva). Se il selettore di marcia viene portato nella posizione centrale (MA inattivo) con veicolo in moto l'inverter torna in condizione di standby ed il motore gira in folle. In questo caso è necessario agire sul freno meccanico per rallentare o mantenere fermo il veicolo. Se il selettore di marcia, durante il moto, viene portato in posizione opposta al segno della velocità misurata dall'encoder (esempio in posizione di retromarcia con MA e RE attivi quando la velocità misurata è positiva) viene impostata una coppia corrispondente a quella di frenatura, la quale come al solito va a zero con andamento a rampa quando la velocità si approssima allo zero. Nel caso di fault dell'inverter il relè di uscita RL1 si apre segnalando il blocco. L'indicazione della causa di blocco è visualizzata sul display conducente. Per ripristinare le operazioni è necessario agire sulla chiave di accensione togliendo temporaneamente tensione all'azionamento per riapplicarla subito dopo. Se il fault è ripristinabile, dopo il tempo di start-up, si ha la richiusura del relè RL1 e la ripresa delle condizioni di normale funzionamento.

Capitolo 20

Il controllo SFVC con stimatore dinamico di flusso

20.1 Introduzione

In questo capitolo della parte quinta procedendo in modo analogo a quanto fatto nella parte terza dedicata alle tecniche di controllo della coppia e del flusso della macchina asincrona, viene descritto lo schema a blocchi del sistema di controllo del motore asincrono, montato sul veicolo VIVI, preposto alla modulazione della tensione impressa ai suoi capi mediante la tecnica SFVC con stimatore dinamico di flusso. Al proposito si ricorda che la tecnica SFVC, appartenente alla categoria delle tecniche di controllo di tipo vettoriale della macchina asincrona, si basa sulla regolazione del vettore flusso statorico in funzione dei riferimenti di coppia elettromagnetica e flusso rotorico impostati. Il modulo e la fase di tale vettore vengono regolati mediante l'iniezione di terne di correnti opportune negli avvolgimenti del motore per mezzo dell'inverter trifase dell'azionamento modulato con la tecnica SVM simmetrica a cinque settori a nulla centrale. Il motivo fondamentale per cui è stata scelta questa tecnica di controllo per azionare il motore del veicolo risiede nelle sue elevate prestazioni, caratterizzate dalla possibilità di ricavare ad ogni velocità di funzionamento la massima coppia compatibile con i vincoli dell'azionamento, nella grande precisione nell'inseguimento dei riferimenti di coppia e flusso impostati, nell'elevata dinamica durante le fasi di transizione da una condizione di regime all'altra, ed infine nel basso ripple sulle correnti assorbite, con conseguente bassa rumorosità di funzionamento. A questo si deve aggiungere che lo stimatore dinamico di flusso, studiato e realizzato appositamente per far fronte alle esigenze tipiche delle applicazioni di trazione elettrica stradale, in cui l'obiettivo principale è quello di far

erogare alla macchina coppie molto elevate allo spunto e nel funzionamento a basso numero di giri, anche a scapito di un temporaneo sovraccarico in corrente del sistema, contribuisce ad esaltare ulteriormente le potenzialità intrinseche alla tecnica SFVC nel funzionamento a bassa velocità. Questo tipo di stimatore garantisce infatti errori di stima molto bassi sia a macchina ferma che ai bassi regimi, dando la possibilità al regolatore di tensione dell'algoritmo di controllo di generare un vettore tensione di riferimento che applicato alla macchina con la tecnica SVM le consente di erogare tutta la coppia al limite della tensione disponibile e della corrente ammissibile dall'azionamento nel funzionamento a bassa velocità. Il regolatore di tensione implementato nel controllo con stimatore dinamico, a differenza di quello descritto nel capitolo 9, del tipo proporzionale-integrale, è del tipo proporzionale compensato della forza controelettrica dinamica prodotta dal flusso. Inoltre la zona di funzionamento della macchina a flusso costante, nel controllo per il veicolo, è quella in cui la coppia limite varia al variare della velocità in modo del tutto analogo a quanto visto nella sezione precedente a proposito della versione del controllo DSVM con riferimento di coppia limite per la trazione. Un'altra differenza fondamentale che distingue il controllo SFVC illustrato nei capitoli precedenti per l'implementazione sul sistema di sviluppo e il controllo SFVC con stimatore dinamico per l'implementazione sulla scheda di controllo digitale del veicolo, risiede nel trattamento del segnale che costituisce il comando di coppia per la macchina asincrona. Nel primo caso tale segnale è costituito direttamente dalla tensione prelevabile ai capi del potenziometro ubicato sulla scheda di comando del sistema di sviluppo, convertito da un canale analogico-digitale del DSP TMS320F240, mentre nel secondo caso è rappresentato dal valore assunto da una apposita grandezza elaborata all'interno di un modulo di programma eseguito dal microprocessore INTEL N80C196XC2 e passato al DSP tramite la RAM Dual Port. Tale grandezza assume il significato di riferimento finale di coppia per l'algoritmo di modulazione della tensione applicata al motore a seguito di una opportuna operazione di condizionamento eseguita sul segnale proveniente dall'acceleratore del veicolo. In particolare si ha che la tensione prelevata ai capi del potenziometro collegato all'acceleratore viene acquisita da una canale di conversione analogico-digitale del microprocessore INTEL e assieme al valore della coppia limite di riferimento del controllo SFVC corrispondente alla pulsazione rotorica di funzionamento del motore, inviata a tale microprocessore attraverso la RAM DP, ed elaborata in modo tale che la sua variazione nel tempo, in funzione delle condizioni in cui sta operando il veicolo, non possa superare il limite fissato da un opportuno

parametro di controllo, detto *pendenza di rampa*. Il segmento di programma che nella parte INTEL esegue il condizionamento del segnale proveniente dall'acceleratore per generare il riferimento finale di coppia è stato denominato *modulo di condizionamento* e il suo funzionamento verrà descritto in modo dettagliato nel capitolo successivo sul software per il sistema di trazione.

20.2 La struttura del controllo SFVC con stimatore dinamico

La struttura del controllo SFVC con stimatore dinamico è mostrata nella figura 20.1.

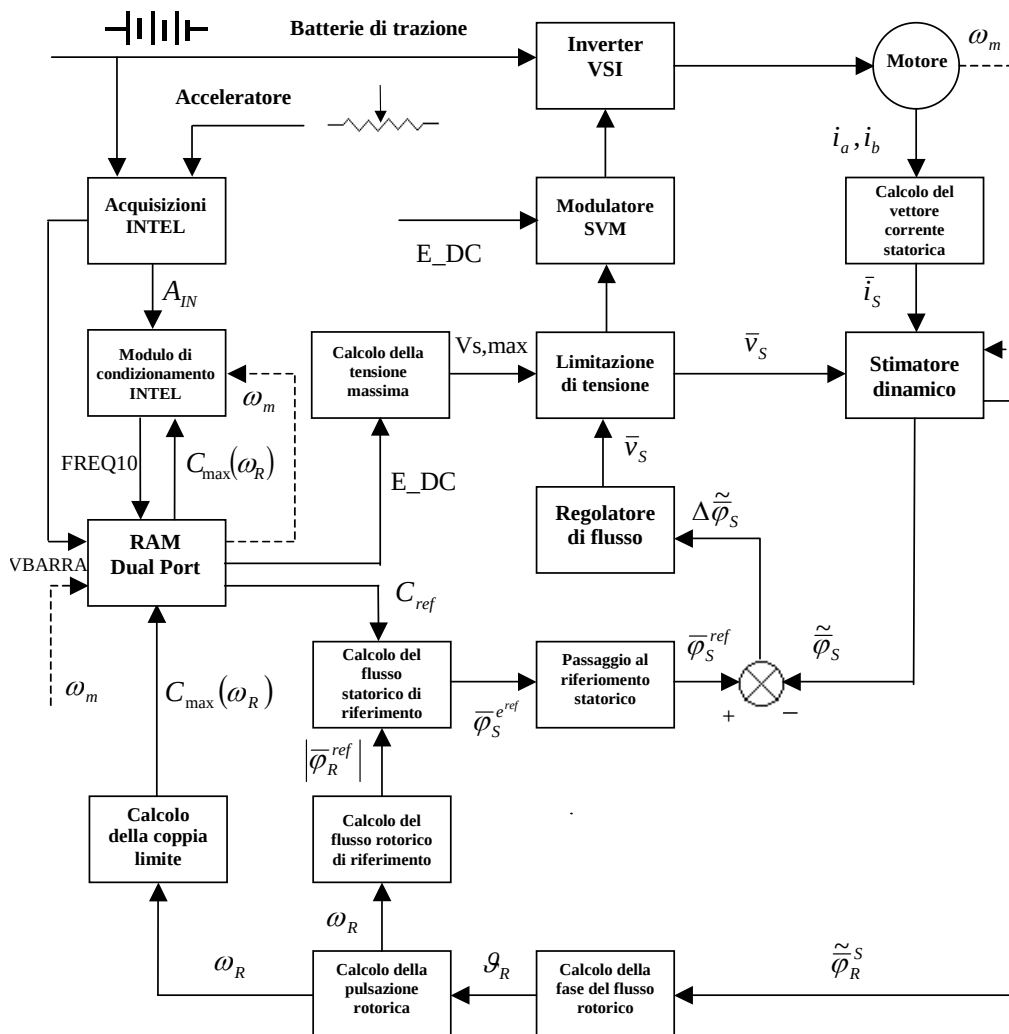


Figura 20.1 - Schema a blocchi del controllo SFVC con stimatore dinamico

In essa è riportato uno schema a blocchi che oltre a mostrare l'inverter di trazione e la macchina asincrona evidenzia le principali unità funzionali di cui si compone il programma di controllo implementato sulla scheda digitale. Tali unità sono quelle all'interno delle quali vengono svolte le operazioni necessarie al trattamento dei segnali provenienti dai convertitori analogico-digitali del DSP o del microprocessore INTEL tramite la RAM DP, quelle in cui vengono eseguiti i calcoli sulle grandezze acquisite, su quelle stimate e su quelle di riferimento, quelle in cui si ha la determinazione dei segnali di comando per i driver dell'inverter e quelle per l'invio alla RAM DP della coppia limite $C_{\max}(\omega_R)$ per il condizionamento del segnale proveniente dall'acceleratore. Dall'acquisizione delle correnti circolanti nelle fasi di statore e dalla misura, tramite encoder, della velocità di rotazione della macchina vengono determinati il vettore corrente statorica $\bar{i}_s$ e la velocità angolare meccanica ω_m , così da procedere, dopo avere effettuato il calcolo del vettore tensione previsto dal regolatore di flusso, eventualmente limitato in modulo, alla stima del vettore flusso rotorico in un sistema di riferimento statorico $\tilde{\varphi}_R^s$ e del vettore flusso statorico $\tilde{\varphi}_s$. Il flusso statorico stimato viene poi confrontato con il flusso statorico di riferimento $\bar{\varphi}_s^{ref}$, il quale, a meno di un cambiamento di sistema di riferimento, deriva dalla coppia di riferimento C_{ref} inviata dal microprocessore INTEL mediante la RAM DP e dal modulo del flusso rotorico di riferimento $|\bar{\varphi}_R^{ref}|$. Il regolatore di flusso calcola da ultimo il vettore tensione da applicare alla macchina in modo da annullare l'errore presente al suo ingresso. Il vettore tensione così ottenuto, dopo avere subito le opportune verifiche sul valore del suo modulo, il quale non può mai superare i limiti imposti dal sistema di alimentazione del motore, viene poi modulato dall'inverter con la tecnica SVM simmetrica a cinque settori a nulla centrale.

20.3 L'elaborazione dei segnali nello schema di controllo

Presentata la struttura generale del controllo SFVC con stimatore dinamico di flusso, passiamo ora ad illustrare il modo in cui i singoli blocchi funzionali elaborano i segnali necessari per eseguire il controllo della coppia e del flusso rotorico della macchina asincrona mediante la regolazione del modulo e della fase del vettore flusso statorico.

20.3.1 *Il calcolo del vettore corrente storica*

Il vettore corrente storica viene ricavato misurando due delle tre correnti di fase. Supponendo infatti che le correnti misurate siano quelle delle fasi a e b, si ha che la corrente nella fase c può essere ricavata come differenza delle due precedenti

$$i_c = -i_a - i_b \quad (20.3.1.1)$$

Per definizione il vettore $\bar{i}_s$ è dato dalla seguente espressione

$$\bar{i}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(i_a + i_b e^{j\frac{2}{3}\pi} + i_c e^{j\frac{4}{3}\pi} \right) \quad (20.3.1.2)$$

Tenendo conto della (20.3.1.1) si ottiene

$$\bar{i}_s = i_d + j i_q = \sqrt{\frac{3}{2}} i_a + j \frac{\sqrt{2}}{2} (i_a + 2i_b) \quad (20.3.1.3)$$

20.3.2 *La determinazione del flusso storico di riferimento*

Il flusso storico di riferimento, nelle componenti d e q del relativo vettore, viene ricavato dal modulo del flusso rotorico di riferimento e dalla coppia elettromagnetica di riferimento mediante le equazioni (2.4.21) e (2.4.22) del capitolo 2

$$\begin{cases} \varphi_{sd}^{e\ ref} = \frac{L_s}{M} \varphi_R^{ref} \\ \varphi_{sq}^{e\ ref} = \frac{L_s L_R \sigma}{pM} \frac{C_{ref}}{\varphi_R^{ref}} \end{cases} \quad (20.3.2.1)$$

le quali, come noto, valgono in un sistema di riferimento solidale con il vettore flusso rotorico.

Per determinare le componenti del vettore flusso storico di riferimento nel sistema storico occorre conoscere la fase del vettore flusso rotorico. A tale scopo scriviamo

le equazioni che esprimono il vettore flusso rotorico nel sistema statorico e il suo versore

$$\begin{aligned}\bar{\varphi}_R^S &= \frac{L_R}{M} \bar{\varphi}_S - \frac{L_S L_R \sigma}{M} \bar{i}_S \\ e^{j\theta_R} &= \frac{\bar{\varphi}_R^S}{|\bar{\varphi}_R^S|}.\end{aligned}\tag{20.3.2.2}$$

Il versore $e^{j\theta_R}$ rappresenta l'operatore di rotazione che applicato al vettore

$$\bar{\varphi}_S^{e\,ref} = \varphi_{Sd}^{e\,ref} + j\varphi_{Sq}^{e\,ref}\tag{20.3.2.3}$$

valutato nel sistema del flusso rotorico consente per l'appunto di ottenere il vettore flusso statorico di riferimento nel sistema statorico

$$\bar{\varphi}_S^{ref} = \left(\varphi_{Sd}^{e\,ref} + j\varphi_{Sq}^{e\,ref} \right) e^{j\theta_R}.\tag{20.3.2.4}$$

20.3.3 *Il regolatore di flusso*

La terna delle tensioni di alimentazione necessaria per fare in modo che la macchina asincrona sviluppi la coppia di riferimento imposta dal sistema di controllo, presentando al suo interno un flusso pari a quello di riferimento, viene applicata alle sue fasi mediante un inverter trifase a tensione impressa modulato con la tecnica SVM. Con essa, come noto, è possibile generare, una volta fissata la durata del ciclo di modulazione dell'inverter, un vettore tensione che mediamente coincide con quello necessario ad instaurare nella macchina la terna di flussi statorici che corrisponde alle richieste di coppia e flusso. Il regolatore di flusso, per quanto già visto sul controllo SFVC implementato sul sistema di sviluppo, è il dispositivo che converte il segnale al suo ingresso, rappresentato dall'errore tra il vettore flusso statorico di riferimento e il vettore flusso statorico stimato, nel segnale in uscita costituito dal vettore tensione media di riferimento che tende ad annullare l'errore stesso e dunque a soddisfare alle richieste del controllo. Noto il vettore tensione media di riferimento, tramite il

modulatore SVM interno al DSP, diviene possibile individuare, in ogni ciclo di modulazione, la successione degli istanti di accensione e spegnimento degli interruttori statici dell'inverter tale da consentirne la generazione.

Per illustrare il principio di funzionamento e lo schema a blocchi del regolatore di flusso implementato nel controllo SFVC con stimatore dinamico si consideri l'equazione statorica della macchina asincrona in forma complessa

$$\bar{v}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt}. \quad (20.3.3.1)$$

Nell'ipotesi che il vettore tensione applicato alla macchina sia modulato con la tecnica SVM e che flussi e correnti varino lentamente nel tempo rispetto alla durata T_C del ciclo di modulazione dell'inverter, una prima forma per l'equazione del regolatore di flusso è la seguente

$$\bar{v}_{s,M} = R_s \bar{i}_s + \frac{\bar{\varphi}_{s,REF} - \bar{\varphi}_s}{T_C} \quad (20.3.3.2)$$

in cui $\bar{v}_{s,M}$ è il vettore tensione medio modulato, $\bar{\varphi}_{s,REF}$ è il vettore flusso statorico di riferimento e $\bar{\varphi}_s$ il vettore flusso statorico. La figura 20.2 riporta lo schema a blocchi che riassume dal punto di vista grafico l'equazione appena ricavata.

Si nota che il regolatore basato su quest'ultima equazione, nonostante attui la compensazione della caduta di tensione sulla resistenza statorica (compensazione *feed forward*) offre prestazioni assai modeste in quanto, essendo semplicemente di tipo proporzionale, esercita un'azione regolante che dipendendo esclusivamente dall'errore di flusso amplificato determina un vero e proprio crollo della coppia alle alte velocità.

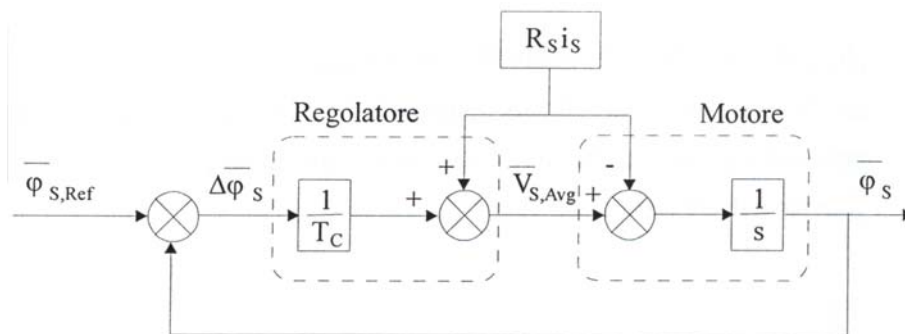


Figura 20.2 - Regolatore di flusso tradizionale di tipo proporzionale

Si consideri al proposito lo schema a blocchi della figura 20.2, da cui si deduce facilmente la funzione di trasferimento continua del regolatore proporzionale e si ricava il legame fra la variabile d'uscita $\bar{\varphi}_s$ e la variabile d'ingresso $\bar{\varphi}_s^{ref}$

$$\bar{\varphi}_s = \frac{1}{1 + T_C s} \bar{\varphi}_s^{ref}. \quad (20.3.3.3)$$

Indicando con ω_s la pulsazione del flusso statorico, si ha che il vettore corrispondente risulta in ritardo rispetto al vettore flusso statorico di riferimento di un angolo

$$\gamma = \arctg(T_C \omega_s) \cong T_C \omega_s \quad (20.3.3.4)$$

e subisce una attenuazione di modulo pari a

$$\varepsilon = \sqrt{1 + (T_C \omega_s)^2}. \quad (20.3.3.5)$$

Assumendo un tempo di ciclo uguale a quello del controllo implementato sulla scheda digitale del veicolo, pari a $200 \mu s$, e una pulsazione statorica di 314 rad/s , si ottiene

$$\begin{aligned} \gamma &\cong 3,6^\circ \\ \varepsilon &\cong 1,004. \end{aligned}$$

Con questi valori del ritardo di fase e dell'attenuazione di modulo la coppia si riduce del 50% circa rispetto a quella richiesta.

Per ovviare al problema e garantire istante per istante l'uguaglianza tra il flusso statorico interno alla macchina e quello di riferimento sarebbe necessario calcolare quest'ultimo in accordo con la seguente legge

$$\bar{\varphi}_s^{ref'} = \bar{\varphi}_s^{ref} + T_C \frac{d\bar{\varphi}_s^{ref}}{dt}. \quad (20.3.3.6)$$

Tuttavia nelle applicazioni pratiche tale quantità non è calcolabile con precisione per via dell'operatore derivata che amplifica i disturbi sulla stima del flusso statorico, rendendo di fatto la (20.3.3.6) inutilizzabile. Una soluzione parziale potrebbe essere semplicemente quella della compensazione dell'errore di ritardo tramite la rotazione in anticipo del vettore flusso statorico di riferimento di un angolo pari a γ , ma ciò

evidentemente manterrebbe inalterato l'errore di modulo. Per questa serie di motivi si ricorre al regolatore proporzionale compensato della forza controelettrica dinamica prodotta dal flusso statorico. I vantaggi derivanti dall'impiego di questo regolatore consistono nell'annullamento degli errori di fase e di modulo presenti nel regolatore tradizionale di tipo proporzionale e nella possibilità di variare il suo guadagno in modo da ottenere un miglioramento delle prestazioni dinamiche della macchina.

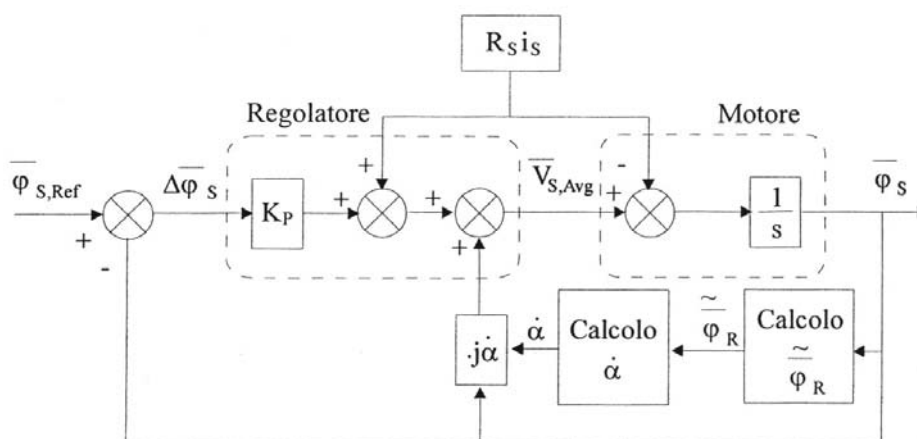


Figura 20.3 - Regolatore di flusso proporzionale compensato

L'equazione su cui si basa il regolatore proporzionale compensato si ottiene a partire dall'equazione di statore scritta nel riferimento solidale con il vettore flusso rotorico

$$\bar{v}_S^e = R_S \bar{i}_S^e + \dot{\bar{\varphi}}_S^e + j\dot{\alpha} \bar{\varphi}_S^e \quad (20.3.3.7)$$

essendo α la fase del vettore flusso rotorico rispetto al riferimento statorico.

L'errore di flusso è dato da

$$\bar{E}^e = (\varphi_{Sd}^{ref} - \varphi_{Sd}^e) + j(\varphi_{Sq}^{ref} - \varphi_{Sq}^e). \quad (20.3.3.8)$$

Indicando con K_p il guadagno del regolatore, ossia la costante proporzionale che moltiplica l'errore di flusso, le componenti del vettore tensione statorica nel riferimento solidale con il vettore flusso rotorico sono date dalle seguenti espressioni

$$\begin{cases} v_{sd}^e = R_s i_{sd}^e - \dot{\alpha} \varphi_{sq}^e + K_p E_{sd}^e \\ v_{sq}^e = R_s i_{sq}^e + \dot{\alpha} \varphi_{sd}^e + K_p E_{sq}^e \end{cases} \quad (20.3.3.9)$$

Per ricavare l'equazione del regolatore nel sistema di riferimento statorico è sufficiente moltiplicare il vettore tensione, le cui componenti sono quelle fornite dalle (20.3.3.9), per l'operatore di rotazione $e^{j\alpha}$ ottenendo l'equazione finale

$$\bar{v}_s = R_s \bar{i}_s + j \dot{\alpha} \bar{\varphi}_s + K_p (\bar{\varphi}_s^{\text{ref}} - \bar{\varphi}_s). \quad (20.3.3.10)$$

L'equazione appena ricavata dimostra come il calcolo del vettore tensione statorica necessario per effettuare la regolazione del vettore flusso statorico richieda la conoscenza della pulsazione rotorica ω_R , necessaria anche per determinare il valore del flusso rotorico di riferimento. Il valore di K_p introdotto nell'equazione effettivamente implementata nell'algoritmo di controllo è stato individuato compiendo inizialmente delle simulazioni numeriche relative al funzionamento di regime della macchina, mirate a stabilirne l'ordine di grandezza, e successivamente procedendo ad una sua taratura sperimentale tale da garantire un soddisfacente funzionamento del controllo in ogni condizione operativa del sistema.

20.3.4 La limitazione della tensione statorica

Il vettore tensione prodotto dal regolatore proporzionale compensato, prima di essere inviato all'ingresso del modulatore SVM del DSP, viene sottoposto ad un controllo sul valore del suo modulo nel blocco che effettua la limitazione di tensione: se questo è minore o uguale alla massima tensione modulabile con la tecnica SVM in condizioni di regime della macchina, la quale come noto dalla teoria vale

$$v_{s,MAX} = \frac{E_{DC}}{\sqrt{2}} \quad (20.3.4.1)$$

essendo E_{DC} la tensione del bus DC dell'inverter, esso viene lasciato inalterato, se invece tale modulo supera la $v_{s,MAX}$ viene posto uguale a quest'ultimo valore e la fase del vettore tensione così limitato viene mantenuta pari a quella calcolata dal regolatore nel ciclo di modulazione precedente.

Il funzionamento del limitatore di tensione inserito nell'algoritmo di controllo è riassunto schematicamente nel diagramma di flusso della figura 20.4.

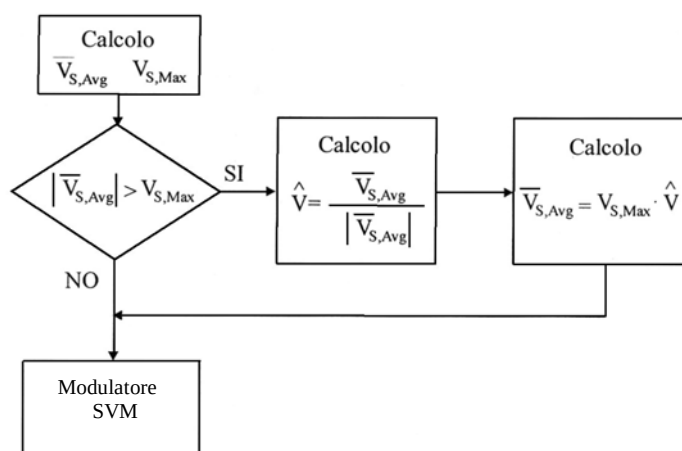


Figura 20.4 - Diagramma di flusso del limitatore di tensione

20.3.5 Lo stimatore dinamico

Lo stimatore dinamico di flusso è uno stimatore di tipo misto, appositamente sviluppato per un impiego nel campo della trazione elettrica stradale, nato dall'idea di coniugare le migliori peculiarità dello stimatore di flusso in corrente e dello stimatore di flusso in tensione, i quali per loro natura hanno funzionamenti ottimali in campi di velocità diversi. In particolare, come si è già avuto modo di notare nelle precedenti sezioni, lo stimatore di flusso in corrente, altrimenti detto stimatore corrente-velocità, consente di ottenere una stima ottimale del flusso rotorico per basse velocità di funzionamento, garantendo l'erogazione di coppie molto elevate sia allo spunto che ai bassi regimi. Per contro alle alte velocità, a causa dell'incremento dell'errore assoluto sulla misura di tale grandezza, commesso dall'encoder, esso dà luogo ad una forte imprecisione di stima (si veda al proposito il sottoparagrafo 4.3.2 del capitolo 4) che porta ad un vero e proprio crollo delle prestazioni della macchina. Lo stimatore in tensione, detto anche stimatore tensione-corrente, invece, al contrario, introduce errori di stima molto ridotti alle alte velocità, mentre a velocità basse o al limite a macchina ferma è sufficiente una piccola imprecisione sulla misura della resistenza statorica R_s affinché esso determini errori molto elevati (come dimostrato nel paragrafo 4.4 del

capitolo 4). Da queste considerazioni nasce per l'appunto lo stimatore dinamico, ossia uno stimatore che in base alla velocità di funzionamento della macchina è in grado di miscelare opportunamente tali due metodi di stima. Nello specifico esso coincide con lo stimatore in corrente per velocità nulla, con lo stimatore in tensione per velocità superiori ad un certo valore limite ω_{lim} , mentre per velocità intermedie opera una stima che viene ottenuta come media pesata dei valori forniti da entrambi gli stimatori funzionanti in parallelo. Nella figura 20.5 è rappresentato uno schema a blocchi che ne chiarisce il funzionamento.

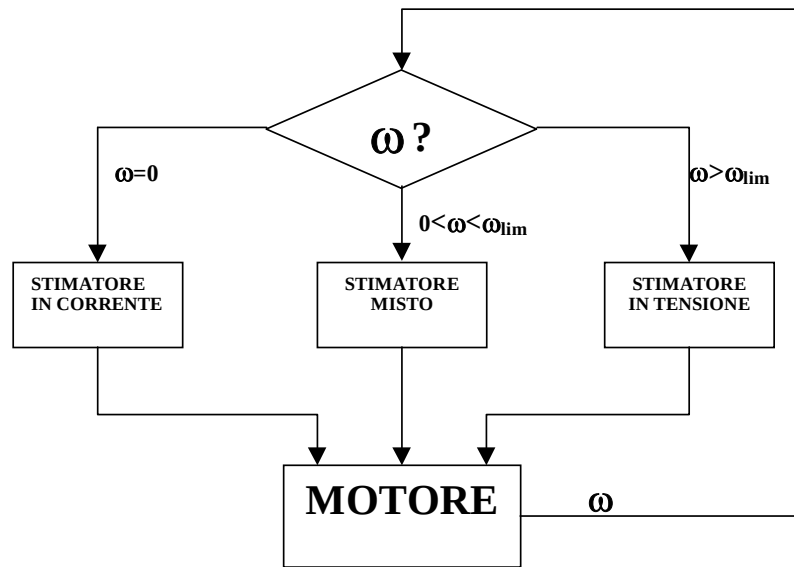


Figura 20.5 - Schema a blocchi dello stimatore dinamico

L'equazione fondamentale su cui si basa lo stimatore dinamico è la seguente

$$\varphi_D = \frac{\alpha_1(x) \cdot \varphi_I + \alpha_2(x) \cdot \varphi_T}{\alpha_1(x) + \alpha_2(x)} \quad (20.3.5.1)$$

dove α_1 e α_2 sono i pesi di stima, funzione della velocità angolare meccanica ω_m , associati rispettivamente al flusso stimato in corrente φ_I e al flusso stimato in tensione φ_T , mentre φ_D è il flusso calcolato dallo stimatore dinamico. La variabile adimensionale x , compresa tra 0 ed 1, è definita nel seguente modo

$$x = \frac{\omega}{\omega_{\lim}} \quad (20.3.5.2)$$

essendo $\omega_{\lim}$ la velocità oltre la quale lo stimatore dinamico coincide con lo stimatore in tensione. L'andamento dei pesi α_1 e α_2 in funzione della variabile x è stato scelto di tipo parabolico per corrispondere alle esigenze di buon funzionamento del controllo senza complicare eccessivamente l'implementazione del programma. Inoltre per semplicità si è posta la somma dei due pesi uguale al valore 128 per facilitare la messa in scala delle equazioni dello stimatore.

In generale i due pesi possono essere espressi in funzione della variabile x nel modo seguente

$$\begin{cases} \alpha_1 = a_1 x^2 + b_1 x + c_1 \\ \alpha_2 = a_2 x^2 + b_2 x + c_2 \end{cases} \quad (20.3.5.3)$$

Per ricavare i sei coefficienti $a_1, a_2, b_1, b_2, c_1, c_2$ occorre imporre altrettanti vincoli, i quali possono essere assegnati come segue

- $x=0 \quad (\omega=0) \quad \Rightarrow \quad \alpha_1=128 \quad \alpha_2=0$
- $x=1 \quad (\omega=\omega_{\lim}) \quad \Rightarrow \quad \alpha_1=0 \quad \alpha_2=128$
- $\alpha_1(x) + \alpha_2(x) = 128 \quad \forall x.$

Come ultimo vincolo si impone il valore di $x = x_i$ per cui si ha l'intersezione delle due parabole

- $\alpha_1(x_i) = \alpha_2(x_i).$

Con ciò si ottiene il seguente sistema di equazioni

$$\begin{cases} 128 = c_1 \\ 0 = c_2 \\ 0 = a_1 + b_1 + c_1 \\ 128 = a_2 + b_2 + c_2 \\ 128 = a_1(0.5)^2 + b_1(0.5) + c_1 + a_2(0.5)^2 + b_2(0.5) + c_2 \\ a_1(x_i)^2 + b_1(x_i) + c_1 = a_2(x_i)^2 + b_2(x_i) + c_2 \end{cases} \quad (20.3.5.4)$$

da cui si ricavano i coefficienti cercati

$$\begin{cases} a_1 = \frac{128x_i - 64}{x_i^2 - x_i} \\ b_1 = \frac{-128x_i^2 + 64}{x_i^2 - x_i} \\ c_1 = 128 \\ a_2 = -a_1 \\ b_2 = -b_1 \\ c_2 = 0 \end{cases} \quad (20.3.5.5)$$

I parametri che individuano le curve dei pesi sono la velocità limite ω_{lim} e l'ascissa di incrocio delle parabole x_i . Occorre puntualizzare che affinché α_1 e α_2 risultino positivi e le rispettive funzioni siano monotone decrescenti e crescenti, le ascisse dei vertici delle parabole devono essere entrambe maggiori di uno o minori di zero. Si ricava agevolmente che il parametro x_i deve variare nel seguente intervallo

$$1 - \frac{\sqrt{2}}{2} < x_i < \frac{\sqrt{2}}{2} \quad (20.3.5.6)$$

ossia in pratica x_i deve essere compreso tra 0.29 e 0.70.

Un tipico andamento dei pesi è quello rappresentato nella figura 20.6 dove si può notare chiaramente come x_i sia effettivamente quel particolare valore di x per cui le due curve si intersecano. Risulta evidente che quanto più è piccolo questo parametro tanto più il passaggio dallo stimatore in corrente a quello in tensione è repentino per le basse velocità e dolce per le alte velocità, evitando così la brusca transizione dallo stimatore dinamico allo stimatore in tensione quando $x=1$. Al contrario quanto più x_i si avvicina al limite superiore, pari a 1, tanto più questo passaggio diventa spigoloso. La situazione descritta nei due casi è illustrata dal punto di vista grafico nelle figure 20.6 e 20.7 per valori di x_i pari a 0.35 e 0.60 rispettivamente.

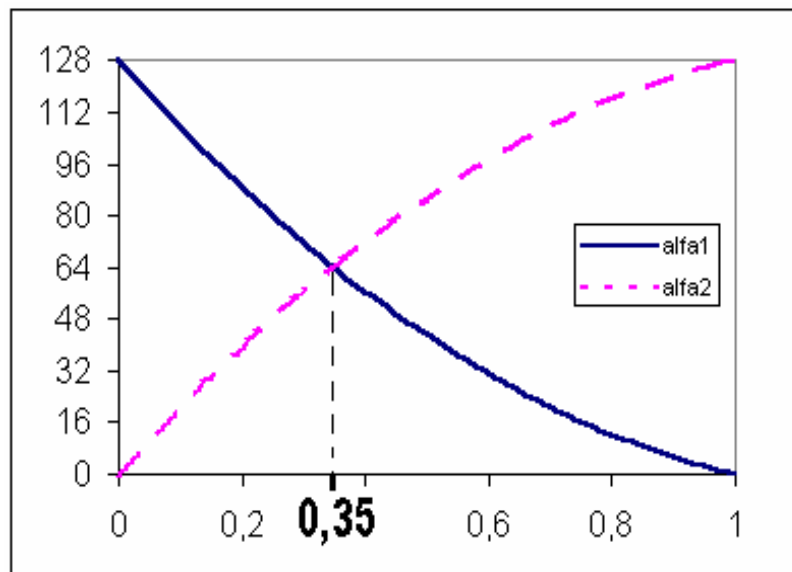


Figura 20.6 - Andamento dei pesi α_1 e α_2 per $x_i = 0.35$

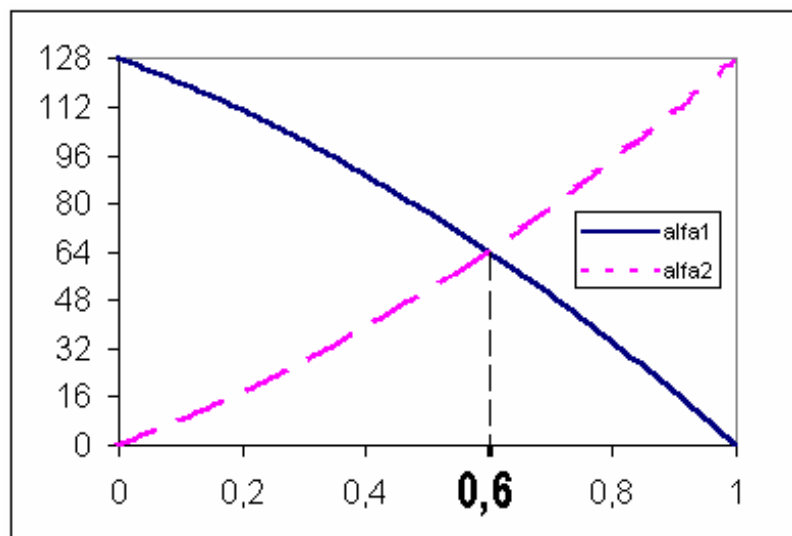


Figura 20.7 - Andamento dei pesi α_1 e α_2 per $x_i = 0.60$

Nella figura 20.8 invece è mostrato l'andamento dei pesi nel caso in cui x_i non rientri nel campo di valori consentito e dia luogo ad un peso di segno negativo privo di significato fisico.

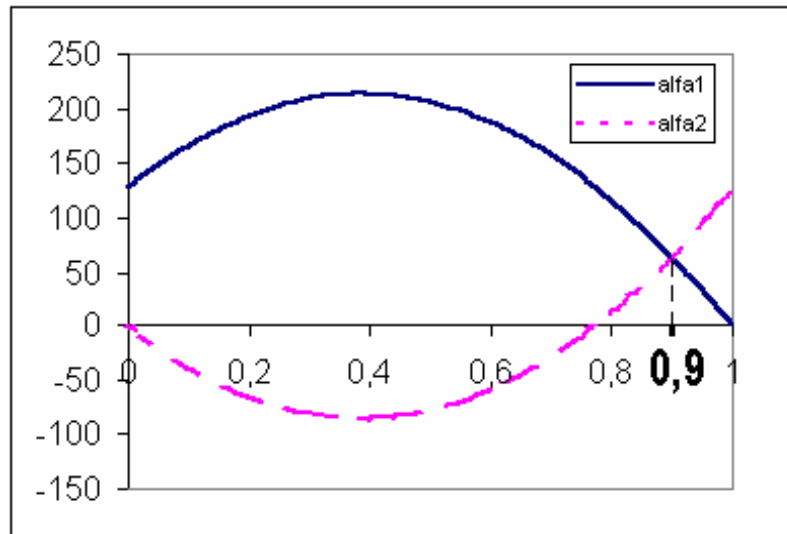


Figura 20.8 - Andamento dei pesi α_1 e α_2 per $x_i = 0.90$

Per quanto riguarda la velocità di transizione ω_{lim} , così come per l'ascissa x_i , non esistono particolari criteri che ne possano guidare la scelta. Soltanto le prove sperimentali sull'azionamento possono indicare il valore più opportuno in relazione alla fedeltà del controllo nell'inseguimento dei riferimenti di flusso e di coppia impostati, alle prestazioni di regime al limite della coppia erogabile, alla qualità delle correnti assorbite e dei flussi stimati, nonché alla risposta dinamica del sistema a brusche variazioni della coppia di riferimento. Si nota che la messa a punto sperimentale di questi due parametri dello stimatore dinamico, così come di tutti gli altri parametri del controllo SFVC, è stata compiuta con estrema semplicità ricorrendo al foglio elettronico Scalizzatore.xls, la cui funzione di interfaccia utente è stata descritta in dettaglio nella parte dedicata all'implementazione delle tecniche di controllo della coppia e del flusso della macchina asincrona sul sistema di sviluppo, ed ha portato alla determinazione di una ascissa x_i uguale a 0.35 e di una velocità di transizione ω_{lim} che espressa in radianti elettrici al secondo è pari a 1400 e che in giri meccanici al minuto è uguale a 6680.

La seguente figura 20.9 mostra infine un grafico che chiarisce il modo di operare dello stimatore dinamico, mettendo in evidenza il peso delle stime compiute dallo stimatore in corrente e dallo stimatore in tensione alle diverse velocità di rotazione, esprimendo le percentuali in cui i flussi corrispondenti, φ_I e φ_T rispettivamente, contribuiscono a determinare il flusso risultante stimato φ_D .

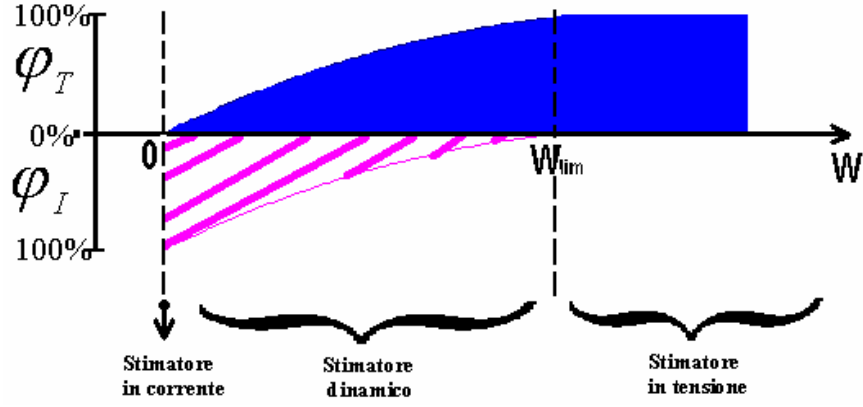


Figura 20.9 - Contributo della stima in corrente e della stima in tensione alla stima dinamica in funzione della velocità

20.3.6 La stima della fase del flusso rotorico

La stima della fase del flusso rotorico ϑ_R viene ottenuta a partire dalla stima della pulsazione del flusso rotorico ω_R derivando rispetto al tempo il vettore flusso rotorico stimato dallo stimatore dinamico secondo la relazione

$$\frac{d\bar{\varphi}_R}{dt} = \frac{d|\bar{\varphi}_R|}{dt} e^{j\vartheta_R} + j\omega_R \bar{\varphi}_R. \quad (20.3.6.1)$$

Infatti moltiplicando scalarmente ambo i membri della (20.3.6.1) per $j\bar{\varphi}_R$ si ricava

$$\omega_R = \frac{\frac{d\bar{\varphi}_R}{dt} \bullet j\bar{\varphi}_R}{\varphi_R^2} = \frac{d\hat{\varphi}_R}{dt} \bullet j\hat{\varphi}_R \quad (20.3.6.2)$$

essendo $\hat{\varphi}_R$ il versore del vettore flusso rotorico stimato.

Nota ω_R la stima della fase del vettore flusso rotorico si ricava immediatamente per integrazione

$$\vartheta_R = \int_0^t \omega_R(\tau) d\tau.$$

Capitolo 21

Il software per la trazione

21.1 Introduzione

L'applicazione del controllo SFVC con stimatore dinamico descritto nel capitolo precedente alla trazione del veicolo elettrico VIVI ha richiesto lo studio di una soluzione applicativa dedicata appositamente all'implementazione dell'algoritmo di controllo sulla scheda digitale ES696/5 dell'inverter. Tale soluzione si è risolta nella creazione di un ambiente software composto da svariati codici di programma per la gestione della comunicazione fra il DSP TMS320F240, su cui è stato implementato l'algoritmo SFVC con stimatore dinamico, preposto alla modulazione dell'inverter che comanda il motore, ed il microprocessore INTEL N80C196KC20 dedicato alla gestione dei segnali di controllo necessari al funzionamento della scheda, all'acquisizione di alcune delle grandezze richieste dall'algoritmo di modulazione stesso ed infine al condizionamento dei segnali di comando impartiti dal conducente del veicolo al fine di generare, nelle varie situazioni di marcia, un adeguato riferimento di coppia per la macchina asincrona. A questo scopo è stato previsto che l'algoritmo di modulazione dell'inverter caricato sul DSP effettui la conversione analogico-digitale del segnale di tensione proveniente dall'acceleratore posto sul volante di guida e trasferisca il segnale convertito al microprocessore INTEL, attraverso una memoria RAM a doppio accesso (RAM Dual Port), dove viene generato un riferimento di coppia per la macchina asincrona la cui rapidità di variazione non può essere superiore a quella imposta dalla pendenza della *rampa di accelerazione-decelerazione* e il cui valore non può superare la coppia massima imposta dal controllo SFVC alle varie

velocità di funzionamento. Per fare in modo che la coppia massima a cui viene limitata la coppia di riferimento vari in funzione della velocità è indispensabile che quest'ultima grandezza, calcolata dall'algoritmo implementato su DSP nella parte che precede la stima dei flussi operata dallo stimatore dinamico, venga anch'essa trasferita al microprocessore INTEL attraverso la RAM a doppio accesso. Il segnale così elaborato nella parte INTEL, dopo una semplice operazione di filtraggio digitale, viene restituito al DSP sotto forma di riferimento finale di coppia in funzione del quale, assieme al valore di riferimento del flusso rotorico di macchina, il DSP compie i calcoli di modulazione, ovvero stabilisce ciclo per ciclo la successione e la durata delle configurazioni dell'inverter che alimenta la macchina per la generazione del vettore tensione richiesto dall'algoritmo di controllo con la tecnica SVM. Il condizionamento del segnale proveniente dall'acceleratore viene eseguito in maniera diversa a seconda delle condizioni di marcia del veicolo. Il primo caso di condizionamento è quello precedentemente descritto della rampa di accelerazione-decelerazione, ossia quello relativo alle normali operazioni di regolazione della posizione dell'acceleratore nella marcia avanti o nella marcia indietro. Il secondo caso è quello in cui il conducente, a partire da una certa condizione di moto del veicolo, in cui il motore sviluppa una certa coppia all'albero, rilascia completamente l'acceleratore: in questa situazione si ha che la coppia di riferimento viene fatta calare dal valore precedente al rilascio fino ad un valore costante di segno opposto (*coppia di rilascio*) con andamento lineare e pendenza pari a quella stabilita dalla *rampa di rilascio*, così da ottenere un pronto rallentamento. Il terzo caso è quello in cui il veicolo effettua una frenata: premendo la leva del freno si ha infatti che la coppia di riferimento viene fatta rapidamente calare, secondo la pendenza fissata dalla *rampa di frenatura*, dal valore posseduto un istante prima della frenata a un valore costante di segno opposto (*coppia di frenatura*) in modo da effettuare una frenatura elettrica con recupero, la quale, a seconda del livello di pressione della leva del freno, può essere accompagnata o meno dalla frenatura meccanica, al fine di ottenere una decelerazione più o meno decisa. Al termine di ogni fase di rallentamento del veicolo, sia essa prodotta dal rilascio dell'acceleratore, oppure dalla pressione del freno, si ha che quando la velocità del motore scende oltre un certo limite la coppia di riferimento viene portata a zero mediante la *rampa di arresto* e mantenuta a tale valore fintanto che non viene nuovamente premuto l'acceleratore. Si sottolinea che tutto quanto illustrato a proposito della gestione del segnale di coppia si riferisce indifferentemente sia alle situazioni di marcia avanti che a quelle di marcia indietro del veicolo, potendo quest'ultimo spostarsi allo stesso modo

in entrambi i sensi ed essendo l'algoritmo di controllo SFVC perfettamente simmetrico rispetto al segno della coppia di riferimento. Infine si nota che tutta la gestione della tempistica di accelerazione, decelerazione, frenatura ed arresto è stata realizzata in modo da essere totalmente flessibile rispetto all'ottimizzazione dei parametri che definiscono le prestazioni dinamiche del veicolo. Infatti tali parametri, costituiti dalle pendenze delle rampe di accelerazione-decelerazione, di rilascio, di frenatura e di arresto, nonché dai livelli delle coppie di frenatura e di rilascio, possono essere modificati a piacimento attraverso un display a cristalli liquidi collegato alla scheda digitale di controllo per mezzo di una apposita porta di comunicazione.

21.2 Lo schema a blocchi del programma di controllo

Il programma di controllo implementato sulla scheda ES696/5 si compone di tre moduli distinti: un *modulo di inizializzazione* che ha il compito di svolgere alcune importanti operazioni preliminari per l'impostazione hardware e software del funzionamento del sistema, un *modulo ciclico* costituito da una parte di programma eseguita in catena chiusa con un periodo fisso di 333 μsec che imprime la temporizzazione alla scheda e ne consente il funzionamento, e un *modulo interrupt* costituito da una parte di programma in catena aperta, della durata di 200 μsec , la quale incorpora al suo interno le routine necessarie per i calcoli di modulazione previsti dalla tecnica SFVC con stimatore dinamico. Il modulo interrupt è poi suddiviso in due parti separate definite rispettivamente *modulo RUN* e *modulo STANDBY*. Il primo contiene tutte le routine necessarie al controllo della coppia e del flusso del motore per la marcia del veicolo, quando questa è abilitata, mentre il secondo contiene soltanto le routine necessarie all'esecuzione dei calcoli richiesti dal controllo SFVC quando il veicolo non è abilitato alla marcia. La discriminazione fra tali due stati di abilitazione viene eseguita dall'algoritmo di controllo mediante un test sullo stato del bit 0 di una apposita variabile, denominata *BITS1*, il cui valore dipende dalla posizione della leva per l'abilitazione alla marcia o alla messa in folle. Quando la leva è in posizione di marcia, il bit 0 di *BITS1* assume il valore logico 1 e la parte del modulo interrupt eseguita in catena aperta è costituita dal modulo RUN, mentre quando è in posizione di folle, il bit 0 di *BITS1* assume il valore logico 0 e la parte eseguita in catena aperta è costituita dal modulo STANDBY. La figura 21.1 riporta lo

schema a blocchi generale del programma di controllo, evidenziando i moduli in oggetto.

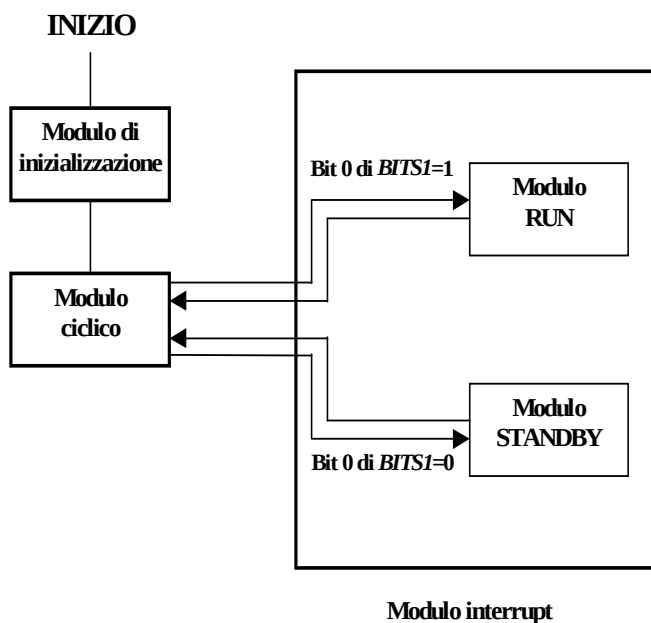


Figura 21.1 - Schema a blocchi del programma di controllo

21.3 La struttura del modulo di inizializzazione

Il modulo di inizializzazione è un codice Assembler composto da una serie di routine deputate al compimento di specifiche funzioni per la configurazione dei registri di sistema, il quale viene elaborato una sola volta dal DSP all'atto della prima esecuzione del programma. Nella figura 21.2 è riportato uno schema che ne illustra la struttura e nel seguito del paragrafo è indicato il nome della routine (o delle routine) a cui fa riferimento ogni blocco, così come denominata nel codice Assembler, mentre nell'appendice sono riportati i listati completi e commentati del codice medesimo.

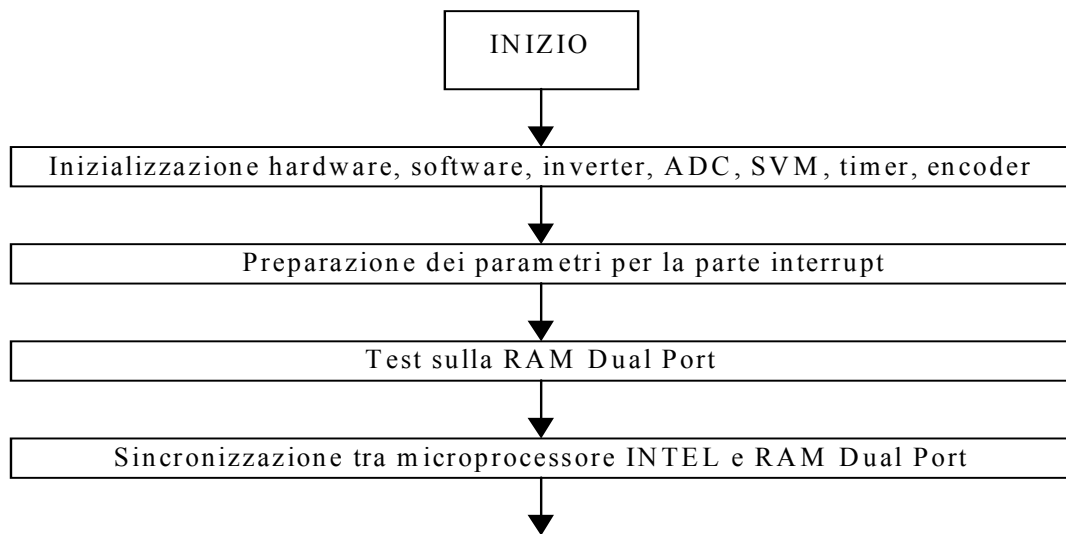


Figura 21.2 - Struttura a routine del modulo di inizializzazione

La prima routine, denominata nel codice Assembler **`_init_peripheral`**, richiamata dal file *Asinc.asm* e posizionata all'interno del file *Asrout.asm*, contiene le istruzioni per lo svolgimento delle seguenti funzioni:

- Disabilitazione di eventuali interrupt spuri
- Impostazione della frequenza di clock del sistema
- Impostazione dei cicli di attesa per ingressi ed uscite (*wait state*)
- Disabilitazione del *Watch Dog*
- Inizializzazione dei convertitori analogico-digitali del DSP
- Abilitazione dell'interrupt di fine conversione comandato da TIMER1
- Inizializzazione dei timer TIMER1 e TIMER3
- Inizializzazione dell'inverter
- Inizializzazione della modulazione SVM
- Inizializzazione dell'encoder
- Avvio della conversione comandata da TIMER1.

Per quello che riguarda la frequenza di clock del sistema, essa viene fissata richiamando dal file *Asrout.asm* la macro *Set_Clock* contenuta nel file *Macro.asm*. All'interno di quest'ultimo file sono presenti i richiami alle costanti contenute nel file header *Asnc_Cst.h* per l'impostazione degli appositi registri del DSP con cui la

frequenza di lavoro delle periferiche ad esso esterne viene posta pari a 8 MHz, mentre la sua frequenza di lavoro (CPUCLK) viene portata al valore di 20 MHz mediante un circuito PLL (*Phase Locked Logic*), ovvero un circuito ad aggancio di fase, esterno al DSP, che moltiplica opportunamente la frequenza del segnale d'ingresso conservandone la fase.

L'inizializzazione dei convertitori analogico-digitali del DSP viene eseguita richiamando dal file *Asrout.asm* la macro *ADC_Init* presente in *Macro.asm*. All'interno di *ADC_Init* sono contenute le macro per l'impostazione della durata della conversione A/D in modo che, secondo le specifiche del microprocessore, per avere l'accuratezza desiderata della conversione, essa duri almeno $6\mu\text{sec}$. Inoltre sono presenti la macro *ADC_StartByT1period_Ch_2_10* per l'impostazione dell'inizio automatico della conversione dei canali 2 e 10 del DSP in corrispondenza di ogni zero del conteggio (*Underflow*) del contatore TIMER1, e la macro *ADC_StoreRes* per il salvataggio dei risultati della conversione contenuti nei registri FIFO1 e FIFO2 dei convertitori ADC1 e ADC2. Sempre all'interno di *Asrout.asm* è presente il richiamo alla macro *INT_Init* del file *Macro.asm* per l'abilitazione dell'interrupt *INT6* prodotto dal DSP al termine della conversione comandata da TIMER1 sui canali 2 e 10.

L'inizializzazione di TIMER1 e TIMER3 viene invece compiuta richiamando dal file *Asrout.asm* la macro *EV_Init*, contenuta in *Macro.asm*, all'interno della quale vengono a loro volta chiamate le macro *EV_Init_T1* e *EV_Init_T3*. Entrambi i timer vengono programmati in modalità di conteggio continuo *Up/Down*. Attraverso i registri T1PR e T3PR si può impostare il numero di cicli di conteggio che i timer effettuano tra una inversione e l'altra e pertanto il periodo dell'onda triangolare. Tale periodo è espresso dalla seguente relazione

$$T_x = 2 \cdot T_{xPR} \cdot \frac{1}{f_{\text{CPU}}} \quad ; \quad x = 1,3. \quad (21.3.1)$$

Considerando che la frequenza di lavoro del DSP f_{CPU} è pari a 20MHz, poiché TIMER1 viene impiegato per fissare il periodo di esecuzione del modulo interrupt, ossia la durata del ciclo di modulazione dell'inverter, pari a $200\mu\text{sec}$, e TIMER3 per stabilire un periodo di esecuzione del modulo ciclico pari a $333\mu\text{sec}$, i valori di T1PR e T3PR vengono posti uguali alle costanti *T1_PERIOD_20MHz* e *T3_PERIOD_20MHz*, definite nel file header *Asnc_Cst.h*, aventi i seguenti valori

$$T1\_PERIOD\_20MHz = 2000$$

T3_PERIOD_20MHz = 6666.

L'inizializzazione dell'inverter e della modulazione SVM vengono eseguite dal file *Asrout.asm* tramite il richiamo alla macro *EV_Init* all'interno della quale è presente la macro *EV_Init_SVM* contenuta in *Macro.asm*. L'impostazione dei registri per il controllo dei segnali digitali in uscita dal DSP viene compiuta in maniera tale da abilitare la modalità di comando complementare di tipo PWM delle uscite destinate a pilotare i driver dell'inverter, ad abilitare TIMER1 alle operazioni di comparazione completa per la modulazione SVM della tensione impressa e a configurare opportunamente il registro del generatore di tempi morti, interno al DSP, in modo che esso introduca sulle commutazioni dei rami del convertitore un ritardo costante pari a $3\mu\text{sec}$.

L'inizializzazione dell'encoder per la stima della velocità di rotazione del motore viene poi effettuata richiamando dal file *Asrout.asm* la macro *EV_Init* all'interno della quale viene ulteriormente chiamata la macro *EV_Init_ENCODER* contenuta in *Macro.asm*. I registri di controllo dei segnali digitali in ingresso al DSP vengono settati in maniera tale da disabilitare le Capture Unit 3 e 4 del microprocessore e abilitare le Capture Unit 1 e 2 alla modalità di funzionamento QEP necessaria per il conteggio dei fronti di salita e di discesa dei segnali in quadratura provenienti dall'encoder. In questa stessa macro viene anche impostato il registro di controllo del contatore TIMER2 affinché questo operi nella modalità di conteggio continuo *Up/Down* comandata dai circuiti QEP.

Infine l'avvio della conversione comandata da TIMER1 viene effettuato ricorrendo al richiamo della macro *EV_Init*, del file *Asrout.asm*, alla macro *EV_Init_GPTCON* contenuta in *Macro.asm*, la quale provvede a configurare in modo opportuno il registro di controllo principale dei convertitori analogico-digitali.

La seconda routine del modulo di inizializzazione, indicata nel listato con il nome di ***_startSFVC***, richiamata dal file *Asinc.asm* e posizionata all'interno del file *SFVC.asm*, contiene la definizione di alcune delle costanti e delle tabelle necessarie all'algoritmo di controllo SFVC con stimatore dinamico e anche la definizione dei loro rispettivi valori prima che vengano elaborate dal DSP le routine vere e proprie preposte ai calcoli di modulazione.

La terza routine mostrata nel diagramma di flusso di figura 21.2, denominata ***_test***, chiamata dal file *Asinc.asm* e posizionata all'interno di *Asrout.asm* contiene le

istruzioni per la verifica del corretto funzionamento della RAM Dual Port e per l'azzeramento dei valori contenuti nelle sue locazioni di memoria.

La quarta e ultima routine è invece quella denominata **_start**, anch'essa richiamata dal file *Asinc.asm* e contenuta in *Asrout.asm*. Essa provvede alla definizione dei parametri fissi indispensabili al funzionamento della parte ciclica, all'avvio della conversione della tensione delle batterie di trazione $VBARRA$ e del riferimento analogico A_{IN} generato dal potenziometro dell'acceleratore, operate dal microprocessore INTEL, ed alla sincronizzazione iniziale tra quest'ultimo e il DSP.

21.4 La struttura del modulo ciclico

Il modulo ciclico è quella parte del software per la trazione del veicolo preposta al funzionamento della scheda digitale di controllo, all'acquisizione di alcune delle grandezze impiegate dall'algoritmo di modulazione della tensione impressa al motore, al reciproco scambio di informazioni fra il microprocessore INTEL e il DSP ed infine alla gestione e al condizionamento dei segnali di guida provenienti dall'abitacolo. La sua struttura, composta da una serie di routine eseguite dal DSP in catena chiusa, è mostrata nella figura 21.3.

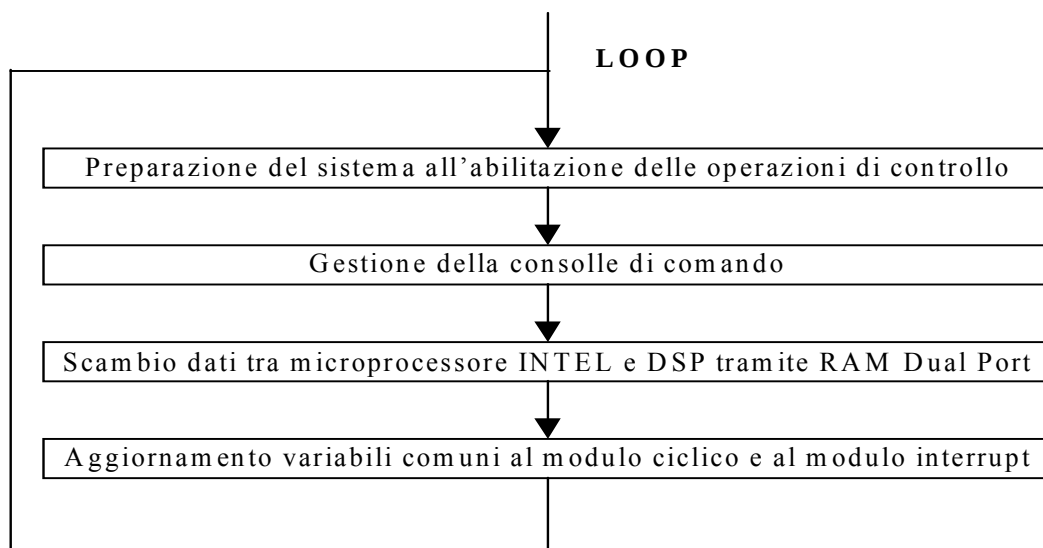


Figura 21.3 - Struttura a routine del modulo ciclico

La prima routine del modulo ciclico è denominata **_elabora**. Essa, richiamata dal file *Asinc.asm* e posizionata all'interno del file *Asrout.asm*, provvede alla lettura degli

ingressi digitali della scheda ES696/5 per l'abilitazione dell'inverter, al controllo delle protezioni termiche e di massima corrente ubicate sul modulo di potenza su cui è montato quest'ultimo convertitore, alla ricerca di eventuali blocchi hardware, all'attivazione delle uscite digitali per il controllo dei driver dell'inverter, settato nella modalità di pilotaggio dei rami di tipo PWM e modulato con la tecnica SVM, ed inoltre alla abilitazione o disabilitazione del circuito di frenatura in relazione alla tensione continua fornita dal circuito alimentato dalle batterie di trazione.

La seconda routine, indicata con il nome di `_sci`, chiamata ancora una volta dal file *Asinc.asm* e posizionata all'interno del file *Asrout.asm*, è dedicata alla gestione della consolle di comando dell'azionamento del veicolo. Tale consolle è costituita da un apposito display a cristalli liquidi retroilluminato e da una tastiera con cui è possibile visualizzare istante per istante lo stato dell'intero sistema di controllo. In particolare si possono introdurre i valori numerici di alcuni parametri e di alcune costanti per la definizione della soglia di intervento delle protezioni del circuito di trazione e del circuito di frenatura, si può visualizzare la condizione di abilitazione o di disabilitazione dell'inverter, si può visualizzare lo stato logico degli ingressi digitali della scheda di comando e si possono introdurre i valori dei parametri che determinano la pendenza delle rampe di condizionamento dei segnali inviati dall'acceleratore e dal freno del veicolo, ossia delle rampe di accelerazione-decelerazione, di rilascio, di frenatura e di arresto, nonché il valore delle coppie di rilascio e di frenatura. In questo contesto la routine `_sci` provvede per l'appunto alla lettura dei dati introdotti da consolle e alla loro scrittura per la visualizzazione su display.

La terza routine, denominata `_ramdp`, richiamata dal file *Asinc.asm* e contenuta all'interno di *Asrout.asm*, è quella per la scrittura sulla RAM DP delle variabili *Velocita* e *Cmax* e per la lettura dalla medesima delle variabili *BITS1*, *FREQ10* e *VBARRA*. Le variabili *Velocita* e *Cmax*, elaborate entrambe dal DSP all'interno del modulo interrupt, rappresentano rispettivamente la velocità di rotazione dell'albero della macchina e la coppia elettromagnetica massima da essa erogata in corrispondenza della sua pulsazione di funzionamento. Le variabili *BITS1*, *FREQ10* e *VBARRA* sono invece tre grandezze elaborate dal microprocessore INTEL nel modulo ciclico. Esse corrispondono rispettivamente alla variabile per la discriminazione dello stato di abilitazione o di disabilitazione dell'inverter di trazione, al riferimento finale di coppia prodotto dalle routine di generazione delle rampe di condizionamento del segnale dell'acceleratore, il quale nella parte interrupt prende il nome di C_{ref} , e alla

tensione continua delle batterie di trazione acquisita dal microprocessore INTEL che nella parte interrupt viene indicata con il nome di *E_DC*.

La quarta routine, denominata **_refrsh**, richiamata dal file *Asinc.asm* e contenuta all'interno di *Asrout.asm*, provvede infine all'esecuzione delle seguenti operazioni:

- disabilitazione dell'interrupt di fine conversione di TIMER1
- conversione della tensione lato continua *VBARRA* acquisita dal microprocessore INTEL da grandezza a 10 bit senza segno a grandezza a 16 bit con segno positivo
- passaggio della variabile *VBARRA* a 16 bit con segno dalla RAM DP al modulo interrupt con il nome di *E_DC*
- riabilitazione dell'interrupt di fine conversione di TIMER1.

Lo schema della figura 21.3 riporta la successione delle routine elaborate dal DSP nel modulo ciclico del programma sorgente scritto in linguaggio Assembler. All'interno del modulo ciclico, oltre a questa parte di codice, è presente, anche se non visualizzata nel precedente diagramma di flusso, un'altra parte di codice scritta in linguaggio C per la programmazione del microprocessore INTEL. L'elemento di interconnessione tra queste due parti di codice è costituito dalla precedente routine **_ramdp**, dedicata alla gestione della comunicazione tra il DSP e il microprocessore INTEL attraverso la RAM DP montata sulla scheda ES696/5. La seguente figura 21.4 chiarisce il modo in cui la RAM DP collega, nel modulo ciclico, la parte di codice elaborata in Assembler dal DSP alla parte di codice elaborata in C dal microprocessore INTEL, indicando quali grandezze vengono scritte e lette su tale memoria, quali sono i microprocessori che eseguono l'operazione di scrittura o lettura, e quali sono le routine e i file in cui sono contenute le corrispondenti istruzioni di programma.

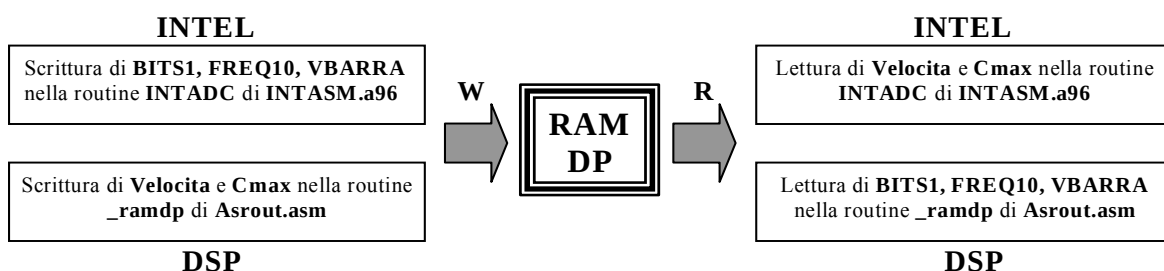


Figura 21.4 - Collegamento tra le variabili elaborate dal DSP e dall'INTEL tramite la RAM DP

Da quanto mostrato nello schema esplicativo della figura 21.4 risulta quindi chiaro che la RAM DP è il dispositivo chiave che consente lo scambio delle informazioni tra i due microprocessori, integrando le loro funzioni di elaborazione allo scopo di ottenere la completa gestione del sistema di trazione del veicolo. In questo ambito si mette in evidenza come un ruolo fondamentale, all'interno dell'ambiente software sviluppato, sia rappresentato dalla parte di programma dedicata alla gestione dei segnali di guida. Essa è costituita da un segmento di codice per la programmazione in C del microprocessore INTEL, interno al modulo ciclico, chiamato *modulo di condizionamento*. Il modulo di condizionamento provvede alla generazione delle già citate rampe di riferimento di coppia a seguito di variazioni dei segnali di accelerazione, decelerazione, rallentamento, frenatura ed arresto impartiti dal conducente. Il modo in cui tale parte di programma opera eseguendo il condizionamento del riferimento analogico dell'acceleratore e interpretando i vari comandi di guida in funzione dello stato degli appositi ingressi digitali della scheda è oggetto del paragrafo che segue.

21.5 Il modulo di condizionamento

Il modulo di condizionamento è costituito da una routine di programma scritta in linguaggio C, denominata *Riferimenti*, che si trova nell'ambiente software preposto al controllo delle funzioni svolte dal microprocessore INTEL all'interno del file *Pulsanti.c*. Lo schema generale degli ingressi e dell'uscita è quello mostrato nella figura 21.5.

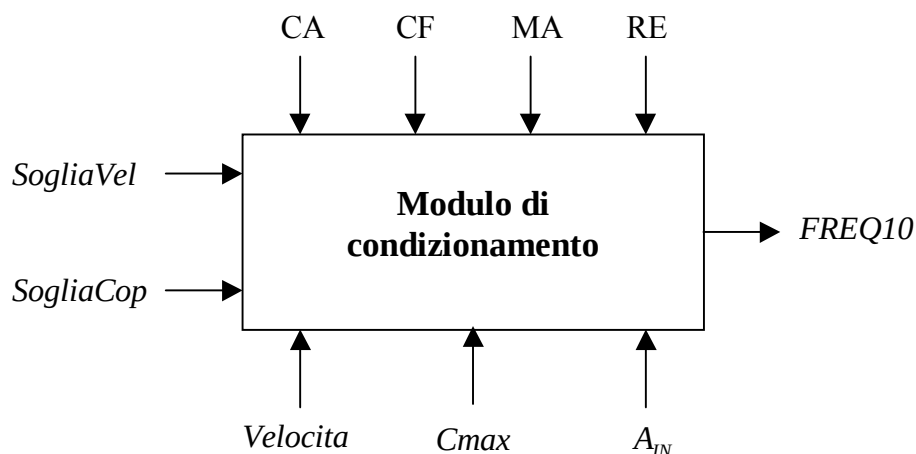
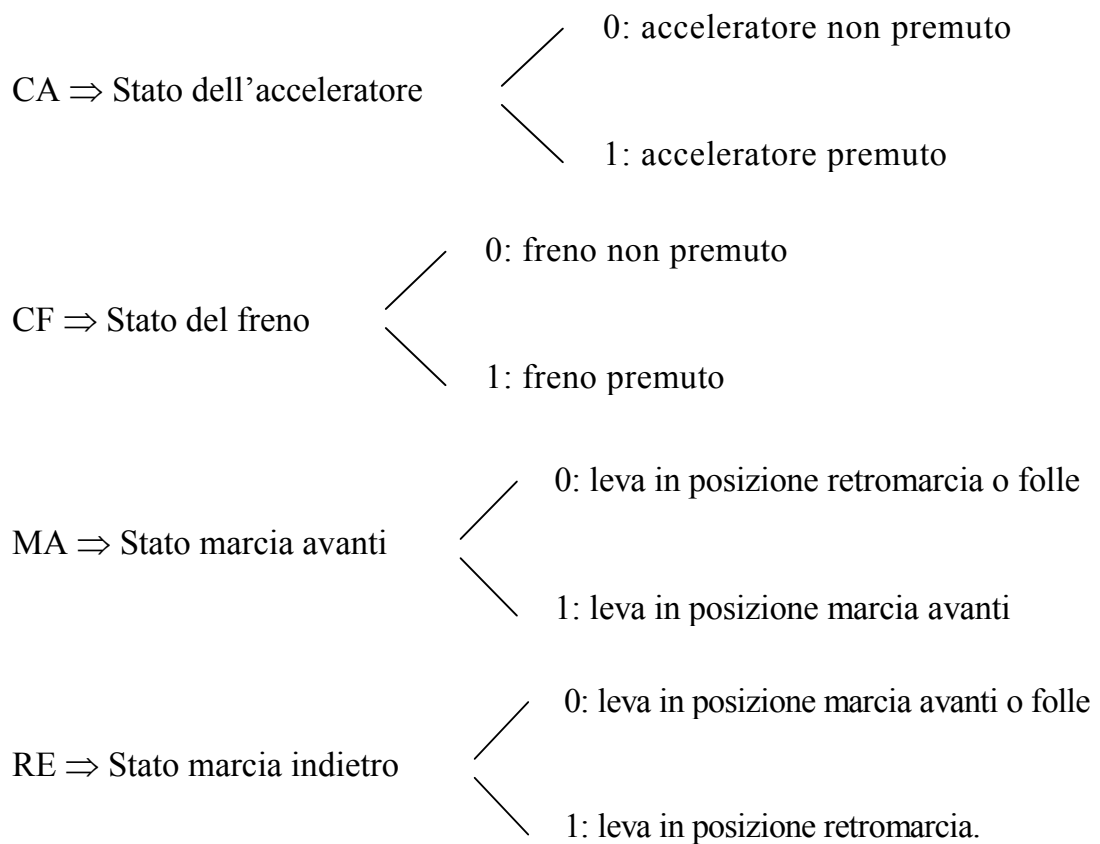


Figura 21.5 - Schema degli ingressi e dell'uscita del modulo di condizionamento

In tale schema i quattro ingressi superiori sono costituiti dalle variabili logiche CA, CF, MA, RE, i cui stati e il cui significato sono i seguenti:



I due ingressi laterali *SogliaVel* e *SogliaCop* corrispondono invece a due parametri modificabili dalla consolle di comando e rappresentano rispettivamente la soglia di velocità al di sotto della quale il riferimento di coppia generato dal modulo di condizionamento viene calato con pendenza costante, pari a quella fissata dalla *rampa di arresto*, e la soglia di coppia al di sotto della quale il riferimento stesso viene istantaneamente annullato al termine della rampa di arresto.

I tre ingressi inferiori sono infine rappresentati dalle variabili *Velocita* e *Cmax* elaborate dal DSP nel modulo interrupt e passate al microprocessore INTEL tramite la RAM DP e dalla grandezza analogica A_{IN} che rappresenta il segnale di riferimento prodotto dal potenziometro collegato all'acceleratore posto sul volante di guida.

L'uscita del blocco della figura 21.5 è poi rappresentata dalla variabile *FREQ10* che costituisce il riferimento finale di coppia risultante dall'operazione di condizionamento. Quest'ultima grandezza, passata dal modulo ciclico al modulo interrupt tramite la RAM DP, grazie alle istruzioni contenute nella parte INTEL nella routine *INTADC* del file *INASM.a96*, viene letta all'interno del file *SFVC.asm* e

rinominata in C_{ref} per l'esecuzione dei calcoli di modulazione del controllo SFVC con stimatore dinamico.

La routine *Riferimenti* del modulo di condizionamento è composta dall'insieme di altre quattro routine, denominate rispettivamente *MacchinaA*, *MacchinaB*, *MacchinaC* e *MacchinaS*, situate all'interno del file *Macc.c*, e da un apposito software contenuto nel file *Pulsanti.c* per la generazione dei profili di rampa, denominato *generatore di rampa*. Le quattro routine in oggetto hanno lo scopo di interpretare i comandi corrispondenti allo stato degli ingressi digitali CA, CF, MA, RE e procedere, in funzione dei valori della soglia di velocità *SogliaVel*, della soglia di coppia *SogliaCop* e del riferimento analogico A_{IN} , alla determinazione del valore delle tre variabili t , $pend$, $abil$, necessarie per la generazione delle rampe di condizionamento, mediante il relativo generatore, secondo lo schema a blocchi della figura 21.6.

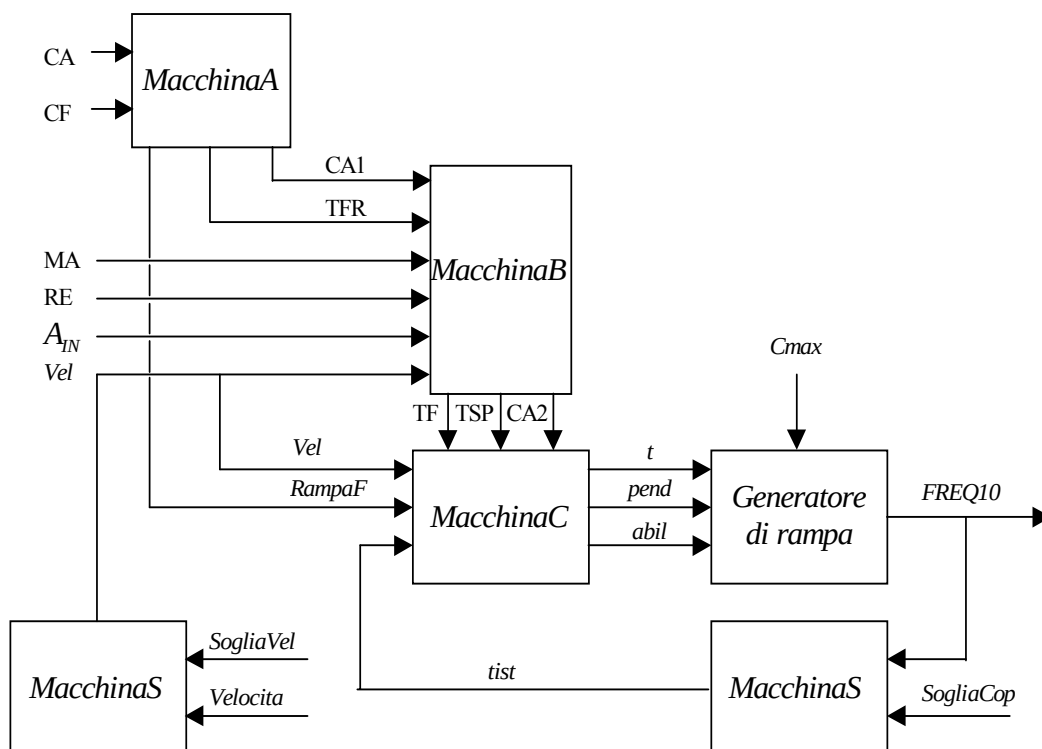


Figura 21.6 - Schema a blocchi della routine *Riferimenti* del modulo di condizionamento

La routine *MacchinaA* possiede due ingressi costituiti dalle variabili logiche CA e CF e tre uscite costituite dalle variabili CA1, TFR, *RampaF*. Le prime due corrispondono alle variabili di stato dell'acceleratore e del freno, mentre le ultime tre rappresentano rispettivamente la variabile logica per il condizionamento dello stato dell'acceleratore,

il riferimento di coppia in caso di frenata e la pendenza della rampa che produce il rallentamento del veicolo o a causa di una frenata o per effetto di un rilascio dell'acceleratore. Nella figura 21.7 è mostrato il diagramma di flusso che ne chiarisce il funzionamento.

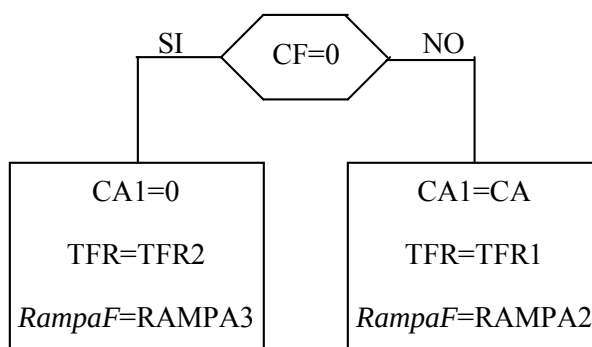


Figura 21.7 - Diagramma di flusso della routine MacchinaA

Da tale diagramma si evince che la variabile TFR può assumere soltanto i due valori indicati con il nome di TFR1 e TFR2. Il primo rappresenta la *coppia di rilascio* e corrisponde alla coppia frenante di valore costante generata dal modulo di condizionamento nel caso in cui si abbia il rilascio dell'acceleratore, mentre il secondo rappresenta la *coppia di frenatura* e costituisce la coppia frenante di valore costante generata a seguito della pressione della leva del freno. Per quanto riguarda invece la variabile *RampaF*, essa può essere pari a RAMPA2 o a RAMPA3, ossia uguale alla pendenza della rampa di rilascio o della rampa di frenatura a seconda dei casi di rallentamento del veicolo. Relativamente a TFR1, TFR2, RAMPA2 e RAMPA3 si osserva come questi siano parametri dell'algoritmo di condizionamento introducibili e modificabili a piacere per mezzo della consolle di comando collegata alla scheda ES696/5 e come questo dia la possibilità di ottimizzare l'efficacia dell'algoritmo stesso nella generazione dei profili di coppia, stabilendo sperimentalmente, ossia in sede di prove su strada, i valori più idonei di ciascuno di essi in relazione alla risposta del veicolo in condizioni di accelerazione e di decelerazione. In particolare dalle prove compiute è emerso che per ottenere un pronto rallentamento in fase di rilascio dell'acceleratore senza che ciò produca la sensazione di un intervento troppo brusco, e garantire al tempo stesso una efficace azione frenante quando la leva del freno viene premuta, la pendenza della rampa di frenatura deve essere superiore a quella della

rampa di rilascio ed inoltre che la coppia di frenatura deve essere all'incirca doppia della coppia di rilascio.

La routine *MacchinaB* possiede invece come ingressi CA1, TFR, MA, RE, A_{IN} , Vel e come uscite TF, TSP, CA2. Le due variabili logiche MA e RE individuano lo stato di marcia avanti o marcia indietro, A_{IN} è il riferimento analogico dell'acceleratore, Vel è la variabile logica che assumendo valore nullo al di sotto della soglia di velocità *SogliaVel* determina l'intervento della rampa di arresto, TF è il riferimento di coppia in caso di frenatura, TSP è il riferimento di coppia da produrre in condizioni di folle, di marcia avanti, o di marcia indietro, e CA2 è un'altra variabile logica per il condizionamento dello stato dell'acceleratore. Le modalità con cui tale routine elabora gli ingressi per determinare il valore delle uscite sono illustrate nel diagramma di flusso della figura 21.8.

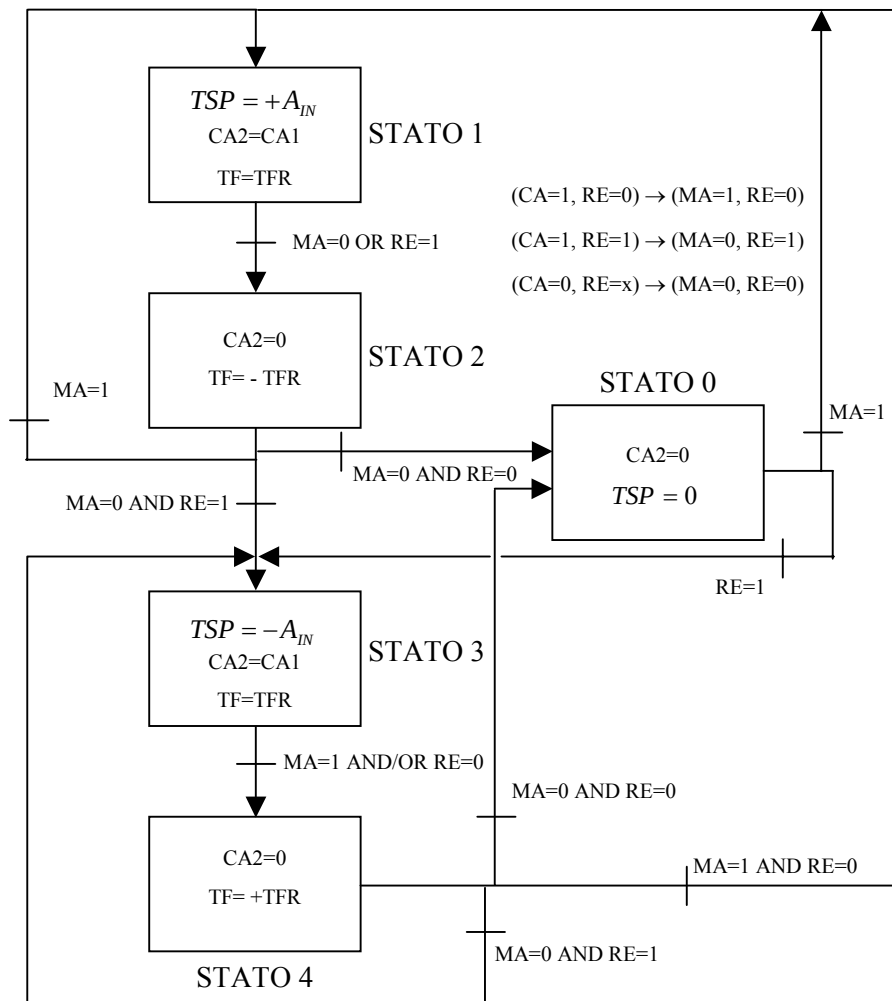


Figura 21.8 - Diagramma di flusso della routine *MacchinaB*

La routine *MacchinaC* possiede poi come ingressi *TF*, *TSP*, *CA2*, *Vel*, *RampaF*, *tist* e come uscite *t*, *pend*, *abil*. Fra gli ingressi i primi cinque hanno il significato già illustrato, mentre il sesto, costituito da *tist*, rappresenta la variabile logica che assumendo valore nullo al di sotto della soglia di coppia *SogliaCop* determina l'annullamento del riferimento di coppia. Per quanto concerne le uscite, la variabile *t* rappresenta il riferimento finale di coppia risultante dall'operazione di condizionamento, la variabile *abil* rappresenta il comando di abilitazione per il generatore di rampa e *pend* rappresenta la pendenza della rampa di coppia generata in risposta ai comandi di guida impartiti dal conducente. Nella figura 21.9 è riportato il diagramma di flusso che ne riassume il funzionamento.

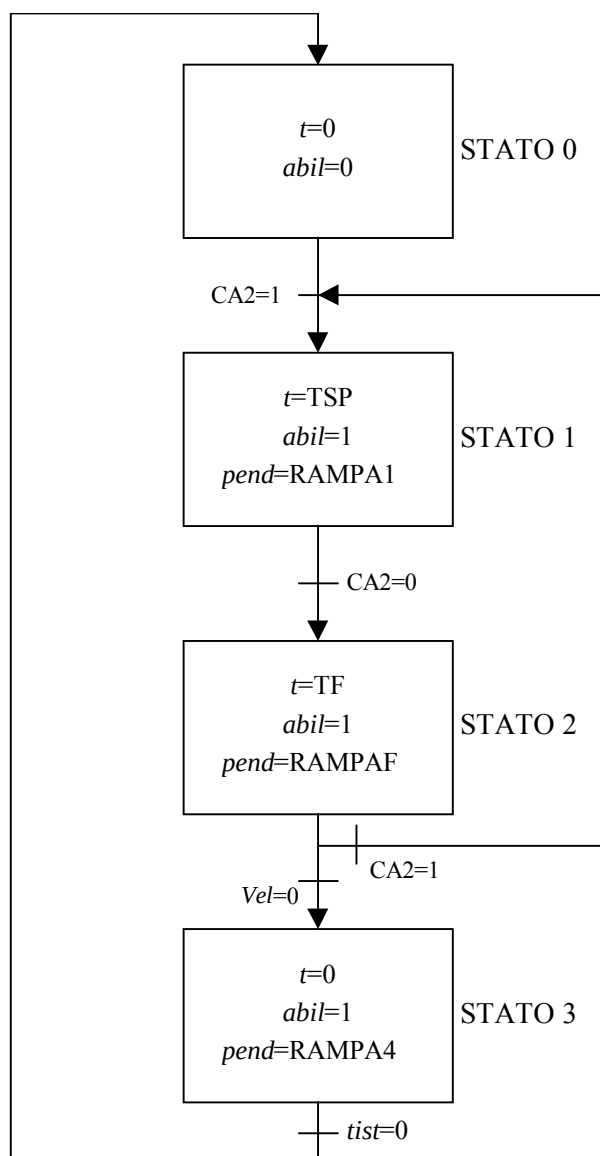


Figura 21.9 - Diagramma di flusso della routine *MacchinaC*

Poiché il modulo di condizionamento è stato concepito per generare quattro diverse rampe di coppia, secondo la funzione descritta nella parte introduttiva del presente capitolo, la variabile *pend* può assumere soltanto i quattro valori corrispondenti alla pendenza di ciascuno di tali profili. Nella tabella sottostante è riportata la denominazione dei quattro parametri che determinano il valore di *pend* e la corrispondenza fra ognuno di questi e il nome della relativa rampa.

<i>pend</i>	Rampa di coppia
RAMPA1	ACCELERAZIONE-DECELERAZIONE
RAMPA2	RILASCIO
RAMPA3	FRENATURA
RAMPA4	ARRESTO

L'ultima routine di condizionamento *MacchinaS*, il cui diagramma di flusso è quello riportato nella figura 21.10, esegue, a differenza delle tre precedenti, una semplice operazione di comparazione su una generica grandezza analogica *x* in ingresso per restituire all'uscita una generica variabile logica *y* il cui stato dipende dal fatto che la variabile in ingresso risulti maggiore o minore di un certo valore di soglia. Con riferimento allo schema a blocchi generale della routine *Riferimenti*, fornito nella figura 21.6, la routine *MacchinaS* in un caso viene impiegata per determinare lo stato logico della variabile *Vel*, comparando il valore della variabile *Velocita* con il parametro *SogliaVel*, e nell'altro caso per determinare lo stato logico della variabile *tist*, comparando il valore di *FREQ10* con il parametro *SogliaCop*.

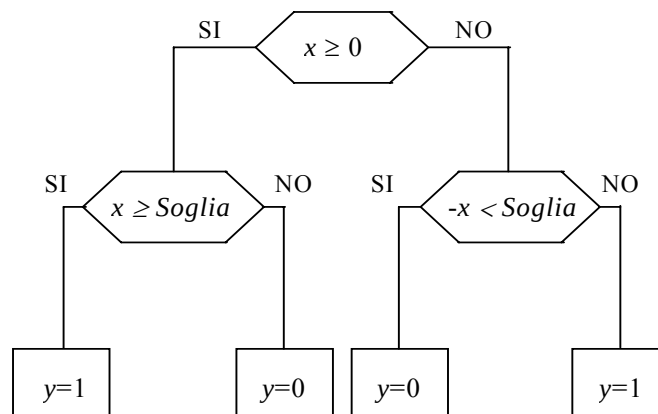


Figura 21.10 - Diagramma di flusso della routine *MacchinaS*

Per quanto riguarda il generatore di rampa, implementato nella routine *Riferimenti*, quando la variabile *abil* è uguale a zero esso risulta disabilitato, ossia produce in uscita un riferimento nullo di coppia, quando invece è uguale a uno risulta abilitato e genera una coppia *FREQ10* il cui valore varia da zero, o dal valore non nullo precedente, al valore *t* corrispondente al riferimento impartito dal segnale analogico A_{IN} del potenziometro, facendo in modo che esso in valore assoluto non superi mai il limite imposto dalla coppia massima *Cmax* calcolata nel modulo interrupt dall'algoritmo SFVC per il valore della velocità a cui sta ruotando il motore.

21.6 La struttura del modulo interrupt

Come già anticipato nel paragrafo 21.2 il modulo interrupt è quella parte del software di trazione eseguita dal DSP in catena aperta, della durata di 200 μsec , preposta all'esecuzione dei calcoli di modulazione previsti dalla tecnica SFVC con stimatore dinamico, ed è diviso in due parti separate, definite rispettivamente *modulo RUN* e *modulo STANDBY*. Il primo contiene tutte le routine necessarie al controllo della coppia e del flusso del motore per la marcia del veicolo, quando questa è abilitata, mentre il secondo contiene soltanto le routine necessarie all'esecuzione dei calcoli richiesti dal controllo SFVC quando il veicolo non è abilitato alla marcia. Prima di presentare lo schema a blocchi che mostra le routine di cui è composto il modulo interrupt, si vuole mettere in evidenza l'interazione fra quest'ultimo e il modulo ciclico durante le elaborazioni compiute dal DSP.

Per quanto si è visto nei paragrafi 21.2 e 21.3, nel modulo di inizializzazione del programma, il timer del modulo ciclico, ovvero TIMER3, è settato in modo da effettuare ininterrottamente (modalità *Up/Down*) il conteggio tra zero e il valore corrispondente alla durata di 333 μsec del semiperiodo dell'onda triangolare da esso generata, mentre il timer del modulo interrupt, ovvero TIMER1, è settato in modo da conteggiare ininterrottamente (modalità *Up/Down*) fra zero e il valore corrispondente alla durata di 200 μsec del relativo semiperiodo e contemporaneamente in modo da comandare l'inizio della conversione analogico-digitale del DSP sui canali 2 e 10 e far sì che al termine di ciascuna operazione di conversione venga generato un opportuno *interrupt di fine conversione*. Per lo schema delle connessioni tra il DSP e i dispositivi periferici della scheda di controllo ES696/5 i canali 2 e 10 corrispondono ai canali di conversione delle correnti i_a e i_b assorbite dal motore, opportunamente trasdotte in

segnali di tensione per opera dei LEM di corrente ubicati sull'apposita scheda del modulo di potenza, mentre l'interrupt di fine conversione è l'evento software prodotto dal DSP che trasferisce le elaborazioni effettuate da quest'ultimo dal modulo ciclico al modulo interrupt. Una volta che l'esecuzione del programma passa dal modulo ciclico al modulo interrupt rimane all'interno di quest'ultimo fintanto che non vengono compiuti tutti i calcoli richiesti dal controllo SFVC, dopodichè si ha il ripristino dello stato del programma precedente al manifestarsi dell'interrupt e il ritorno al modulo ciclico. Contemporaneamente alla elaborazione delle istruzioni contenute nelle routine del modulo ciclico si ha poi la ripartenza, per opera di TIMER1, della conversione delle correnti, il reset del *flag* dell'interrupt precedente, ossia di un apposito bit del registro *EVIFRA* del DSP che segnala l'attivazione degli interrupt, e quindi la preparazione dell'interrupt di fine conversione successivo per la ripresa del ciclo di trasferimento delle elaborazioni dal modulo ciclico al modulo interrupt e viceversa. Quanto asserito può essere chiarito ulteriormente ricorrendo al diagramma temporale mostrato nella figura 21.11.

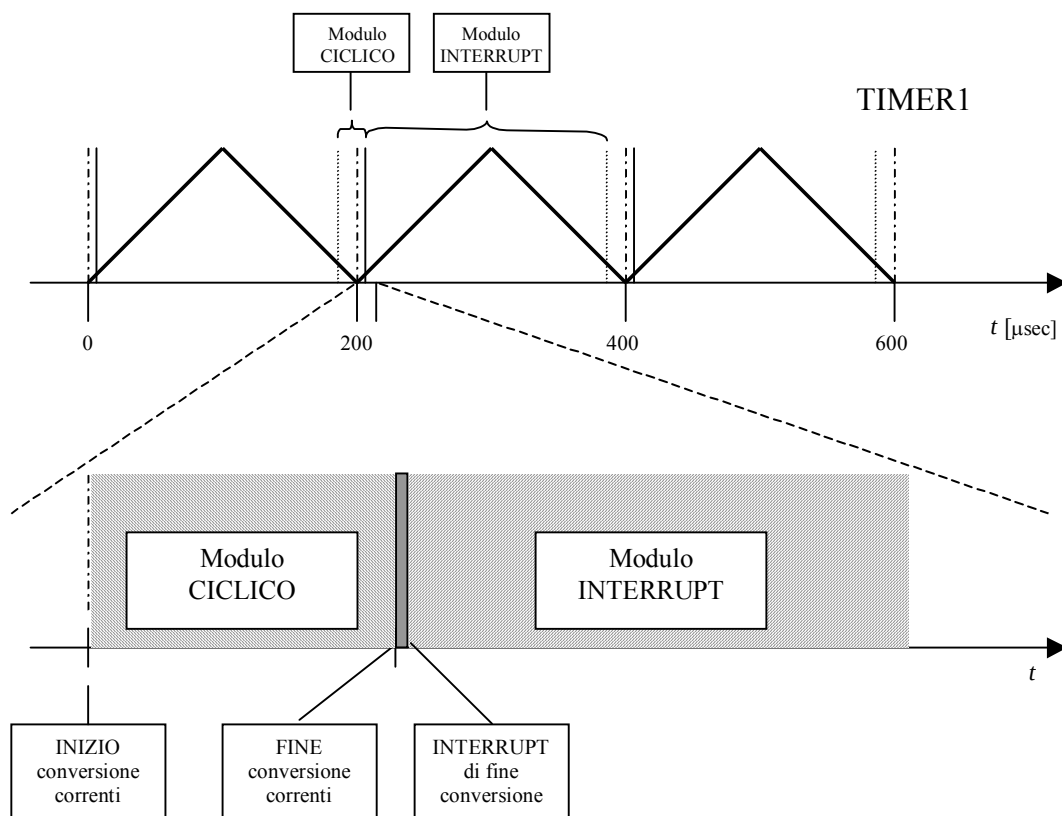
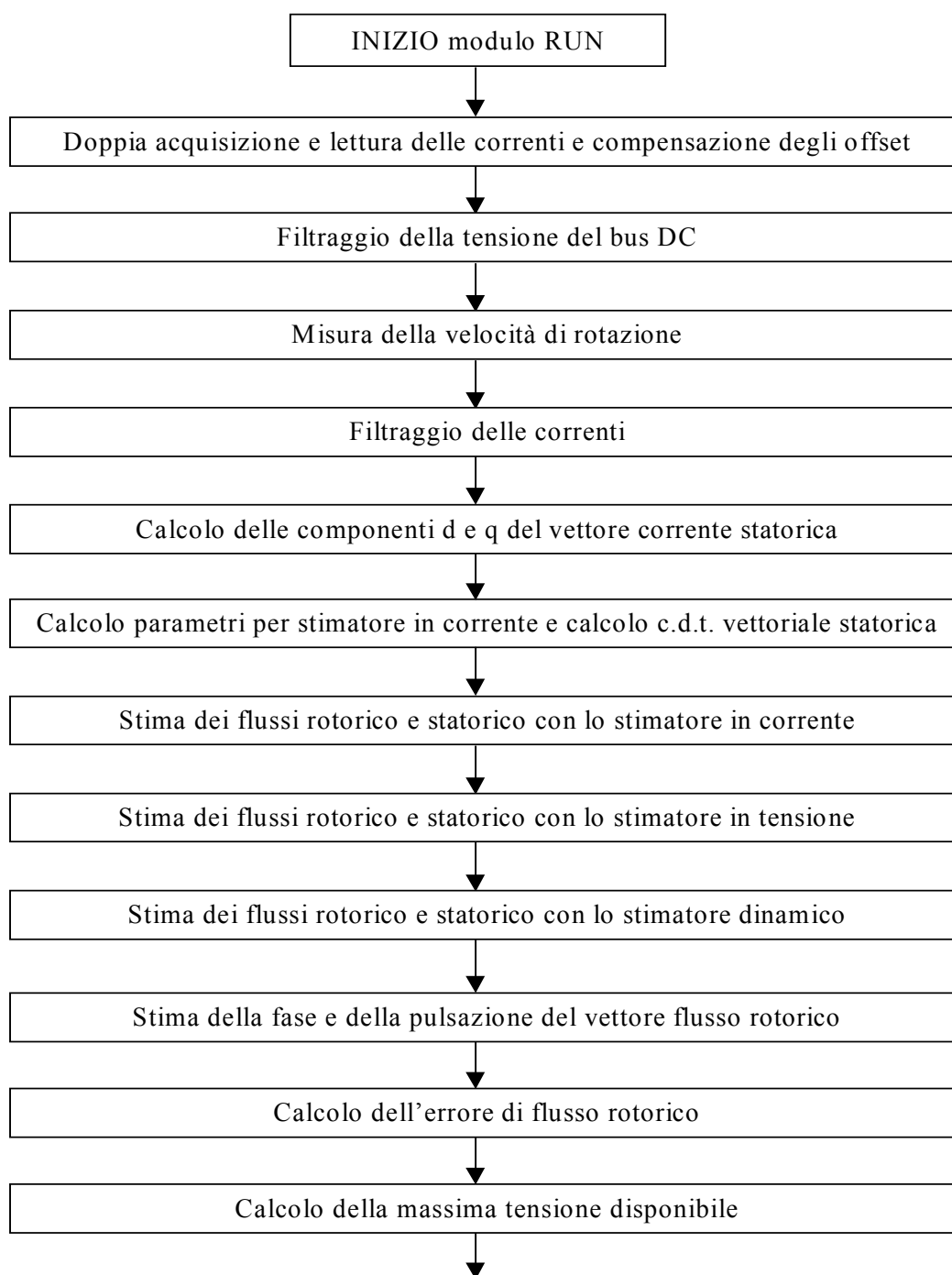


Figura 21.11 - Schema temporale della successione delle fasi di elaborazione del DSP nel trasferimento del programma dal modulo ciclico al modulo interrupt e viceversa

Ritornando alla struttura della parte interrupt, il diagramma di flusso della figura 21.12 mostra i blocchi funzionali principali che compongono il programma eseguito in catena aperta dal DSP nel modulo RUN. Per ciascuno di essi vengono indicate le funzioni svolte ed il nome delle routine contenute al loro interno, così come riportati nel codice Assembler, mentre nell'appendice vengono riportati i listati completi e commentati del codice sorgente e di tutte le parti dichiarative e di supporto in esso incluse in fase di compilazione.



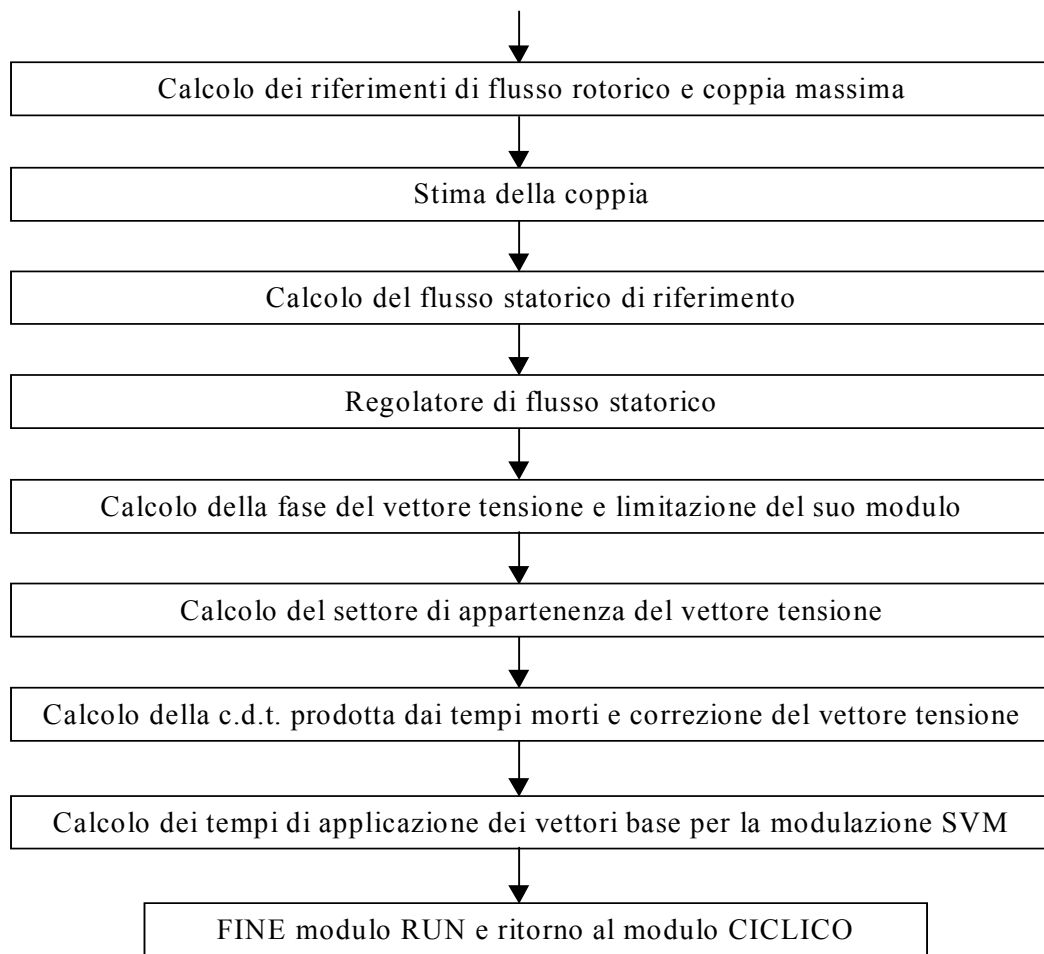


Figura 21.12 - Diagramma di flusso del modulo RUN

21.6.1 *Acquisizione e lettura delle correnti*

Per l'acquisizione e la lettura delle correnti delle fasi *a* e *b* del motore sono state realizzate le routine **ADC_Iab1** e **ADC_Iab2**. Esse contengono le istruzioni necessarie per attivare ed effettuare la conversione analogico-digitale dei segnali presenti sui canali di acquisizione 2 e 10 del DSP per opera dei convertitori ADC1 e ADC2. All'interno di ciascuna delle due routine è presente il richiamo alle macro *ADC_StoreRes*, *ADC_StartBySoft_Ch_2_10* e *ADC_WaitEndConv* situate all'interno del file *Macro.asm*. La prima macro serve ad effettuare il salvataggio dei risultati della conversione contenuti nei registri FIFO1 e FIFO2 in due variabili della stessa pagina di memoria del DSP, la seconda macro ad avviare la conversione sui canali 2 e 10 dall'interno della routine di acquisizione in cui è posizionata (*ADC_Iab1* o *ADC_Iab2*)

e l'ultima macro ad attendere la fine delle operazioni di conversione. Si rileva che nella routine *ADC_Iab1* la prima macro ad essere eseguita è *ADC_StoreRes*, allo scopo di effettuare lo svuotamento iniziale dei registri FIFO1 e FIFO2 dal risultato della conversione sui canali 2 e 10 comandata dallo zero di TIMER1 prima del manifestarsi del relativo interrupt ed avere il trasferimento del controllo dell'elaborazione dal modulo ciclico al modulo interrupt. Operativamente questo viene ottenuto salvando il risultato della conversione iniziale in due variabili ausiliarie temporanee, rendendo i registri FIFO1 e FIFO2 disponibili ad una nuova conversione, attivata via software all'interno della stessa routine ed il cui risultato costituisce la prima acquisizione delle correnti i_a e i_b . Nella routine *ADC_Iab2* invece la prima macro elaborata è *ADC_StartBySoft_Ch_2_10* per l'avvio immediato della conversione dall'interno della routine stessa. Successivamente a questa si ha poi l'esecuzione della macro *ADC_StoreRes* per il salvataggio dei risultati che rappresentano la seconda acquisizione di i_a e i_b . In questa stessa routine al termine delle operazioni di conversione e di salvataggio viene infine eseguita la macro *ADC_StartByT1period_Ch_2_10*, anch'essa contenuta nel file *Macro.asm*, per la riconfigurazione dei registri interni al DSP che comandano l'inizio della conversione sui canali 2 e 10 dallo zero di TIMER1, ed ottenere così il ripristino delle condizioni per la generazione dell'interrupt di fine conversione successivo che comanda nuovamente il salto dal modulo ciclico al modulo interrupt una volta che al termine dell'elaborazione del modulo interrupt precedente il programma sia ritornato al modulo ciclico. Il salvataggio dei risultati della conversione, in ognuna delle due routine di acquisizione, viene effettuato disabilitando dapprima la modalità di rappresentazione con estensione di segno delle grandezze interne al DSP, per evitare che essa dia luogo a risultati indesiderati, dopo di che il valore del registro FIFOx viene copiato nell'accumulatore traslato a sinistra di dieci bit. In tal modo il valore ottenuto dalla conversione viene ad occupare i bit (25-16) del medesimo registro. A questo punto per recuperare il segno del segnale convertito, viene riattivata l'estensione di segno, quindi viene sottratto dall'accumulatore il valore 511 traslato a sinistra di 16 bit e memorizzata la parte alta dell'accumulatore nella relativa variabile. Si nota che prima di procedere alla memorizzazione finale del risultato della conversione nella cella di memoria riservata alla grandezza acquisita, viene effettuata una moltiplicazione della stessa per il fattore di scala necessario a convertire una variabile a 10 bit con segno, risultante dal salvataggio del contenuto del registro FIFOx con il segno recuperato, in una variabile a 16 bit con segno. Si osserva in

ultimo che in cascata alle routine *ADC_Iab1* e *ADC_Iab2*, all'interno dell'unità funzionale che corrisponde al primo blocco di programma mostrato nella figura 21.12, sono presenti le routine **I_Offset1** e **I_Offset2** per la compensazione degli offset sulle correnti di prima e di seconda acquisizione rispettivamente per mezzo delle macro *IPI_MeasureCurrOffset* e *IPI_CompensateCurrOffset* contenute nel file *Macro.asm*.

21.6.2 Filtraggio della tensione del bus DC

La tensione del bus DC viene convertita dal microprocessore INTEL nel modulo ciclico, sotto il nome di *VBARRA*, e passata al DSP tramite la RAM DP per essere elaborata nel modulo interrupt sotto il nome di *E_DC*. Poiché necessariamente l'acquisizione di tale grandezza risente in modo particolare dei disturbi elettromagnetici causati dalle commutazioni dell'inverter, nella routine **CleanE_DC** è stato implementato un semplice filtro passa-basso digitale, basato sulla seguente espressione, valida per il ciclo K di programma

$$E\_DCf = \frac{E\_DCVV + E\_DCV + 2E\_DC}{4} \quad (21.6.2.1)$$

essendo rispettivamente *E_DCVV*, *E_DCV*, *E_DC* il valore della tensione del bus DC acquisita ai cicli K-2, K-1, K e *E_DCf* la tensione filtrata.

21.6.3 Misura della velocità di rotazione

Per quanto si è visto nel capitolo precedente sulla teoria del controllo SFVC con stimatore dinamico, quest'ultimo è un particolare tipo di stimatore che integrando le peculiarità dello stimatore di flusso in tensione e dello stimatore di flusso in corrente, richiede che entrambi, durante i calcoli eseguiti nel modulo interrupt, funzionino in parallelo producendo la stima dei flussi rotorico e statorico. In particolare è noto che la stima dei flussi per opera dello stimatore in corrente richiede la conoscenza, oltre che delle correnti, della velocità angolare meccanica del motore. Nell'azionamento del veicolo tale grandezza viene misurata tramite un encoder incrementale a 1024 impulsi

per giro. Impiegando infatti tale trasduttore come sensore di velocità, quest'ultima grandezza può essere calcolata con la semplice espressione

$$\frac{d\vartheta}{dt}((k+1)T_c) \cong \frac{\vartheta((k+1)T_c) - \vartheta(kT_c)}{T_c} \quad (21.6.3.1)$$

riferita al ciclo k di modulazione dell'inverter, essendo T_c il periodo corrispondente. La (21.6.3.1) vale nell'ipotesi che la velocità sia costante nell'intervallo di tempo T_c , approssimazione tanto più valida quanto più breve risulta essere la sua durata. Questa modalità di misurazione della velocità viene definita *modalità frequenzimetro*. Nonostante la sua semplicità le simulazioni e le prove sperimentali compiute hanno tuttavia mostrato che tale metodo, estremamente preciso per velocità almeno dell'ordine delle centinaia di giri al minuto, diventa inaffidabile per le velocità basse, di qualche decina di giri al minuto. A causa di ciò, sebbene l'imprecisione sia al massimo di un paio di punti percentuali, lo stimatore di flusso basato sul modello in corrente ne risente in modo disastroso. Diviene quindi necessario utilizzare un metodo alternativo per la misura delle basse velocità. Ricorrendo all'espressione

$$\frac{d\vartheta}{dt} \cong \frac{\Delta\vartheta_c}{\Delta t} \quad (21.6.3.2)$$

ove $\Delta\vartheta_c$ è uno spostamento angolare campione e Δt è l'intervallo di tempo necessario affinché il rotore compia tale spostamento, si può misurare con precisione la velocità anche per valori dell'ordine di un giro al minuto. Questa modalità di misurazione, detta *modalità periodimetro*, diventa però inaffidabile alle alte velocità a causa del piccolo valore dell'intervallo Δt . Inoltre essa fa sì che il valore della velocità non venga aggiornato ad intervalli regolari come nella modalità frequenzimetro, la quale ha invece un tempo di campionamento fisso, ma in base al regime di rotazione del motore. Poiché a macchina ferma il temporizzatore che conteggia il tempo necessario al ricoprimento dello spostamento angolare campione avanza all'infinito senza che la macchina lo raggiunga mai, nella routine che implementa la misura della velocità nella modalità periodimetro viene introdotto un timeout, ovverossia un valore del temporizzatore oltre il quale la velocità viene considerata nulla. Poiché le due modalità di misurazione della velocità sopra illustrate si presentano ottimali in campi di velocità

diversi, risulta conveniente basare la misurazione di tale grandezza su entrambi i metodi, passando dall'uno all'altro in base alla zona di funzionamento.

La velocità di rotazione del motore, che per congruenza con le equazioni della tecnica di controllo SFVC viene espressa in forma di velocità angolare elettrica, viene determinata per mezzo delle tre routine **Freq_Vel**, **Period_Vel** e **Scegli_Vel**. La prima contiene le istruzioni per la misura in modalità frequenzimetro, la seconda le istruzioni per la misura in modalità il periodimetro ed infine l'ultima determina a quale campo appartiene la velocità del motore e sceglie di conseguenza quale delle due misure prendere in considerazione. Nella routine *Freq_Vel* il tempo di campionamento della velocità viene scelto di durata sensibilmente maggiore al tempo di ciclo per la modulazione dell'inverter, dal momento che si desidera mantenere una buona precisione nell'acquisizione del segnale dell'encoder. Per fare in modo che ciò accada occorre quindi, soprattutto alle basse velocità, far sì che tale tempo di campionamento consenta l'acquisizione di un sufficiente numero di impulsi. Il tempo di campionamento della velocità è stato quantificato mediante simulazioni in alcuni millisecondi ed è stato scelto in modo da risultare un multiplo intero del tempo di ciclo della modulazione SVM, in modo che possa essere conteggiato dal programma semplicemente come un certo numero di cicli di controllo. Infatti la routine *Freq_Vel*, fra le altre cose, si occupa di verificare se dall'ultimo campionamento della velocità sono trascorsi o meno i cicli pari al tempo di campionamento della medesima e in caso affermativo a calcolare il valore di quest'ultima mediante la seguente espressione

$$Velocità = \left(\frac{2\pi(2^{15}-1)}{4096 nT_C \cdot \omega_{mMAX}} \right) \cdot (Count(k+1) - Count(k)) = COSTVEL \Delta Count \quad (21.6.3.3)$$

dove $nT_C = T_{vel}$ è il tempo di campionamento della velocità e Count rappresenta il numero degli impulsi conteggiati dall'encoder.

La routine *Period_Vel* utilizza invece come spostamento angolare campione un centesimo di giro e ogni volta che viene chiamata si occupa essenzialmente di verificare se dall'ultima stima effettuata il rotore si è o meno spostato di tale angolo. In caso affermativo essa calcola la velocità dividendo¹ l'angolo campione per il tempo trascorso dall'ultima misurazione effettuata, considerato come multiplo intero del

¹ Poiché il DSP non è in grado di eseguire direttamente l'operazione di divisione, questa è stata effettuata in modo approssimato utilizzando l'istruzione di sottrazione condizionata (SUBC) ripetuta 14 volte per avere un quoziente in formato Q15.

tempo di ciclo dell'inverter. L'equazione per il calcolo della velocità, espressa in radianti elettrici al secondo, implementata in questa routine è la seguente

$$Velocita = \left(\frac{\frac{1}{100} \cdot 2\pi \cdot 2}{Timer \cdot T_c} \right) \quad (21.6.3.4)$$

Essa riportata alla rappresentazione interna porge

$$Vel\hat{o}cita = \left(\frac{\frac{1}{100} \cdot 2\pi \cdot 2}{Timer \cdot T_c \cdot Velocita^*} \right) \quad (21.6.3.5)$$

dove $Velocita^*$ è il fattore di scala della velocità.

Si noti che in quest'ultima equazione l'unica variabile è *Timer* e che essa figura al denominatore. Poiché il DSP non può effettuare calcoli di divisione, quest'ultima operazione viene approssimata per mezzo delle seguenti istruzioni Assembler

```
LACC    #50<<1, 15
RPT     #14
SUBC    Timer .
```

Esse restituiscono nell'accumulatore il risultato

$$ACC = \frac{50}{Timer}$$

dove il numero 50 non ha nessun significato fisico e serve solo come numero intero maggiore di uno di appoggio per l'esecuzione dei calcoli. Con ciò l'equazione effettivamente implementata nella routine *Period_Vel* risulta

$$Vel\hat{o}cita = \frac{50}{Timer} \cdot \left(\frac{\frac{1}{100} \cdot 2 \cdot 2}{50 \cdot T_c \cdot Velocita^*} \right) = \frac{50}{Timer} \cdot PER\_VEL. \quad (21.6.3.6)$$

La routine *Scegli_Vel*, infine, effettua la scelta del valore di velocità da salvare nell'apposita variabile *Velocita* da impiegare per i calcoli di stima dello stimatore in corrente, in base alla zona di funzionamento del motore. Tale scelta viene effettuata in modo molto semplice:

- se la velocità misurata al ciclo precedente risulta minore di 38 giri/min si sceglie il valore calcolato con la modalità periodometro
- se la velocità misurata al ciclo precedente risulta maggiore di 46 giri/min si sceglie il valore calcolato con la modalità frequenzimetro
- se la velocità misurata al ciclo precedente è compresa tra 38 e 46 giri/min si assume come velocità la media dei valori calcolati con le due diverse modalità in modo da garantire una transizione graduale tra i risultati forniti dai due metodi di misura.

21.6.4 *Filtraggio delle correnti*

Lo sviluppo del software per la trazione del veicolo ha mostrato come i segnali campionati risultino affetti da disturbi elettromagnetici causati soprattutto dalle commutazioni dell'inverter in corrispondenza della transizione del vettore tensione modulato da un settore all'altro. Tali disturbi possono determinare dei picchi di tensione sui segnali provenienti dai trasduttori di corrente e di tensione del bus DC.

Allo scopo di limitare i loro effetti, nell'algoritmo di modulazione della tensione applicata al motore sono state introdotte apposite routine per il filtraggio digitale dei segnali acquisiti. Per ciò che concerne la tensione del bus DC, si è già visto come tale operazione venga effettuata mediante il semplice filtro passa-basso implementato nella routine *CleanE_DC*. Per quanto riguarda invece le correnti, nella routine **Scegli_Corrente** è stato realizzato un filtro euristico pesato del tutto simile a quello impiegato nel programma per l'implementazione su sistema di sviluppo del controllo SFVC con regolatore di flusso proporzionale-integrale visto nel capitolo 15. Esso si basa sulla doppia acquisizione delle correnti, effettuata nelle routine *ADC_Iab1* e *ADC_Iab2* rispettivamente, e sul confronto delle letture risultanti dai due campionamenti, che per la corrente della fase *a* possono essere indicate con I_{A1} e I_{A2} , e un valore di corrente calcolato mediante la derivata di questa grandezza nei cicli precedenti. In particolare come valore di confronto si è considerato quello ottenuto

dalla media pesata fra la corrente acquisita al ciclo precedente $I_{A,K-1}$ e quella ricavata prolungando la tangente al grafico della corrente nel punto di ascissa K-2 fino al punto di ascissa K.

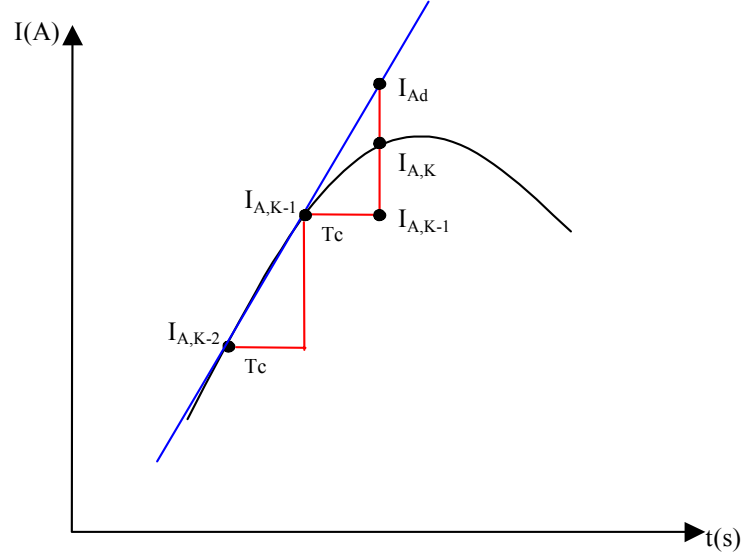


Figura 21.13 - Principio del filtro euristico pesato

Come si può notare dalla figura 21.13, la pendenza di tale tangente viene ricavata in modo approssimato tramite il rapporto incrementale della corrente tra gli istanti K-1 e K-2

$$\left(\frac{dI_A}{dt} \right)_{K-2} \cong \frac{I_{A,K-1} - I_{A,K-2}}{T_c} . \quad (21.6.4.1)$$

Il valore della corrente I_{Ad} per il confronto con i campioni acquisiti si ricava facilmente dalla seguente espressione

$$I_{Ad} = I_{A,K-1} + \left(\frac{dI_A}{dt} \right)_{K-2} T_c \cong 2I_{A,K-1} - I_{A,K-2} . \quad (21.6.4.2)$$

Facendo la media pesata fra i due termini di confronto si ottiene

$$I_{AP,K} = (1 - \text{peso})I_{A,K-1} + \text{peso}(I_{Ad}) \quad (21.6.4.3)$$

ovvero

$$I_{AP,K} = I_{A,K-1} + \text{peso} I_{A,K-1} - \text{peso} I_{A,K-2} \quad (21.6.4.4)$$

dove il coefficiente *peso* è un numero reale compreso fra 0 e 1. Come risulta chiaro, se *peso* è uguale a zero si ricade esattamente nel caso del filtro euristico tradizionale, mentre se *peso* è uguale a uno il termine di confronto è determinato completamente dalla derivata nel punto K-2, coincidendo con I_{Ad} .

Dalle prove sperimentali eseguite è emerso che con un valore del coefficiente *peso* pari a 0.8 è possibile ridurre notevolmente gli errori di acquisizione sulle correnti in tutto il campo di variazione della velocità della macchina ottenendo un buon funzionamento dell'azionamento a tutti i regimi di rotazione.

Nella routine *Scegli_Corrente* è stata implementata l'espressione (21.6.4.4) del filtro euristico pesato, indicando con i nomi I_{AV} e I_{AVV} le variabili $I_{A,K-1}$ e $I_{A,K-2}$. Ovviamente lo stesso tipo di filtro previsto per la corrente I_A è stato implementato allo stesso modo e con lo stesso valore del coefficiente *peso* anche per la corrente I_B .

21.6.5 *Calcolo delle componenti d e q del vettore corrente statorica*

Di seguito alla routine *Scegli_Corrente*, e quindi a valle del filtraggio sulle correnti I_A e I_B , nella routine **Calcola_Correnti** viene determinata la corrente della fase C e vengono ricavate le componenti sugli assi $\{d,q\}$ del vettore corrente statorica $\bar{i}_s$. Tali componenti riportate alla rappresentazione interna hanno la seguente espressione

$$\hat{i}_d = \left(\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{i^*}{i_s^*} \right) \hat{i}_A = CC1 \cdot \hat{i}_A \quad (21.6.5.1)$$

$$\hat{i}_q = \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{i^*}{i_s^*} \right) \hat{i}_A + \left(\frac{2}{\sqrt{2}} \frac{i^*}{i_s^*} \right) \hat{i}_B = CC2 \cdot \hat{i}_A + CC3 \cdot \hat{i}_B \quad (21.6.5.2)$$

essendo i^* il fattore di scala delle correnti di fase acquisite e i_s^* il fattore di scala del vettore corrente statorica.

21.6.6 Stima dei flussi rotorico e statorico

La stima dei flussi rotorico e statorico per mezzo dello stimatore dinamico viene compiuta elaborando le istruzioni contenute in sette routine successive una all'altra. La prima di esse, denominata **Calc_Par**, si occupa del calcolo dei coefficienti delle equazioni dello stimatore di flusso rotorico dipendenti dalla velocità meccanica. Tali coefficienti hanno le seguenti espressioni

$$\begin{aligned} \text{OTC2} &= \left(1 - \frac{R_R T_C}{L_R} + \frac{1}{2} \frac{R_R^2 T_C^2}{L_R^2} - \frac{\hat{\omega}_m^2 \omega_m^{*2} T_C^2}{2} \right) = \text{RTC SLR} - \frac{\hat{\omega}_m^2 \omega_m^{*2} T_C^2}{2} \\ \text{COTC} &= \left(T_C - \frac{T_C^2 R_R}{L_R} \right) \omega^* \hat{\omega}_m = \text{PAR1} \cdot \hat{\omega}_m \\ \text{RMOTC2} &= \left(\frac{1}{2} \frac{R_R M}{L_R} T_C^2 \cdot \frac{i_s^* \omega_m^*}{\varphi^*} \right) \cdot \hat{\omega}_m = \text{PAR2} \cdot \hat{\omega}_m \end{aligned} \quad (21.6.6.1)$$

Altri coefficienti delle equazioni dello stimatore in corrente, dipendenti solo dai parametri di macchina, sono calcolati fuori linea all'interno dell'applicazione Scalizzatore.xls preposta alla gestione di tutte le costanti, dei parametri, dei coefficienti e dei fattori di scala dell'algoritmo di modulazione della tensione applicata alla macchina, similmente a quanto fatto nell'implementazione del controllo SFVC sul sistema di sviluppo. Essi sono i seguenti

$$\begin{aligned} \text{RRMTC} &= \frac{R_R M T_C}{L_R} \frac{i_s^*}{\varphi^*} \\ \text{RR2MTC2} &= \frac{1}{2} \frac{R_R^2 M T_C^2}{L_R^2} \frac{i_s^*}{\varphi^*} \end{aligned} \quad (21.6.6.2)$$

essendo φ^* il fattore di scala dei flussi.

Noto il valore dei parametri appena calcolati, ricordando l'equazione (4.3.17), riportata nel capitolo 4, dello stimatore di flusso in corrente discretizzata e approssimata al

secondo ordine, le componenti d e q del vettore flusso rotorico stimato vengono calcolate nella routine **Stm_Fr_Corr** come segue

$$\begin{aligned}\hat{\phi}_{Rd(k+1)} &= \hat{\phi}_{Rd(k)} \cdot OTC2 - \hat{\phi}_{Rq(k)} \cdot COTC + RRMTG \hat{i}_{Smd} - RR2MTC2 \hat{i}_{Sd} - RMOTC2 \hat{i}_{Sq} \\ \hat{\phi}_{Rq(k+1)} &= \hat{\phi}_{Rq(k)} \cdot OTC2 + \hat{\phi}_{Rd(k)} \cdot COTC + RRMTG \hat{i}_{Smq} - RR2MTC2 \hat{i}_{Sq} + RMOTC2 \hat{i}_{Sd}.\end{aligned}\quad (21.6.6.3)$$

Si noti che per definizione le correnti i_{smd} e i_{smq} , calcolate all'interno della routine *Calc_Par*, al ciclo K di modulazione sono date da

$$\begin{aligned}i_{Smdk} &= \frac{i_{Sdk} + i_{Sdk+1}}{2} \\ i_{Smqk} &= \frac{i_{Sqk} + i_{Sqk+1}}{2}.\end{aligned}\quad (21.6.6.4)$$

Poiché tuttavia il valore della corrente all'istante K+1 non è noto, si introduce la seguente approssimazione

$$\begin{aligned}i_{Smdk} &\cong i_{Sdk} \\ i_{Smqk} &\cong i_{Sqk}.\end{aligned}\quad (21.6.6.5)$$

Una volta stimate le componenti del vettore flusso rotorico sugli assi d e q si procede alla stima delle componenti d e q del vettore flusso statorico per mezzo della routine **Stm_Fs_Corr** implementando le seguenti equazioni

$$\begin{aligned}\hat{\phi}_{Sd(k+1)} &= \frac{M}{L_R} \hat{\phi}_{Rd(k+1)} + \sigma L_S \frac{i_S^*}{\phi} \hat{i}_d = MSLR \cdot \hat{\phi}_{Rd(k+1)} + SIGLS \cdot \hat{i}_d \\ \hat{\phi}_{Sq(k+1)} &= \frac{M}{L_R} \hat{\phi}_{Rq(k+1)} + \sigma L_S \frac{i_S^*}{\phi} \hat{i}_q = MSLR \cdot \hat{\phi}_{Rq(k+1)} + SIGLS \cdot \hat{i}_q.\end{aligned}\quad (21.6.6.6)$$

Per quanto concerne poi la stima dei flussi statorico e rotorico mediante lo stimatore in tensione, viene utilizzato lo stimatore in tensione retroazionato descritto nel paragrafo 4.5 del capitolo 4. L'equazione di tale stimatore, discretizzata e riportata alla rappresentazione interna, viene implementata nella routine **Stm_Fs** nella forma

$$\begin{cases} \tilde{\varphi}_s(k) = \tilde{\varphi}_s(k-1) + T_c \bar{v}_s(k) - T_c R_s \bar{i}_s(k) + T_c G [\bar{\varphi}_r^{\text{REF}}(k-1) - \tilde{\varphi}_r(k-1)] \\ \tilde{\varphi}_r(k) = \frac{L_R}{M} \tilde{\varphi}_s(k) - \frac{L_S L_R \sigma}{M} \bar{i}_s(k) \end{cases} \quad (21.6.6.7)$$

La routine **Calc_TRI**, richiamata nel corso dell'elaborazione subito dopo la routine **Calc_Par** e prima della routine **Stm_Fr_Corr**, provvede poi al calcolo del prodotto della resistenza statorica per le componenti d e q del vettore corrente

$$TR \hat{i}_d = \left(\frac{R_s \hat{i}_s^*}{\varphi^* K_{p3}} \right) \hat{i}_d = TRI1 \cdot \hat{i}_d \quad (21.6.6.8)$$

$$TR \hat{i}_q = \left(\frac{R_s \hat{i}_s^*}{\varphi^* K_{p3}} \right) \hat{i}_q = TRI1 \cdot \hat{i}_q \quad (21.6.6.9)$$

essendo K_{p3} una costante di guadagno per l'ottimizzazione della messa in scala delle equazioni. Per quanto riguarda l'errore di flusso rotorico, la routine **Calc_DFr**, eseguita a valle della routine **Stm_W** per la stima della pulsazione del flusso rotorico, procede al calcolo del vettore che ha modulo uguale al flusso rotorico di riferimento e fase coincidente con quella del flusso rotorico stimato secondo le equazioni

$$F\hat{r}_d = \left(\frac{\varphi_{r, \text{REF}}^*}{\varphi^* 2^{15}} \right) F\hat{r}_r \cdot \hat{c}\hat{o}s = DFR1 \cdot F\hat{r}_r \cdot \hat{c}\hat{o}s \quad (21.6.6.10)$$

$$F\hat{r}_q = \left(\frac{\varphi_{r, \text{REF}}^*}{\varphi^* 2^{15}} \right) F\hat{r}_r \cdot \hat{s}\hat{e}\hat{n} = DFR1 \cdot F\hat{r}_r \cdot \hat{s}\hat{e}\hat{n} \quad (21.6.6.11)$$

in cui la variabile $F\hat{r}_r$ indica il flusso rotorico di riferimento e le variabili $\hat{c}\hat{o}s$ e $\hat{s}\hat{e}\hat{n}$ rispettivamente la componente d e la componente q del versore del flusso rotorico stimato, mentre le componenti dell'errore di flusso valgono

$$DF\hat{r}_d = (T_c G)(F\hat{r}_d - F\hat{r}_{d\_stm}) = DFR3 \cdot (F\hat{r}_d - F\hat{r}_{d\_stm}) \quad (21.6.6.12)$$

$$D\hat{F}\hat{r}q = (T_c G)(\hat{F}\hat{r}q - \hat{F}\hat{r}q\_stm) = DFR3 \cdot (\hat{F}\hat{r}q - \hat{F}\hat{r}q\_stm) \quad (21.6.6.13)$$

essendo $\hat{F}\hat{r}d\_stm$ e $\hat{F}\hat{r}q\_stm$ le componenti del flusso rotorico stimato.

Le componenti del flusso statorico stimato $\hat{F}\hat{s}d\_stm$ e $\hat{F}\hat{s}q\_stm$, calcolate nella routine *Stm_Fs*, si ricavano infine dalle relazioni

$$\begin{aligned} \hat{F}\hat{s}d\_stm &= \hat{F}\hat{s}d\_stm + (T_c K_{p3})(T\hat{v}_d - TR\hat{i}_d) + D\hat{F}\hat{r}d = \\ &= \hat{F}\hat{s}d\_stm + SFS1 \cdot (T\hat{v}_d - TR\hat{i}_d) + D\hat{F}\hat{r}d \end{aligned} \quad (21.6.6.14)$$

$$\begin{aligned} \hat{F}\hat{s}q\_stm &= \hat{F}\hat{s}q\_stm + (T_c K_{p3})(T\hat{v}_q - TR\hat{i}_q) + D\hat{F}\hat{r}q = \\ &= \hat{F}\hat{s}q\_stm + SFS1 \cdot (T\hat{v}_q - TR\hat{i}_q) + D\hat{F}\hat{r}q \cdot \end{aligned} \quad (21.6.6.15)$$

in cui $T\hat{v}_d$ e $T\hat{v}_q$ sono le componenti del vettore tensione statorica calcolate dal regolatore di flusso proporzionale compensato della forza contro elettromotrice dinamica prodotta dal flusso rotorico, eventualmente limitate in modulo dal limitatore di tensione, moltiplicate per un opportuno fattore di scala.

Note le componenti del vettore flusso statorico stimato e del vettore corrente, la routine **Stm_Fr** determina le componenti del vettore flusso rotorico stimato

$$\hat{F}\hat{r}d\_stm = \left(\frac{L_R}{M} \frac{1}{2} \right) \hat{F}\hat{s}d\_stm - \left(\frac{L_s L_R}{M} \frac{\dot{i}_s^*}{\phi^*} \right) \hat{i}_d = SFR1 \cdot \hat{F}\hat{s}d\_stm - SFR2 \cdot \hat{i}_d \quad (21.6.6.16)$$

$$\hat{F}\hat{r}q\_stm = \left(\frac{L_R}{M} \frac{1}{2} \right) \hat{F}\hat{s}q\_stm - \left(\frac{L_s L_R}{M} \frac{\dot{i}_s^*}{\phi^*} \right) \hat{i}_q = SFR1 \cdot \hat{F}\hat{s}q\_stm - SFR2 \cdot \hat{i}_q \quad (21.6.6.17)$$

Lo stimatore dinamico infine è implementato nella routine **Stm_misto**, in cui i coefficienti α_1 e α_2 definiti nel capitolo precedente dalle (20.3.5.3) ed espressi dalle (20.3.5.5), vengono calcolati come

$$ALFA1 = ALFA2 + 128 \quad (21.6.6.18)$$

$$ALFA2 = \left\{ \left[\frac{128x_i - 64}{x_i^2 - x_i} \cdot \left(\frac{\omega^*}{\omega_{lim}} \right)^2 \cdot 2^{12} \cdot 2^{15} \right] \cdot \frac{2^5}{2^{16} 2^{16}} \hat{\omega}^2 + \left[\frac{64 - 128x_i^2}{x_i^2 - x_i} \cdot \frac{\omega^*}{\omega_{lim}} \cdot 2^{15} \right] \cdot \frac{2\hat{\omega}}{2^{16}} \right\} \cdot \quad (21.6.6.19)$$

Introducendo i due coefficienti A_1 e B_1 la (21.6.6.18) diventa

$$ALFA1 = \left\{ A_1 \cdot \frac{2^5}{2^{16} \cdot 2^{16}} \hat{\omega}^2 + B_1 \cdot \frac{2\hat{\omega}}{2^{16}} \right\} + 128. \quad (21.6.6.20)$$

Essa viene implementata nella routine *Stm_misto* per mezzo delle seguenti istruzioni Assembler

SPM	0	
fmul32s16s	$\omega^2, A1, Tempmul, Tempmulb$	$\Rightarrow ACC = \frac{\hat{\omega}^2 A1}{2^{16}}$
RPT	#4	
SFL		$\Rightarrow$ moltiplica per 2^5
SACH	ALFA1	$\Rightarrow$ divide per 2^{16} e salva in ALFA1
SPM	0	
LT	ω	
MPY	#B1	$\Rightarrow PREG = \hat{\omega} B1$
PAC		
SFL		$\Rightarrow$ moltiplica per 2
SACH	Tempflu	$\Rightarrow$ divide per 2^{16} e salva in Tempflu
LACC	Tempflu	
ADD	#128	$\Rightarrow ACC = 128 + Tempflu$
ADD	ALFA1	$\Rightarrow ACC = ACC + ALFA1$
SACL	ALFA1	$\Rightarrow$ salva il risultato in ALFA1

Il calcolo della componente di asse d del vettore flusso statorico stimato con lo stimatore dinamico, basato sull'equazione fondamentale (20.3.5.1), si ottiene, ricordando che $2^7=128$, come

$$Fsd\_misto = \left[(128 - ALFA) \cdot 2^7 \right] \cdot \frac{2^2}{2^{16}} Fsd\_stm + \left[(ALFA) \cdot 2^7 \right] \cdot \frac{2^2}{2^{16}} Fsd\_new. \quad (21.6.6.21)$$

Raggruppando i coefficienti per maggior chiarezza si ottiene

$$\hat{Fsd\_misto} = \left[(ALFA2') \right] \cdot \frac{2^2}{2^{16}} \hat{Fsd\_stm} + \left[(ALFA1') \right] \cdot \frac{2^2}{2^{16}} \hat{Fsd\_new} . \quad (21.6.6.22)$$

L'implementazione della (21.6.6.22) nel codice di programma avviene tramite le seguenti istruzioni Assembler

```

SPM          0

fmul32s16u  Fsd_stm,ALFA2',Mulreg  ⇒  ACC = Fsd_stm ·  $\frac{ALFA2'}{2^{16}}$ 

SFL
SFL          ⇒  moltiplica per 22
SACC32      Fsd_misto              ⇒  salva il risultato in Fsd_misto
SPM          0

fmul32s16u  Fsd_new,ALFA1',Tempmul ⇒  ACC = Fsd_new ·  $\frac{ALFA1'}{2^{16}}$ 

SFL
SFL          ⇒  moltiplica per 22
ADD32      Fsd_misto              ⇒  ACC = ACC + Fsd_misto
SACC32      Fsd_misto              ⇒  salva il risultato in Fsd_misto.

```

Per quanto riguarda la componente di asse q del vettore flusso statorico stimato con lo stimatore dinamico, l'implementazione è analoga a quella vista per la componente di asse d.

21.6.7 *Stima della fase e della pulsazione del vettore flusso rotorico*

Il calcolo della fase del vettore flusso rotorico e di tutte le altre grandezze vettoriali espresse internamente al DSP mediante le loro componenti d e q rappresentate a 32 bit, viene effettuato con estrema precisione nella routine **Calc_Phase** contenuta all'interno della routine **Stm_Theta** elaborata di seguito alla routine *Stm_misto*.

Il vettore a 32 bit, viene dapprima normalizzato a 14 bit, cioè il suo bit più significativo viene fatto coincidere con il quattordicesimo mediante moltiplicazioni o divisioni per potenze di due. Successivamente esso viene diviso per il suo modulo secondo l'espressione

$$\cos + j\sin = \frac{\bar{V}}{\sqrt{V_D^2 + V_Q^2}}. \quad (21.6.7.1)$$

Se ora si definisce la variabile M a 32 bit come

$$M = (V_D^2 + V_Q^2 - 2^{28})2^{-2} \quad (21.6.7.2)$$

risulta chiaramente che per V_D e V_Q non contemporaneamente nulle essa è sempre positiva. Se si indicano con M_H e M_L la parte alta e quella bassa di M, ossia la parte costituita dai 16 bit più significativi e dai 16 bit meno significativi rispettivamente, rappresentando le grandezze $\sin$ e $\cos$ a 14 bit si ottiene

$$(\cos\hat{+} + j\sin\hat{+})2^{15} = \left(\frac{2^{29}}{\sqrt{2^{16}(M_H^2 + 2^{12})}} \right) \bar{V} \quad (21.6.7.3)$$

dove si nota che il modulo al quadrato del vettore $\bar{V}$ è stato espresso mediante la (21.6.7.2) utilizzando M_H in luogo di M. Poiché questo comporta un sensibile errore sull'inverso del modulo, nella routine Calc_Phase, per recuperare precisione, viene adottato il metodo dell'approssimazione lineare. Si calcolano dunque $\cos$ e $\sin$ per la variabile M_H e per la variabile M_H+1 e si applica la seguente espressione

$$(\cos\hat{+} + j\sin\hat{+})2^{15} + 2^5 \left[\frac{(\cos\hat{+}_2 - \cos\hat{+}_1)2^{15} + j(\sin\hat{+}_2 - \sin\hat{+}_1)2^{15}}{2^5} \right] \frac{M_L}{2^{16}}. \quad (21.6.7.4)$$

Determinata la fase del vettore flusso rotorico nei vari cicli di modulazione, il calcolo della pulsazione rotorica può essere eseguito semplicemente dividendo la variazione di fase che tale vettore subisce fra due cicli successivi e il tempo di ciclo T_c , ossia, indicando con ϑ la fase del vettore flusso rotorico al ciclo K e con ϑ_v la fase del vettore flusso rotorico al ciclo K-1, ricorrendo alla seguente espressione

$$W = \frac{\vartheta - \vartheta_v}{T_c}. \quad (21.6.7.5)$$

Poiché un ciclo di modulazione ha una durata di soli 200 μsec , la variazione di fase $(\vartheta - \vartheta_v)$ è approssimabile con il seno della variazione di fase $\text{sen}(\vartheta - \vartheta_v)$. Con ciò la (21.6.7.5) diviene

$$W = \frac{\vartheta - \vartheta_v}{T_c} \cong \frac{\text{sen}(\vartheta - \vartheta_v)}{T_c} = \frac{\text{sen } \vartheta \cdot \cos \vartheta_v - \cos \vartheta \cdot \text{sen } \vartheta_v}{T_c}. \quad (21.6.7.6)$$

La (21.6.7.6), riportata alla rappresentazione interna, è l'equazione implementata nella routine **Stm_W**. Con i nomi delle grandezze definiti nel codice di programma, essa assume la seguente forma

$$\hat{W}_c = \left(\frac{2^3}{2^{16} T_c W^*} \right) \left(\frac{\hat{\text{sen}} \cdot \hat{\text{cos}}_v \cdot 2}{2^{16}} - \frac{\hat{\text{cos}} \cdot \hat{\text{sen}}_v \cdot 2}{2^{16}} \right) = \text{SWR1} \left(\frac{\hat{\text{sen}} \cdot \hat{\text{cos}}_v \cdot 2}{2^{16}} - \frac{\hat{\text{cos}} \cdot \hat{\text{sen}}_v \cdot 2}{2^{16}} \right). \quad (21.6.7.7)$$

Si osserva che il fattore di scala della pulsazione rotorica è $1/2^{28} W^*$ in quanto sia il seno che il coseno sono grandezze scalizzate a 14 bit.

Il calcolo della pulsazione del vettore flusso rotorico, eseguito nella routine *Stm_W* mediante l'equazione (21.6.7.7), è soggetto a sensibili errori dovuti sia al fatto di approssimare la derivata di un angolo rispetto al tempo con un rapporto incrementale, ossia una relazione differenziale con una espressione alle differenze finite, sia soprattutto all'operazione di discretizzazione delle variabili che rappresentano la fase del vettore flusso rotorico stimato. L'effetto di questi errori è quello di creare un rumore piuttosto consistente sovrapposto al segnale utile. Tale rumore ostacola il normale funzionamento del regolatore di flusso statorico e porta ad errori inaccettabili nella modulazione SVM del vettore tensione da applicare alla macchina. Per questo motivo si rende indispensabile l'utilizzo di un filtro digitale sulla pulsazione rotorica. Il filtro utilizzato è del secondo ordine ed i suoi poli sono stati determinati tramite una simulazione numerica mirata ad ottimizzare il rapporto esistente fra l'entità della soppressione del disturbo sul segnale da filtrare e la limitazione della dinamica sul segnale filtrato. In particolare, dalle simulazioni eseguite, si è ottenuto che a regime, ovvero a velocità di rotazione costante, tale filtro introduce sul segnale elaborato una variazione di pochi bit, mentre in condizioni dinamiche è caratterizzato da una risposta alla rampa più veloce di quella della macchina asincrona accelerata dalla massima coppia con la sola inerzia all'albero.

La funzione di trasferimento continua del filtro del secondo ordine è la seguente

$$G(s) = \frac{p_1 p_2}{(s + p_1)(s + p_2)} = \frac{p_1 p_2}{s^2 + s(p_1 + p_2) + p_1 p_2} \quad (21.6.7.8)$$

essendo p_1 e p_2 i suoi poli.

Mediante la trasformata Z è possibile passare dalla funzione di trasferimento continua a quella discreta, allo scopo di poter implementare il filtro nell'algoritmo di controllo.

Utilizzando il metodo delle differenze in avanti si ottiene

$$s = \frac{1 - z^{-1}}{T_c z^{-1}} \quad (21.6.7.9)$$

da cui si ricava l'espressione della funzione di trasferimento discreta

$$G(z) = \frac{T_c^2 p_1 p_2 z^{-2}}{1 + [-2 + (p_1 + p_2)T_c]z^{-1} + [1 - (p_1 + p_2)T_c + p_1 p_2 T_c^2]z^{-2}} \quad (21.6.7.10)$$

che riscritta in altra forma diviene la seguente

$$G(z) = T_c^2 p_1 p_2 z^{-2} - [-2 + (p_1 + p_2)T_c]G(z) \cdot z^{-1} - [1 - (p_1 + p_2)T_c + p_1 p_2 T_c^2]G(z) \cdot z^{-2}. \quad (21.6.7.11)$$

Poiché nella rappresentazione della funzione di trasferimento discreta secondo la trasformata Z il termine z^{-k} rappresenta un ritardo finito di k cicli, la (21.6.7.11) può essere posta nella forma

$$G_K = T_c^2 p_1 p_2 z^{-2} - [-2 + (p_1 + p_2)T_c]G_{K-1} - [1 - (p_1 + p_2)T_c + p_1 p_2 T_c^2]G_{K-2} \quad (21.6.7.12)$$

in cui G_K , G_{K-1} e G_{K-2} sono le funzioni di trasferimento discrete al ciclo K , al ciclo $K-1$ e al ciclo $K-2$.

Esprimendo $G(z)$ come rapporto fra la trasformata Z della pulsazione rotorica filtrata $Wf(z)$ e della pulsazione rotorica calcolata nella routine `Stm_W Wc(z)`

$$G(z) = \frac{Wf(z)}{Wc(z)} \quad (21.6.7.13)$$

la (21.6.7.12) si trasforma nella seguente

$$Wf_k = T_c^2 p_1 p_2 Wc_{k-2} - [-2 + (p_1 + p_2) T_c] Wf_{k-1} - [1 - (p_1 + p_2) T_c + p_1 p_2 T_c^2] Wf_{k-2}. \quad (21.6.7.14)$$

La (21.6.7.14) è l'equazione che nella routine *Stm_W* è stata originariamente implementata per il filtro digitale del secondo ordine, utilizzando per la rappresentazione della pulsazione rotorica calcolata e della pulsazione rotorica filtrata variabili 16 bit con segno. Essa tuttavia, a causa degli inevitabili errori di troncamento, durante i test preliminari sul funzionamento dell'algoritmo di controllo, ha manifestato un comportamento anomalo in fase di deflussaggio della macchina, portando ad un filtraggio asimmetrico della pulsazione nelle transizioni dalla zona a coppia limite costante a quella a potenza limite costante e viceversa, il quale in alcuni casi ha reso addirittura impossibile l'esecuzione del deflussaggio stesso. Per risolvere il problema si è dovuti passare alla rappresentazione delle variabili pulsazione in doppia precisione, implementando la (21.6.7.14) mediante grandezze a 32 bit con segno.

In particolare indicate con *Wc32* la pulsazione calcolata al ciclo *K* (*Wc*) convertita da 16 a 32 bit, con *Wfv32* la pulsazione filtrata al ciclo *k-2* a 32 bit, con *Wf32* quella filtrata al ciclo *k* a 32 bit, con *Wcv32* la pulsazione calcolata al ciclo *k-2* anch'essa convertita a 32 bit ed infine con *Wf32* la pulsazione filtrata al ciclo *k* a 32 bit, l'equazione del filtro digitale del secondo ordine sulla pulsazione rotorica implementata e utilizzata risulta la seguente

$$Wf32 = (p_1 p_2 T_c^2) Wcv32 - [-2 + (p_1 + p_2) T_c] Wfv32 - [1 - (p_1 + p_2) T_c + p_1 p_2 T_c^2] Wfv32. \quad (21.6.7.15)$$

Ponendo

$$FLB232 = (p_1 p_2 T_c^2) \quad (21.6.7.16)$$

$$FLA132 = \left(\frac{-2 + (p_1 + p_2) T_c}{2} \right) \quad (21.6.7.17)$$

$$FLA232 = [1 - (p_1 + p_2) T_c + p_1 p_2 T_c^2] \quad (21.6.7.18)$$

si ottiene

$$Wf32 = FLB232 \cdot Wcv32 - 2 \cdot FLA132 \cdot Wfv32 - FLA232 \cdot Wfv32 \quad (21.6.7.19)$$

da cui si ricava il valore della pulsazione rotorica filtrata a 16 bit

$$W = \frac{Wf32}{2^{16}}. \quad (21.6.7.20)$$

21.6.8 Calcolo della massima tensione disponibile

La tensione massima $V_{s,MAX}$ modulabile a regime con la tecnica SVM, nella sua rappresentazione interna al DSP, viene calcolata nella routine **Calc_MaxVs** mediante la seguente equazione

$$V\hat{s}_{max} = \left(0.99 \frac{v^*}{v_s^*} \frac{1}{\sqrt{2}} \right) \hat{E}_{DC} = \left(0.99 \frac{\frac{E_{DC,MAX}}{2^{15}}}{\frac{V_{s,MAX}}{2^{15}}} \frac{1}{\sqrt{2}} \right) \hat{E}_{DC} = VSM1 \cdot \hat{E}_{DC} \quad (21.6.8.1)$$

in cui $\hat{E}_{DC}$ è la tensione del bus DC interna, v^* è il relativo fattore di scala e v_s^* è il fattore di scala del vettore tensione statorica stellata.

21.6.9 Determinazione dei riferimenti di flusso e coppia massima

I riferimenti di flusso rotorico e coppia massima necessari all'esecuzione dei calcoli di modulazione dell'algoritmo di controllo SFVC, alle varie pulsazioni di funzionamento, vengono determinati all'interno della routine **Calc_Ref_Over**. Il campo di variazione della pulsazione è diviso in tre zone:

- zona a flusso costante
- zona di primo deflussaggio
- zona di secondo seflussaggio.

Nella zona a flusso costante, compresa tra la pulsazione nulla e la pulsazione base (pulsazione di primo deflussaggio), il flusso rotorico di riferimento è costante e pari al valore nominale, mentre la coppia limite di riferimento è variabile e superiore alla

coppia nominale. Infatti nelle applicazioni di trazione elettrica stradale, uno dei requisiti fondamentali dell'azionamento è quello di consentire alla macchina di sviluppare coppie elevate sia allo spunto che nel funzionamento a bassa velocità, ammettendo un sovraccarico temporaneo del motore e dei dispositivi elettronici di potenza che lo alimentano. Per questo motivo nella routine *Calc_Ref_Over* sono state implementate le istruzioni per l'imposizione di un riferimento di coppia limite costituito da una spezzata del tipo rappresentato nella figura 21.14.

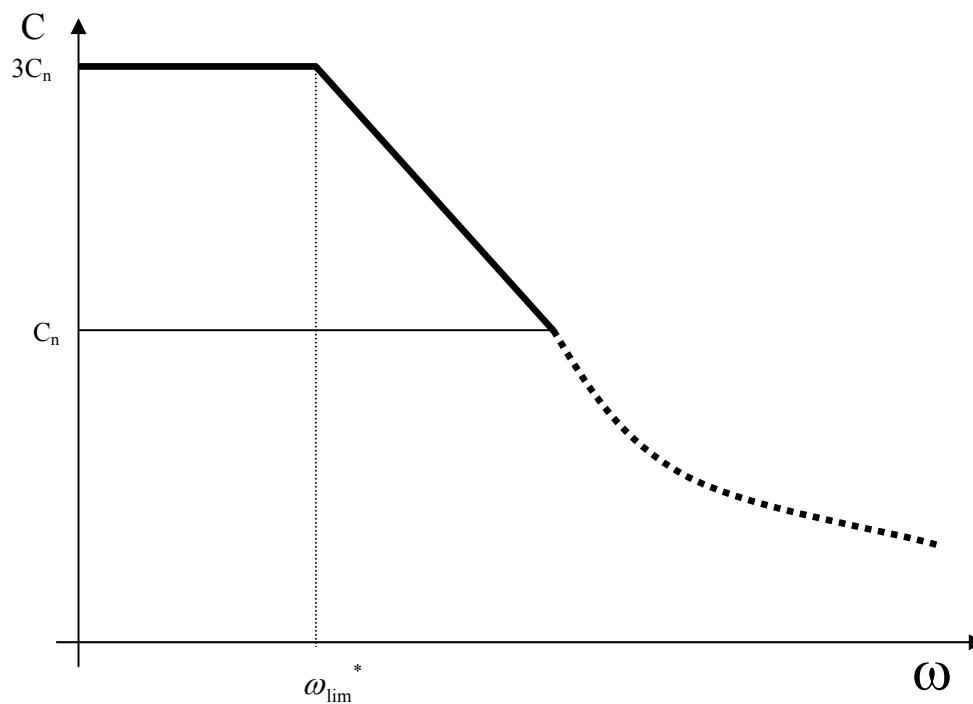


Figura 21.14 - Andamento della coppia limite di riferimento imposto dalla routine *Calc_Ref_Over* nel campo che precede il primo deflussaggio

Con un simile andamento della coppia limite, per una pulsazione minore del valore caratteristico ω_{lim}^* , inferiore alla pulsazione base, alla macchina viene richiesto di erogare una coppia massima costante pari al triplo del valore nominale, mentre al di sopra di ω_{lim}^* alla coppia massima di riferimento viene imposto di calare progressivamente all'aumentare della pulsazione, per ritornare, con legge lineare, al valore nominale in corrispondenza della pulsazione base.

Nelle zone di primo e secondo deflussaggio invece la determinazione dei riferimenti viene eseguita ricorrendo alle equazioni del metodo della massimizzazione della coppia approssimato illustrato nel paragrafo 3.3 del capitolo 3.

In tali equazioni il calcolo dei riferimenti dipende dal rapporto $(V_{S,MAX}/\omega)$, essendo $V_{S,MAX}$ il massimo modulo del vettore tensione statorica stellata generato a regime con la tecnica SVM, determinato nella sua rappresentazione interna nella routine *Calc_MaxVs*, e ω la pulsazione rotorica, determinata in forma interna nella routine *Stm_W*, coincidente a regime con la pulsazione statorica. I riferimenti calcolati nel deflussaggio all'interno della routine *Calc_Ref_Over* oltre a dipendere dal rapporto $(V_{S,MAX}/\omega)$ sono espressi da equazioni in cui compaiono delle radici quadrate. Dato che il DSP non è in grado di effettuare divisioni né tantomeno di calcolare radici quadrate, è stato realizzato un ambiente software separato da quello del codice Assembler, inserito nel modulo interrupt all'interno del file *SFVC.asm*, per poter generare apposite tabelle (*Look Up Table*) in cui scrivere i risultati dei calcoli che il microprocessore per sua natura non può effettuare. A tale scopo si è ricorso all'editor Visual Basic dell'applicazione Scalizzatore.xls, creando delle macro collegate alle celle del foglio di calcolo contenenti il valore dei parametri di macchina e delle costanti del controllo, in modo da effettuare i calcoli di divisione e di estrazione di radici quadrate richiesti. Nel generare le tabelle dei riferimenti il primo problema affrontato è stato quello della determinazione delle loro dimensioni, poiché da essa dipende la risoluzione del calcolo delle grandezze a cui queste si riferiscono. Supponendo infatti che la tabella relativa al reciproco della pulsazione ω contenga 2^{NW} elementi, il calcolo del reciproco della pulsazione rotorica può essere eseguito dal DSP tramite la seguente successione di istruzioni Assembler

SPM	1	
LACC	W, NW+1	; ACC = $\hat{\omega} \cdot 2^{NW+1}$
ABS		
SACH	K	; K = $\text{int}(\hat{\omega} \cdot 2^{NW+1-16})$
LACC	#TAB_InvW	; Indirizzo tabella contenente l'inverso di ω
ADD	K	
TBLR	InvW.	

I vari elementi della tabella del reciproco della pulsazione sono calcolati dalle macro Visual Basic nel modo seguente

$$\text{InvW}(i) = \text{int}\left(\frac{2^{15} - 1}{i}\right) \quad ; \quad i = 1 \dots 2^{NW}, \quad NW=10 \quad (21.6.9.1)$$

essendo i un numero intero positivo interpretabile come puntatore alla tabella.
Tenendo conto dell'espressione della variabile K si ha

$$\text{InvW}(i) = \text{int} \left(\frac{2^{15} - 1}{\text{int}(\hat{\omega} \cdot 2^{\text{NW}+1-16})} \right). \quad (21.6.9.2)$$

Passando ora al calcolo del flusso rotorico di riferimento, esso prevede che il valore di InvW moltiplicato per la massima tensione modulabile a regime $\hat{V}_{S,\text{MAX}}$ costituisca il puntatore di ingresso alla tabella del flusso rotorico di riferimento, essendo 2^{NF} , con NF pari a 15, il numero dei suoi elementi

SPM 1

LT InvW

MPY Vs_max ; $\hat{V}_{S,\text{MAX}} \cdot \text{int} \left(\frac{2^{15} - 1}{\text{int}(\hat{\omega} \cdot 2^{\text{NW}+1-16})} \right) \cdot 2$

SPH V_W ; $\text{int} \left(\hat{V}_{S,\text{MAX}} \cdot \text{int} \left(\frac{2^{15} - 1}{\text{int}(\hat{\omega} \cdot 2^{\text{NW}+1-16})} \right) \cdot 2^{1-16} \right)$

LACC V_W, NF+1 ; $\left(\text{int} \left(\hat{V}_{S,\text{MAX}} \cdot \text{int} \left(\frac{2^{15} - 1}{\text{int}(\hat{\omega} \cdot 2^{\text{NW}+1-16})} \right) \cdot 2^{1-16} \right) \right) \cdot 2^{\text{NF}+1}$

SACH K ; $\text{int} \left(\left(\text{int} \left(\hat{V}_{S,\text{MAX}} \cdot \text{int} \left(\frac{2^{15} - 1}{\text{int}(\hat{\omega} \cdot 2^{\text{NW}+1-16})} \right) \cdot 2^{1-16} \right) \right) \cdot 2^{\text{NF}+1-16} \right)$

LACC #TAB_Fr

ADD K

TBLR Fr_r.

Gli elementi della tabella del flusso rotorico di riferimento TAB_Fr sono espressi dalla seguente equazione

$$\text{TAB\_Fr}(K) = \text{int} \left[Krs \cdot \frac{2^{15}}{\varphi_{R,\text{REFMAX}}} M \sqrt{\frac{\left(\frac{V_{S,\text{MAX}}}{\omega_{\text{MAX}}} \cdot K \cdot 2^{\text{NW}-\text{NF}} \right)^2 - (L'_S I_{S,\text{nom}})^2}{L_S^2 - L'_S{}^2}} \right] \quad (21.6.9.3)$$

in cui si ricorda che Krs è il coefficiente riduttivo del flusso rotorico di riferimento previsto dal metodo della massimizzazione della coppia approssimato.

Per i valori di K per cui il flusso calcolato con l'equazione precedente risulta maggiore di quello nominale, l'elemento della tabella assume il valore nominale.

La (21.6.9.3) è un'equazione approssimata per il calcolo del flusso rotorico di riferimento, in quanto in essa figura la quantità

$$K \cdot 2^{NW-NF} = \text{int} \left(\frac{2^{15} - 1}{2^{15}} \frac{\hat{V}_{S,MAX}}{\hat{\omega}} \right) \cdot 2^{NW-NF} \quad (21.6.9.4)$$

in luogo del rapporto $(\hat{V}_{S,MAX} / \hat{\omega})$ che compare nell'espressione esatta del flusso rotorico di riferimento

$$\text{TAB\_Fr}(K) = \text{int} \left[Krs \cdot \frac{2^{15}}{\varphi_{R,REFMAX}} M \sqrt{\frac{\left(\frac{V_{S,MAX}}{\omega_{MAX}} \cdot \frac{\hat{V}_{S,MAX}}{\hat{\omega}} \right)^2 - (L'_S I_{S,nom})^2}{L_S^2 - L_S'^2}} \right] \quad (21.6.9.5)$$

Le risoluzioni delle due tabelle del reciproco della pulsazione e del flusso rotorico sono state scelte in modo da minimizzare l'errore rispetto al flusso di riferimento desiderato. Questo risultato è stato ottenuto mediante una opportuna taratura della dimensione delle tabelle per mezzo di una apposita applicazione Microsoft Excel. Si osserva che fissando la tensione statorica al valore massimo, i valori più alti del puntatore di ingresso alla tabella del flusso rotorico si hanno per le pulsazioni più piccole, alle quali deve corrispondere il flusso rotorico nominale, dal momento che la macchina deve lavorare nella zona a flusso costante. Questo significa che la tabella del flusso rotorico, nella parte in cui il puntatore ha un elevato valore, è formata da un numero eccessivo di elementi il cui valore è quello nominale. Volendo pertanto limitare le dimensioni di questa tabella conservando la precisione desiderata, con un evidente vantaggio in termini di spazio occupato nella memoria di programma del DSP, si è limitata la tabella alla regione che va dal minimo valore del rapporto fra tensione massima e pulsazione ad un valore di tale rapporto a cui corrisponde il flusso

rotorico nominale, ovvero al rapporto tra la tensione massima modulabile a regime e la pulsazione base di primo deflussaggio espressa dall'equazione

$$\left(\frac{V_{S,MAX}}{\omega} \right)_{NOM} = \frac{V_{S,MAX}}{\omega_{BASE}} = \sqrt{\left(\frac{\varphi_{R,nom}}{M} \right)^2 \left(L_S^2 - L_S'^2 \right) + \left(L_S' I_{S,nom} \right)^2} . \quad (21.6.9.6)$$

In tal modo la tabella viene resa molto più compatta e conserva al tempo stesso la precisione di quella originaria. Per fissare il massimo valore del puntatore alla tabella del flusso rotorico di riferimento, si ricorre all'espressione

$$\frac{V_{S,MAX}}{\omega_{MAX}} \cdot Fr\_Ini \cdot 2^{NW-NF} = 1.1 \cdot \sqrt{\left(\frac{\varphi_{R,nom}}{M} \right)^2 \left(L_S^2 - L_S'^2 \right) + \left(L_S' I_{S,nom} \right)^2} \quad (21.6.9.7)$$

da cui si ricava il valore cercato

$$Fr\_Ini = \frac{\omega_{MAX}}{V_{S,MAX}} \cdot 2^{NF-NW} \cdot 1.1 \cdot \sqrt{\left(\frac{\varphi_{R,nom}}{M} \right)^2 \left(L_S^2 - L_S'^2 \right) + \left(L_S' I_{S,nom} \right)^2} . \quad (21.6.9.8)$$

La lettura della tabella così organizzata viene compiuta dal DSP per mezzo delle seguenti istruzioni Assembler

	LACC	K
	SUB	#COST_Fr_Ini
	BCND	\$1, LT
	LACC	#COST_Fr_Ini
	SACL	K
\$1	LACC	#TAB_Fr
	ADD	K
	TBLR	Fr_r.

Per stabilire al meglio le scale delle equazioni è opportuno fissare oltre al valore nominale del flusso rotorico di riferimento anche un valore minimo, in modo che per valori del rapporto fra tensione massima e pulsazione inferiori al valore corrispondente

al flusso rotorico minimo di riferimento, cioè nelle zone di altissima velocità con bassa tensione, i valori della tabella vengano posti uguali al flusso minimo di riferimento. Il valore minimo del flusso rotorico di riferimento deriva dal minimo valore ammesso per la tensione lato continua $E_{DC,MIN}$ e corrisponde al flusso che si otterrebbe alimentando la macchina con la minima tensione continua alla massima pulsazione nel campo del secondo deflussaggio.

$$\varphi_{REF,MIN} = \frac{M}{\sqrt{2}L_S} \cdot \frac{E_{DC,MIN}}{\sqrt{2}\omega_{MAX}}. \quad (21.6.9.9)$$

Per una tensione del bus DC pari a quella minima, la quale per l'azionamento del veicolo è fissata a 72V, la pulsazione di transizione alla zona di secondo deflussaggio è inferiore alla pulsazione massima imposta dai vincoli del sistema di trazione, per cui la macchina può raggiungere quest'ultimo valore soltanto seguendo la legge di secondo deflussaggio. In modo del tutto analogo alle precedenti due tabelle, possono essere definite le altre due tabelle necessarie per l'implementazione della curva di deflussaggio che permette di massimizzare la coppia sviluppata dalla macchina. Tali tabelle sono quella del reciproco del flusso rotorico di riferimento e quella della coppia massima. Anche per queste due tabelle il dato di ingresso è rappresentato dal rapporto fra tensione massima modulata a regime e pulsazione rotorica. La tabella del reciproco del flusso rotorico di riferimento, tenendo conto che $\varphi_{R,MIN}$ rappresenta il flusso rotorico di riferimento minimo, viene compilata dalle macro Visual Basic in base alla seguente equazione

$$TAB\_Inv\_Fr(K) = \text{int} \left((2^{15} - 1) \cdot \varphi_{R,MIN} \cdot \frac{(2^{15} - 1)}{Tab\_FR(K) \cdot \varphi_{R,REF\_MAX}} \right). \quad (21.6.9.10)$$

La tabella della coppia massima, invece, viene calcolata tramite l'espressione

$$TAB\_C(K) = \text{int} \left(\frac{(2^{15} - 1)}{C_{MAX}} \cdot P \cdot \frac{M}{L_R} \cdot Tab\_FR(K) \cdot \sqrt{I_{S,nom}^2 - \left(\frac{TAB\_Fr(K)}{M} \right)^2} \right). \quad (21.6.9.11)$$

Per quanto concerne la zona di secondo deflussaggio, si ha che la pulsazione ω_1 che determina l'ingresso a questa regione e la legge di variazione del flusso rotorico di riferimento, sono anche in questo caso quelli forniti dal metodo della massimizzazione

della coppia approssimato. Per la pulsazione di secondo deflussaggio vale quindi la (3.3.28) ricavata al paragrafo 3.3 del capitolo 3

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{L_S^2 + L_S'^2}{2 \cdot L_S^2 \cdot L_S'^2}} \cdot \frac{V_{S,MAX}}{I_{S,nom}}. \quad (21.6.9.12)$$

Passando alla rappresentazione interna si ha

$$\hat{\omega}_1 = \sqrt{\frac{L_S^2 + L_S'^2}{2 \cdot L_S^2 \cdot L_S'^2}} \cdot \frac{V_{S,MAX}}{I_{S,nom}} \cdot \frac{2^{15}}{\omega_{MAX}}. \quad (21.6.9.13)$$

Se si pone $\omega_1 = \omega_{MAX}$, si può ricavare la tensione limite che consente il passaggio dal primo al secondo deflussaggio senza che venga superata la pulsazione limite

$$V_{S,MAX_{MIN}} = \frac{\omega_{MAX} \cdot I_{S,nom}}{\sqrt{\frac{L_S^2 + L_S'^2}{2 \cdot L_S^2 \cdot L_S'^2}}}. \quad (21.6.9.14)$$

Per tensioni massime inferiori a $V_{S,MAX_{MIN}}$, dunque, la macchina può lavorare nella zona di secondo deflussaggio in cui la legge di variazione del flusso rotorico di riferimento diviene

$$Fr\_r(K) = \text{int} \left(\text{int} \left(Krs \cdot \frac{2^{15}}{\varphi_{R,REF_{MAX}}} \cdot \frac{M}{\sqrt{2} L_S'} \cdot \left(\frac{V_{S,MAX}}{\omega_{MAX}} \cdot 2^{NW-NF} \right) \right) \right) \cdot K \cdot \frac{2}{2^{16}}. \quad (21.6.9.15)$$

Allo scopo di calcolare il reciproco del flusso rotorico di riferimento nella zona di secondo deflussaggio, si ricorre ad una ulteriore tabella i cui elementi sono individuati dall'equazione

$$TAB\_Inv\_Fr(K) = \frac{1}{Krs} \cdot \frac{\varphi_{R,MIN} \cdot \sqrt{2} \cdot L_S \cdot \omega_{MAX}}{K \cdot M \cdot V_{S,MAX} \cdot 2^{NW-NF-15}} \quad (21.6.9.16)$$

e la cui lunghezza è definita dal massimo valore ammissibile per il puntatore K, il quale è determinato dal rapporto tra la massima tensione modulabile a regime e la minima pulsazione della zona di secondo deflussaggio ω_1

$$K_{MAX} = \frac{I_{S,nom}}{\sqrt{\frac{L_S^2 + L_S'^2}{2 \cdot L_S^2 \cdot L_S'}}} \cdot \frac{\omega_{MAX}}{V_{S,MAX}} \cdot 2^{NF-NW} \quad (21.6.9.17)$$

La coppia limite di secondo deflussaggio infine è espressa dalla seguente equazione

$$C_{MAX}(K) = \text{int} \left(\text{int} \left(Krs \cdot \frac{2^{15}}{C_{MAX}} \cdot P \cdot \frac{M^2}{L_R} \cdot \frac{\left(\frac{V_{S,MAX}}{\omega_{MAX}} \cdot 2^{NW-NF} \right)^2}{2 \cdot L_S \cdot L_S'} \right) \cdot K^2 \cdot \frac{2}{2^{16}} \right) \quad (21.6.9.18)$$

21.6.10 *Stima della coppia elettromagnetica e calcolo del flusso statorico di riferimento*

La coppia elettromagnetica sviluppata dalla macchina asincrona viene stimata all'interno della routine **Stm_C** implementando la seguente equazione che ne dà la rappresentazione interna

$$\begin{aligned} \hat{C}_s &= \left(\frac{pi_s^* \varphi^* 2^{16}}{C^*} \right) \hat{i}_q \frac{F\hat{s}d\_stm}{2^{16}} - \left(\frac{pi_s^* \varphi^* 2^{16}}{C^*} \right) \hat{i}_d \frac{F\hat{s}q\_stm}{2^{16}} = \\ &= SC1 \cdot \hat{i}_q \frac{F\hat{s}d\_stm}{2^{16}} - SC1 \cdot \hat{i}_d \frac{F\hat{s}q\_stm}{2^{16}}. \end{aligned} \quad (21.6.10.1)$$

Per quanto riguarda invece il flusso statorico di riferimento, la determinazione delle componenti d e q del relativo vettore, noto il flusso rotorico di riferimento, viene effettuata nella routine **Calc_FSRot** attraverso le seguenti equazioni

$$\hat{F}_{sd\_rot} = \left(\frac{L_s}{M} \frac{\phi_{r,REF}^*}{\phi^*} \right) \hat{F}_{r\_r} = CFS1 \cdot \hat{F}_{r\_r} \quad (21.6.10.2)$$

$$\hat{F}_{sq\_rot} = \left[\frac{L_s L}{pM} \sigma \left(\frac{1}{\phi_r} \right)^* \frac{C^*}{2^4} \right] \hat{C}_{ref} \cdot \ln \hat{v}_{Fr} \cdot 2^4 = CFS2 \cdot \hat{C}_{ref} \cdot \ln \hat{v}_{Fr} \cdot 2^4. \quad (21.6.10.3)$$

Le (21.6.10.2) e (21.6.10.3) forniscono le componenti d e q del vettore flusso statorico stimato nel sistema di riferimento del flusso rotorico. Poiché è nota la fase del vettore flusso rotorico stimato, la routine **Calc_FSRef** calcola poi le componenti del vettore flusso statorico di riferimento nel sistema statorico da introdurre nelle equazioni del regolatore di flusso

$$\hat{F}_{sd\_ref} = \hat{F}_{sd\_rot} \cdot \frac{\cos}{2^{14}} - \hat{F}_{sq\_rot} \cdot \frac{\sin}{2^{14}} \quad (21.6.10.4)$$

$$\hat{F}_{sq\_ref} = \hat{F}_{sq\_rot} \cdot \frac{\cos}{2^{14}} + \hat{F}_{sd\_rot} \cdot \frac{\sin}{2^{14}}. \quad (21.6.10.5)$$

21.6.11 Il regolatore di flusso

Il regolatore di flusso implementato nell'algoritmo di controllo è quello di tipo proporzionale compensato descritto nel sottoparagrafo 20.3.3 del capitolo 20. Dal momento che la pulsazione del flusso rotorico W è stata precedentemente stimata nella routine *Stm_W*, il compito della routine **Reg_FS**, contenente le equazioni del regolatore medesimo, è semplicemente quello di calcolare le seguenti espressioni

$$\begin{aligned} \hat{T}_{v\_d} &= TR \hat{i}_d - \frac{W^*}{K_{p3}} \hat{W} \cdot \hat{F}_{sq\_stm} + \hat{F}_{sd\_ref} - \hat{F}_{sd\_stm} = \\ &= TR \hat{i}_d - RFS3 \cdot \hat{W} \cdot \hat{F}_{sq\_stm} + \hat{F}_{sd\_ref} - \hat{F}_{sd\_stm} \end{aligned} \quad (21.6.11.1)$$

$$\begin{aligned} \hat{T}_{v\_q} &= TR \hat{i}_q - \frac{W^*}{K_{p3}} \hat{W} \cdot \hat{F}_{sd\_stm} + \hat{F}_{sq\_ref} - \hat{F}_{sq\_stm} = \\ &= TR \hat{i}_q - RFS3 \cdot \hat{W} \cdot \hat{F}_{sd\_stm} + \hat{F}_{sq\_ref} - \hat{F}_{sq\_stm} \end{aligned} \quad (21.6.11.2)$$

in cui i termini $TR\hat{i}_d$ e $TR\hat{i}_q$ sono quelli calcolati nella routine *Calc_TRI*. I termini $T\hat{v}_d$ e $T\hat{v}_q$ corrispondono alle componenti d e q del vettore tensione richiesto dal regolatore a meno di un fattore di scala. Per ottenere le componenti V_d e V_q effettive, le due precedenti grandezze vanno moltiplicate per due fattori costanti secondo le equazioni

$$V_{sd\_ref} = \left(\frac{K_{p3} \varphi^* 2^{NFact}}{V_s} \right) T\hat{v}_d \cdot \frac{1}{2^{NFact}} = RFS1 \cdot T\hat{v}_d \cdot \frac{1}{2^{NFact}} \quad (21.6.11.3)$$

$$V_{sq\_ref} = \left(\frac{K_{p3} \varphi^* 2^{NFact}}{V_s} \right) T\hat{v}_q \cdot \frac{1}{2^{NFact}} = RFS1 \cdot T\hat{v}_q \cdot \frac{1}{2^{NFact}} \quad (21.6.11.4)$$

dove il coefficiente $NFact$ è stato introdotto allo scopo di limitare l'errore di rappresentazione del fattore moltiplicativo $RFS1$.

21.6.12 *Calcolo della fase del vettore tensione e limitazione del suo modulo*

Durante il funzionamento del controllo, nelle fasi transitorie in cui cambia rapidamente il regime di rotazione della macchina, nonostante, per via del condizionamento dei comandi di guida, la coppia di riferimento C_{ref} non possa mai superare la coppia massima di riferimento C_{max} calcolata nella routine *Calc_Ref_Over* ed il flusso rotorico essere superiore a quello di riferimento fissato dalla tabella *TAB_Fr*, si può presentare la situazione in cui la tensione richiesta dal regolatore supera quella massima disponibile $\hat{V}_s\_max$. In tal caso, nella routine **Limit_Vs**, il modulo del vettore tensione viene posto uguale a $\hat{V}_s\_max$ e la sua fase mantenuta uguale a quella calcolata nella routine **Calc_ArgV** al ciclo precedente, ossia viene sottoposto a limitazione, se invece non lo supera rimane inalterato e quindi non è soggetto ad alcuna limitazione.

21.6.13 *Scelta delle configurazioni dell'inverter*

Una volta generato il riferimento di tensione mediante il regolatore di flusso, la determinazione delle configurazioni dell'inverter nei vari cicli di modulazione viene

eseguita automaticamente dal modulatore interno al DSP mediante la tecnica SVM a cinque settori a nulla centrale. Tale modulatore richiede che venga determinato il settore di appartenenza del vettore tensione da generare, in modo da individuare i codici binari dei versori che identificano i vettori base che delimitano tale settore, e che vengano specificati i semiperiodi di applicazione del primo e del secondo vettore base da produrre. I passaggi che portano dalla determinazione delle componenti del vettore tensione calcolate dal regolatore alla impostazione dei tempi per la modulazione SVM vengono eseguiti in sei routine successive: **Calc_Settore**, **Calc_TempApp**, **Calc_DVX**, **Calc_Vs1**, **Calc_Delta**, **Imposta_Tempi**.

La routine *Calc_Settore* ha il compito di determinare il settore di appartenenza del vettore tensione da modulare. In essa per prima cosa viene verificato che il regolatore richieda un vettore tensione non nullo, dopodiché vengono calcolate le seguenti grandezze

$$\begin{cases} X_1 = \text{sign}(\hat{V}_q) \\ X_2 = \text{sign}(\hat{V}_q - \sqrt{3}\hat{V}_d) \\ X_3 = \text{sign}(\hat{V}_q + \sqrt{3}\hat{V}_d) \end{cases} \quad (21.6.13.1)$$

Ponendo

$$S_k(X_k) = \begin{cases} 0 & \text{se } X_k \leq 0 \\ 1 & \text{se } X_k > 0 \end{cases} \quad (21.6.13.2)$$

e definendo la seguente variabile

$$N = S_1 + 2S_2 + 4S_3 \quad (21.6.13.3)$$

si ha che ad ogni settore viene associato un numero N diverso variabile da 0 a 7. Esso costituisce il puntatore ad una tabella che lo mette in relazione al numero di settore secondo quanto sotto riportato

NUMERO	0	1	2	3	4	5	6	7
SETTORE	1	-1	0	5	2	3	-1	4

A questo punto la routine *Calc_TempApp* si occupa di determinare i fattori C_{1K} incontrati nella sezione teorica sulla compensazione dei tempi morti. Tali coefficienti indicano se è necessaria o meno la compensazione del tempo morto per la relativa fase, nell'ipotesi che gli interruttori statici dell'inverter siano ideali, ovvero non dissipino alcuna potenza. Si riporta di seguito la tabella che mette in relazione il numero di settore con i fattori C_{1K}

C11	C12	C13		
0	1	1	1	Settore 0
1	1	0	1	Settore 1
1	0	1	1	Settore 2
0	1	1	1	Settore 3
1	1	0	1	Settore 4
1	0	1	1	Settore 5

In essa la colonna priva di indicazioni serve esclusivamente per rendere il numero di colonne multiplo di due allo scopo di facilitare la stesura del programma. La routine *Calc_TempApp* utilizza i valori così determinati delle costanti C_{1K} per ricavare le componenti d e q delle cadute di tensione causate dai tempi morti di commutazione secondo le relazioni

$$\Delta v_K = \begin{cases} E_{DC} \cdot C_{1K} \cdot \bar{\tau} & \text{con } i_K > 0 \\ -E_{DC} \cdot C_{1K} \cdot \bar{\tau} & \text{con } i_K < 0 \end{cases} \quad (21.6.13.4)$$

essendo $\bar{\tau}$ il tempo di ritardo totale di commutazione rapportato al tempo di ciclo. Nella routine *Calc_DVX* viene successivamente calcolato il prodotto tra la tensione sul lato continua e il tempo morto di commutazione secondo l'equazione

$$XXX = \frac{v^* \tau}{v_s T_c} \hat{E}_{DC} = DVT1 \cdot \hat{E}_{DC} \quad (21.6.13.5)$$

Una volta note le cadute di tensione per le tre fasi, si ricava la caduta vettoriale sul vettore tensione statorica da generare

$$\Delta \bar{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\Delta V_1 + \Delta V_2 e^{j\frac{2}{3}\pi} + \Delta V_3 e^{j\frac{4}{3}\pi} \right) \quad (21.6.13.6)$$

la quale si può scomporre lungo gli assi d e q nel modo seguente

$$\Delta V_d = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\Delta V_1 - \frac{\Delta V_2}{2} - \frac{\Delta V_3}{2} \right) \quad (21.6.13.7)$$

$$\Delta V_q = \frac{\Delta V_2}{\sqrt{2}} - \frac{\Delta V_3}{\sqrt{2}}. \quad (21.6.13.8)$$

Riportando le equazioni precedenti alla rappresentazione interna si ottiene

$$\Delta \hat{V}_d = \frac{1672 \cdot 2^4}{2^{16}} (2\Delta V_1 - \Delta V_2 - \Delta V_3) \quad (21.6.13.9)$$

$$\Delta \hat{V}_q = \frac{2896 \cdot 2^4}{2^{16}} (\Delta V_2 - \Delta V_3) \quad (21.6.13.10)$$

essendo

$$1672 = \text{int} \left(\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{1}{2} 2^{12} \right) \quad (21.6.13.11)$$

$$2896 = \text{int} \left(\frac{1}{\sqrt{2}} 2^{12} \right). \quad (21.6.13.12)$$

A questo punto nella routine *Calc_Vs1*, per compensare le cadute di tensione causate dai tempi morti, alle componenti $\hat{V}_d$ e $\hat{V}_q$ del vettore tensione da produrre vengono sommate le cadute espresse dalle (21.6.13.9) e (21.6.13.10), dopodiché viene ricalcolato il settore di appartenenza del vettore tensione compensato ed infine viene nuovamente determinato il numero di settore di tale vettore, il quale viene poi messo in relazione con i versori dei vettori base che delimitano tale settore.

Poiché i versori dei vettori base hanno come fattore di scala il numero 2^{14} , indicando rispettivamente con A_1, B_1, A_2, B_2 le componenti d e q del primo versore base $\tilde{\tilde{v}}_\alpha$ e del secondo versore base $\tilde{\tilde{v}}_\beta$ che delimitano il settore si ha

$$\hat{\tilde{\tilde{v}}}_\alpha = \tilde{\tilde{v}}_\alpha \cdot 2^{14} = (A_1 + jB_1) \cdot 2^{14} = (\hat{A}_1 + j\hat{B}_1) \quad (21.6.13.13)$$

$$\hat{\tilde{v}}_{\beta} = \tilde{v}_{\beta} \cdot 2^{14} = (A_2 + jB_2) \cdot 2^{14} = (\hat{A}_2 + j\hat{B}_2) \quad (21.6.13.14)$$

essendo $\hat{\tilde{v}}_{\alpha}$ e $\hat{\tilde{v}}_{\beta}$ i versori base nella rappresentazione interna.

Il calcolo della durata dei cicli di lavoro degli interruttori statici dell'inverter viene compiuto nella routine *Calc_Delta*. Esprimendo la durata di questi intervalli di tempo con un numero a 16 bit senza segno si può porre

$$\delta_{\alpha} = (2^{16} - 1) \hat{S}_{\alpha 0} \quad (21.6.13.15)$$

essendo δ_{α} la durata del ciclo di lavoro del primo vettore base da produrre rappresentata internamente e $\hat{S}_{\alpha 0}$ il tempo di applicazione adimensionale del primo vettore base, espresso in per unità del tempo di ciclo, riportato anch'esso alla rappresentazione interna.

Il tempo di applicazione adimensionale del primo vettore base $S_{\alpha 0}$, come risulta dalla teoria sulla modulazione SVM, è dato dalla seguente espressione

$$S_{\alpha 0} = -\sqrt{2} \frac{(Vd + jVq) \bullet j(A_2 + jB_2)}{E_{DC}}. \quad (21.6.13.16)$$

Passando alla sua rappresentazione interna si ottiene

$$\hat{S}_{\alpha 0} = -\sqrt{2} \frac{(\hat{V}_D + j\hat{V}_Q) \bullet j(\hat{A}_2 + j\hat{B}_2)}{v^* E_{DC}} \frac{1}{2^{15} - 1} \quad (21.6.13.17)$$

da cui si ricava infine

$$\hat{S}_{\alpha 0} = \frac{\sqrt{2} v_S^*}{v^* (2^{15} - 1) \hat{E}_{DC}} (\hat{B}_2 \hat{V}_D - \hat{A}_2 \hat{V}_Q). \quad (21.6.13.18)$$

Eseguendo le moltiplicazioni mediante la tecnica Q15, è possibile rappresentare il ciclo di lavoro del primo vettore base δ_{α} nel modo seguente

$$\delta_{\alpha} = \frac{\sqrt{2}v_s^*(2^{16}-1)}{v^*(2^{15}-1)\hat{E}_{DC}} \left(\frac{\hat{B}_2 \hat{V}_D}{2^{15}} - \frac{\hat{A}_2 \hat{V}_Q}{2^{15}} \right) 2^{15}. \quad (21.6.13.19)$$

L'espressione implementata nella routine *Calc_Delta* ha quindi la seguente forma

$$\delta_{\alpha} = \text{InvE}(K^*) \cdot V_{\text{Temp}} \frac{2}{2^{16}} \quad (21.6.13.20)$$

dove

$$V_{\text{Temp}} = \left(\frac{\hat{B}_2 \hat{V}_D}{2^{15}} - \frac{\hat{A}_2 \hat{V}_Q}{2^{15}} \right) \quad (21.6.13.21)$$

$$\text{InvE}(K^*) = \frac{\sqrt{2}v_s^*(2^{16}-1)}{v^*(2^{15}-1)K^* \cdot 2^{15-NE}} 2^{15} \quad (21.6.13.22)$$

essendo NE il numero di elementi della tabella del reciproco della tensione del bus DC *TAB_InvE(K*)*, con K^* pari a

$$K^* = \frac{\hat{E}_{DC}}{2^{15-NE}}. \quad (21.6.13.23)$$

Allo scopo di coniugare le esigenze di risoluzione nel calcolo del reciproco della tensione del bus DC con quelle del minore sfruttamento possibile delle risorse di memoria del DSP, è stata scelta per la tabella in questione una dimensione di 1024 elementi, cioè si è posto $NE = 10$.

Ricavata la durata dei cicli di lavoro nella routine *Calc_Delta*, nella routine *Imposta_Tempi* possono essere finalmente determinati i livelli da assegnare ai comparatori utilizzati dal modulatore SVM per ottenere il vettore tensione medio richiesto.

21.6.14 I fattori di scala dell'algoritmo di controllo

La scelta dei fattori di scala delle grandezze elaborate dall'algoritmo SFVC con stimatore dinamico nel modulo interrupt è stata eseguita fissando in alcuni casi i loro valori massimi in base ai valori limite che possono assumere fisicamente nell'azionamento ed in altri fissando per esse un valore a priori indipendente dalla realtà fisica. Tutto questo con il solo scopo di ottenere per tutte le grandezze la migliore risoluzione possibile all'interno del programma implementato sul microprocessore. Da questo approccio è derivata la scelta dei seguenti fattori di scala

VARIABILE	FATTORE DI SCALA
Pulsazione rotorica	$W^* = \frac{3W_{nom}}{2^{15}}$
Coppia elettromagnetica	$C^* = \frac{3C_{nom}}{2^{15}}$
Flusso rotorico di riferimento	$F_{REF}^* = \frac{2F_{R,nom}}{2^{15}}$
Corrente misurata	$i^* = \frac{i_{MAX}}{2^{15}}$
Vettore corrente statorica	$i_s^* = \frac{\sqrt{6}i_{MAX}}{2^{15}}$
Tensione lato continua	$v^* = \frac{E_{DC,MAX}}{2^{15}}$
Vettore tensione statorica	$v_s^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{v_{S,MAX}}{2^{15}}$
Tempo	$T^* = 0.00001s$
Flusso	$\phi^* = \frac{T^* v_s^*}{2^6}$
Reciproco flusso rotorico	$Inv\_Fr^* = \frac{1}{F_{R,REFMIN}} \frac{1}{2^{15}}$

Nella tabella sopra riportata i valori nominali sono stati determinati dai dati di targa della macchina asincrona, mentre i valori massimi sono stati scelti in base alle caratteristiche dei trasduttori utilizzati.

21.6.15 *Il modulo STANDBY*

Il modulo STANDBY rappresenta quella parte del modulo interrupt elaborata dal DSP in condizioni di standby del veicolo, ovvero quando questo non è abilitato alla marcia. La sua struttura è del tutto simile a quella del modulo RUN, dal momento che ne rappresenta sostanzialmente un segmento. Ciò significa che il modulo STANDBY non è altro che un modulo di programma in cui viene eseguita quella parte delle routine contenute all'interno del modulo RUN per il funzionamento del controllo SFVC con stimatore dinamico quando il motore non è abilitato alla marcia, ossia si trova in condizioni di folle, in modo tale che quando avviene tale abilitazione le grandezze richieste dall'algoritmo di modulazione siano già state opportunamente inizializzate. Queste ultime grandezze sono costituite dalle correnti acquisite e dalla velocità misurata, ossia da quelle variabili che intervengono, assieme alla tensione del bus DC passata al DSP dal microprocessore INTEL, nella stima dei flussi statorico e rotorico. In questo modo se il veicolo si trova in movimento in condizioni di folle, a causa di una forza motrice esterna che agisce a marcia disabilitata, o a causa di una messa in folle del conducente successiva ad una iniziale situazione di moto, all'atto dell'abilitazione alla marcia il controllo dispone di tutte le variabili necessarie ad individuare lo stato di funzionamento della macchina asincrona e ad eseguire le operazioni di controllo opportune. Nella figura 21.15 è riportato il diagramma di flusso che mostra i blocchi funzionali principali costituenti il programma eseguito in catena aperta dal DSP nel modulo STANDBY. Il primo blocco contiene una sola routine, denominata **Azzera**, nella quale vengono mantenute nulle tutte le variabili dell'algoritmo di controllo ad esclusione della tensione del bus DC, della corrispondente tensione massima modulabile a regime, delle correnti acquisite, e delle grandezze elaborate all'interno delle routine preposte alla misurazione della velocità di rotazione della macchina. I blocchi successivi sono invece identici a quelli del modulo RUN a partire dalla routine di prima acquisizione delle correnti fino alla routine di scelta delle velocità misurate in modalità periodometro o frequenzimetro.

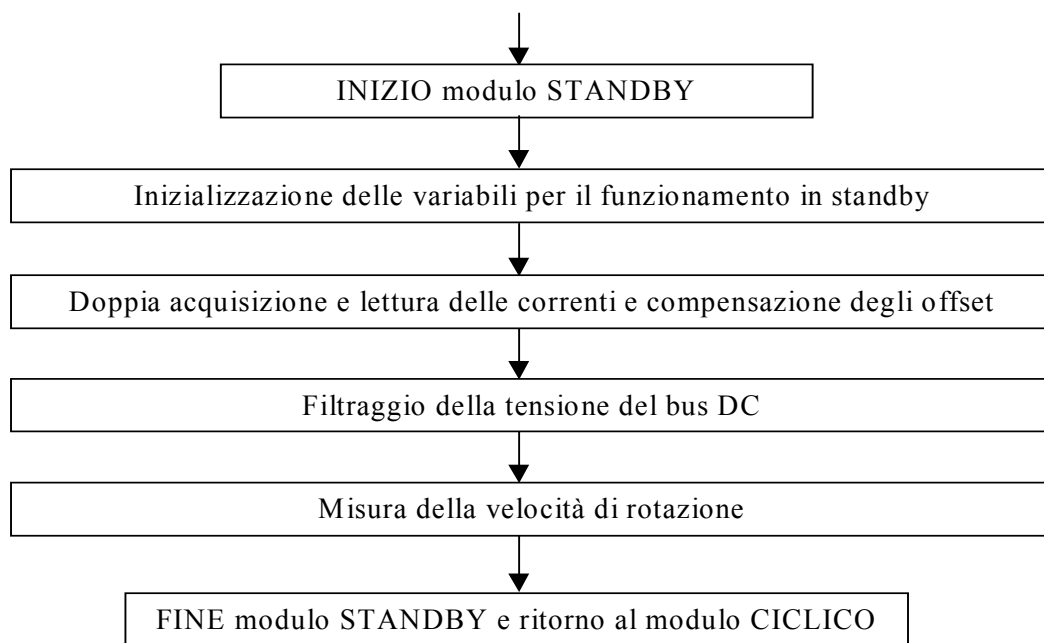


Figura 21.15 - Diagramma di flusso del modulo STANDBY

Le routine comuni al modulo RUN, elencate in successione, sono le seguenti:

- *ADC_Iab1* ⇒ Prima acquisizione e lettura delle correnti *Ia* e *Ib*
- *I_Offset1* ⇒ Compensazione degli offset sulle correnti
- *ADC_Iab2* ⇒ Seconda acquisizione e lettura delle correnti *Ia* e *Ib*
- *I_Offset2* ⇒ Compensazione degli offset sulle correnti
- *CleanE_DC* ⇒ Filtro a media pesata sulla tensione del bus DC
- *Calc_MaxVs* ⇒ Calcolo della massima tensione modulabile
- *Freq_Vel* ⇒ Lettura Encoder e stima della velocità in modalità frequenzimetro
- *Period_Vel* ⇒ Lettura Encoder e stima della velocità in modalità periodimetro
- *Scegli_Vel* ⇒ Scelta della modalità periodimetro o frequenzimetro.

Capitolo 22

Le prove sperimentali

22.1 Introduzione

Allo scopo di valutare le prestazioni del controllo SFVC con stimatore dinamico implementato sul sistema di controllo della trazione del veicolo elettrico VIVI, è stata condotta una campagna di prove sperimentali sia in condizioni di funzionamento a regime che in transitorio. Tali prove sono state compiute su un banco del tutto simile a quello descritto nel capitolo 14 a proposito delle prove eseguite sui controlli implementati sul sistema di sviluppo, ad eccezione del motore asincrono, dell'inverter ad esso collegato, della sorgente di energia che alimenta l'azionamento, e del sistema di comando. Infatti nel caso delle prove oggetto del presente capitolo, il motore asincrono collegato alla dinamo freno è costituito da una copia perfetta di quello montato sul veicolo elettrico, l'inverter di trazione è quello stesso del veicolo, la sorgente di energia che alimenta il sistema è rappresentata dalla batteria degli accumulatori di trazione, e il sistema di comando è costituito da tutti gli apparati di guida presenti all'interno dell'abitacolo.

Le prove a regime sono state eseguite con l'obiettivo di determinare le prestazioni della macchina asincrona a velocità di funzionamento costante, esplorando tutto il campo di variazione ammissibile per questa grandezza, mentre le prove in transitorio sono state compiute per valutare la risposta dinamica dell'azionamento a seguito di vari tipi di azione compiuti dal conducente sui dispositivi di guida. Tutte le prove inoltre sono state effettuate in condizioni limite, in corrispondenza della massima coppia motrice sviluppabile dal motore, mantenendo l'acceleratore sempre premuto fino a fondo.

22.2 Le prove a regime

Le prove a regime sono state svolte alimentando la copia del motore di trazione, calettato alla dinamo freno del banco misure, mediante l'uscita trifase dell'inverter del veicolo collegata direttamente alla morsettiera della macchina asincrona. Dopo avere proceduto alla carica delle batterie di trazione in modo da portare la tensione del bus DC al valore nominale di 96V ed avere regolato l'eccitazione della dinamo di carico sul suo valore nominale, superata la fase di avvio dell'inverter in cui la scheda di controllo esegue tutti i test necessari per dare il consenso alla modulazione dell'inverter, qualora non siano presenti errori, si è portato il selettore del senso di marcia in posizione di *marcia avanti* e si è premuto completamente l'acceleratore. A questo punto, semplicemente agendo sull'eccitazione della dinamo freno, si è regolata la velocità di rotazione della macchina in modo da suddividerne il campo di variazione in un certo numero di intervalli, e si sono misurati il valore della coppia all'albero e il valore efficace della corrente assorbita da una fase.

Poiché sperimentalmente è emersa una certa dipendenza delle prestazioni dalla temperatura del motore, allo scopo di confrontare due diverse possibili condizioni operative della macchina, sono stati compiuti due set di prove alle temperature di 35°C e 80°C rispettivamente. Iniziando dalle prove a 35°C, nella figura 22.1 è riportata la caratteristica meccanica della coppia all'albero in funzione della velocità di rotazione.

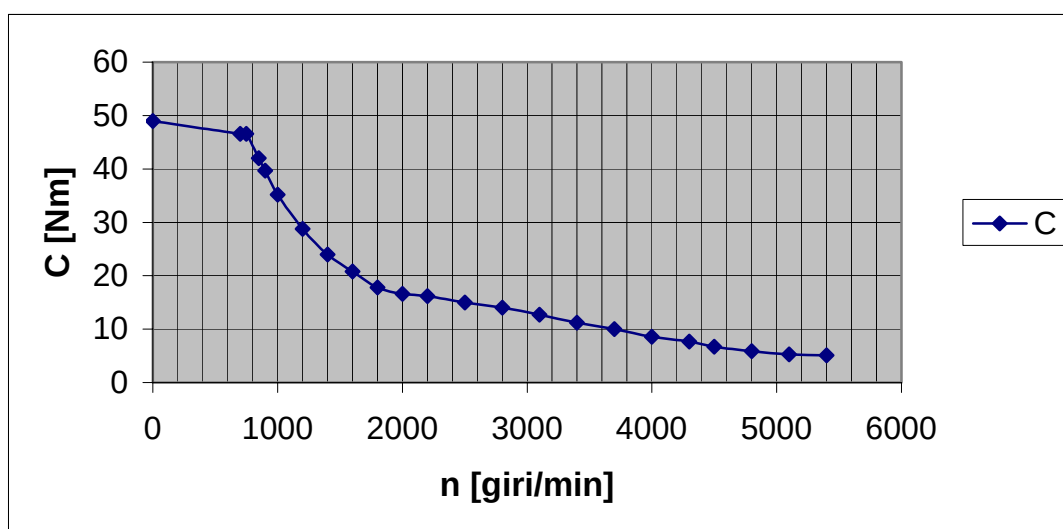


Figura 22.1 - Coppia all'albero in funzione della velocità di rotazione con motore alla temperatura di 35°C

Come si può notare dal grafico la coppia sviluppata dal motore rimane all'incirca costante fino alla velocità di 800 giri/min e molto prossima al valore di 51 Nm, ossia al triplo della coppia nominale, così come previsto dall'algoritmo di controllo SFVC con stimatore dinamico. Infatti al di sotto di questa velocità la macchina asincrona si trova a funzionare in condizioni di sovraccarico nella zona a flusso di riferimento costante, in modo tale da sviluppare coppie elevate ai bassi regimi, così come richiesto da una applicazione di trazione elettrica quale è quella in esame. Superato il tratto di sovraccarico costante, si ha poi che la coppia cala con legge approssimativamente lineare fino al valore nominale di 17 Nm in corrispondenza di una velocità di poco superiore a 2000 giri/min, ovvero fino al valore della velocità base di primo deflussaggio, la quale come noto è inferiore alla velocità nominale (in questo caso uguale a 2180 giri/min), per poi diminuire nel primo deflussaggio fino a 3000 giri/min e calare più sensibilmente nel secondo deflussaggio fino al raggiungimento del valore minimo di circa 5 Nm a 5400 giri/min. La figura 22.2 riporta invece la curva che esprime l'andamento del valore efficace della corrente assorbita da una fase del motore al variare della velocità.

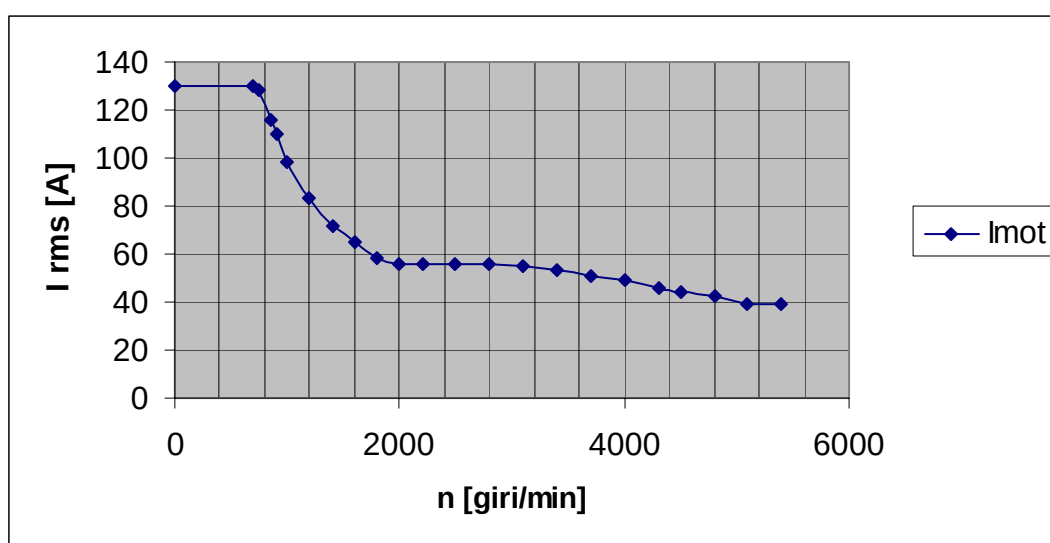


Figura 22.2 - Corrente assorbita in funzione della velocità di rotazione con motore alla temperatura di 35°C

Quest'ultimo grafico mette bene in evidenza la zona di sovraccarico a bassa velocità della macchina asincrona, campo in cui l'andamento della curva della corrente ricalca piuttosto fedelmente quello della coppia erogata. Altrettanto chiaramente visibile è la zona di primo deflussaggio in cui la corrente, come previsto dalla teoria, rimane

costante e pari al valore nominale di 56 A. Nel deflussaggio ad alta velocità invece il valore efficace della corrente diminuisce raggiungendo il minimo sperimentale di 39 A a 5400 giri/min.

Relativamente alla corrente assorbita dal motore, la figura 22.3 mostra a titolo esemplificativo l'andamento nel tempo di questa grandezza nella prova eseguita sul motore a rotore bloccato.

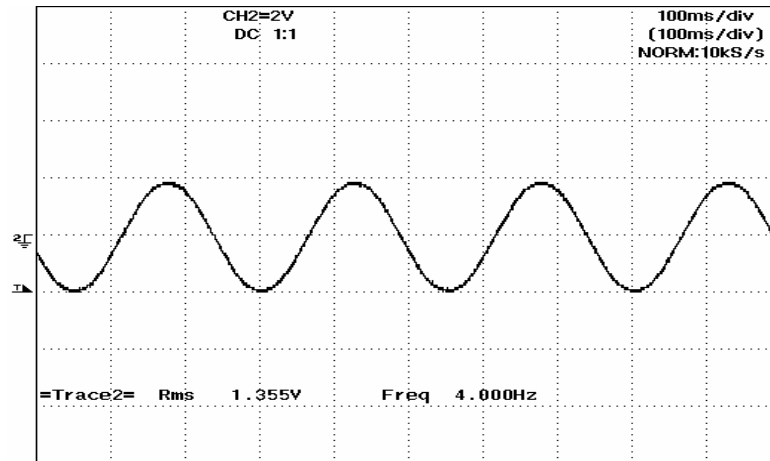


Figura 22.3 - Andamento della corrente assorbita a rotore bloccato alla temperatura del motore di 35°C

Come si può notare la corrente ha andamento perfettamente sinusoidale, a conferma dell'eccellente comportamento dello stimatore dinamico di flusso, inserito all'interno del controllo SFVC, a macchina ferma e alle basse velocità. Questo tipo di risultato giustifica pienamente e ripaga gli sforzi non indifferenti compiuti per ottimizzare le prestazioni dell'azionamento in un campo di funzionamento del motore in cui la disponibilità di coppia elevata e la buona qualità della corrente assorbita in condizioni di sovraccarico del sistema sono estremamente importanti. Particolarmente rilevante è sottolineare che un simile risultato è potuto nascere solo in virtù della consistente mole di lavoro svolta sugli aspetti teorici fondamentali riguardanti il funzionamento della macchina asincrona e lo sviluppo costante delle prestazioni dello stimatore dinamico e dell'algoritmo di controllo in cui è inserito.

Per ciò che concerne le prove a 80°C, la figura 22.4 mostra la caratteristica meccanica della coppia all'albero in funzione della velocità di rotazione. Relativamente al suo andamento si osserva come l'unica sostanziale differenza rispetto al grafico della figura 22.1 riguardi il tratto a sovraccarico costante. Infatti, come si può notare, in tutto

l'intervallo compreso tra zero e la velocità di 800 giri/min la coppia rimane rigorosamente uguale al triplo di quella nominale, senza manifestare alcuna tendenza a diminuire, per poi calare con la solita legge approssimativamente lineare fino al valore nominale. Un'altra leggera differenza tra le due caratteristiche di coppia è data dall'andamento delle curve nel campo del deflussaggio ad alta velocità, in cui si evidenzia, andando a confrontare i valori numerici, che a 80°C la coppia erogata è sensibilmente più bassa di quella sviluppata a 35°C.

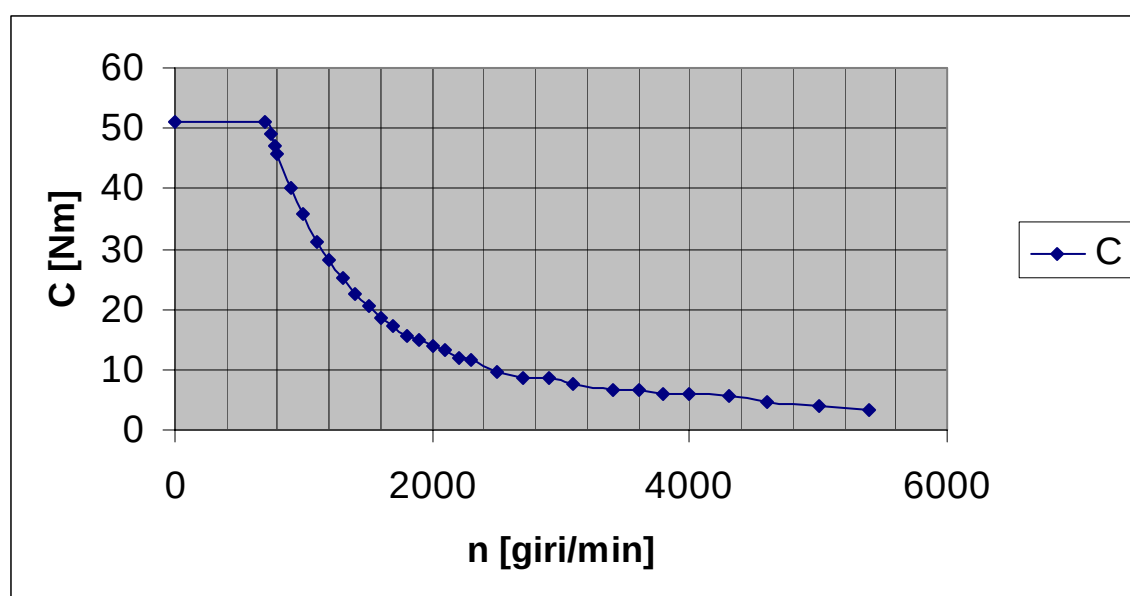


Figura 22.4 - Coppia all'albero in funzione della velocità di rotazione alla temperatura del motore di 80°C

Da queste osservazioni si conclude pertanto che a temperatura elevata, a parità di altre condizioni, la coppia erogata dal motore sia allo spunto che ai bassi regimi risulta superiore a quella fornita a bassa temperatura, mentre invece alle alte velocità, nel campo del secondo deflussaggio, ossia nella zona di funzionamento in cui la coppia limite di riferimento diminuisce al calare della velocità, conformemente alla tecnica di deflussaggio adottata, la situazione si inverte, ovvero a caldo la macchina offre prestazioni migliori che a freddo. Questo tipo di comportamento è da attribuire all'effetto della temperatura sui parametri resistivi del motore, ossia sul valore della resistenza statorica e soprattutto di quella rotorica. Lo stimatore dinamico infatti, per quanto si è visto nel capitolo 20, è uno stimatore misto che a velocità nulla opera come uno stimatore in corrente, per velocità superiori ad una certo limite prefissato opera come uno stimatore in tensione e alle velocità intermedie come un dispositivo che

effettua una media pesata delle stime in corrente e in tensione. Poiché il comportamento dello stimatore dinamico è stato ottimizzato in sede sperimentale scegliendo una velocità limite di transizione ω_{lim} dalla stima a media pesata alla stima pura in tensione piuttosto alta (oltre i 5000 giri/min), in tutto il campo di funzionamento del motore il controllo è particolarmente sensibile all'effetto che la variazione di resistenza rotorica, prodotta dalla variazione di temperatura, causa sulla stima dei flussi. Questo perché lo stimatore dinamico risente fortemente del contributo della stima in corrente ed è tarato su dei valori costanti dei parametri di macchina, tra cui per l'appunto la resistenza rotorica, indipendentemente dalle particolari condizioni operative del motore. Da ciò consegue che il comportamento dello stimatore, in termini di precisione di stima, varia al variare della temperatura, e così pure le prestazioni fornite dalla macchina asincrona.

A completamento del quadro sulle prove a regime a 80°C , nelle figure 22.5 e 22.6 si riportano, come nel caso precedente delle prove a bassa temperatura, l'andamento del valore efficace della corrente assorbita in funzione della velocità e l'andamento nel tempo della corrente di una fase assorbita a rotore bloccato.

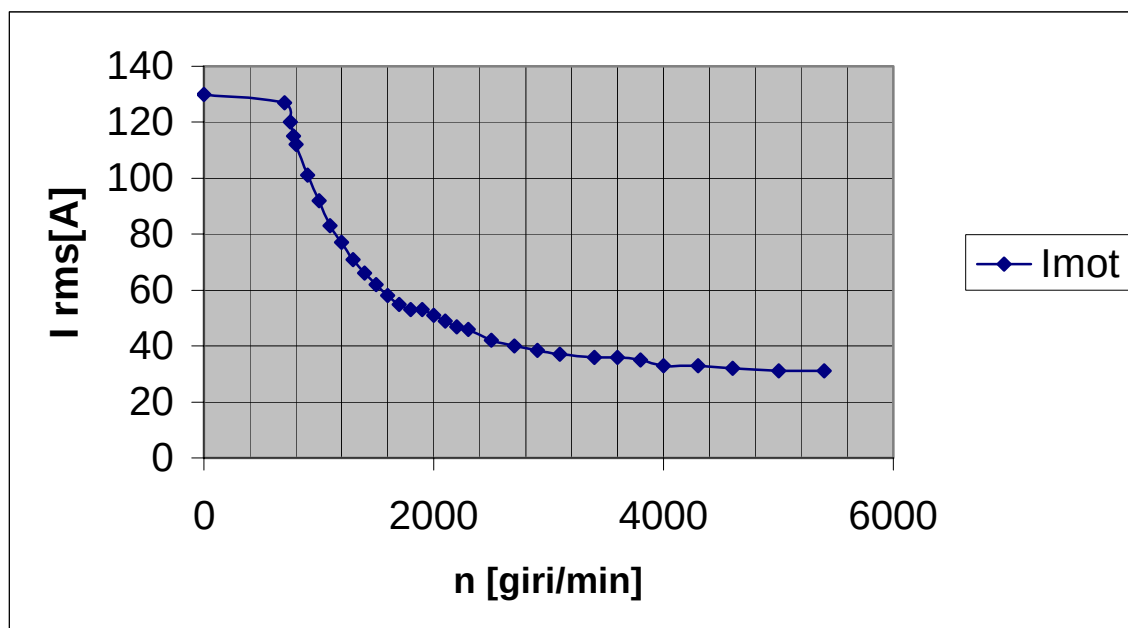


Figura 22.5 - Corrente assorbita in funzione della velocità di rotazione alla temperatura del motore di 80°C

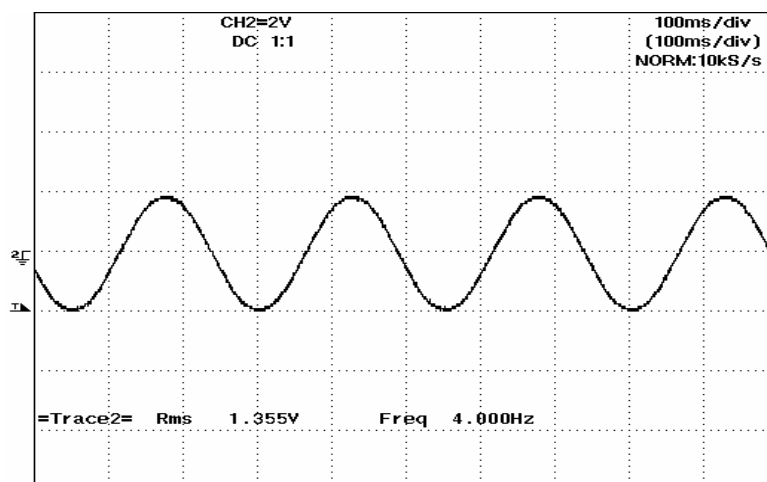


Figura 22.6 - Andamento della corrente assorbita a rotore bloccato alla temperatura del motore di 80°C

Per quanto riguarda la figura 22.5, si nota come l'andamento della corrente sia molto simile a quello mostrato nella figura 22.3, salvo rilevare un assorbimento leggermente maggiore a bassissima velocità nella zona a sovraccarico costante, mentre per la figura 22.6 si osserva che, come nel caso del precedente set di prove, la forma d'onda è perfettamente sinusoidale.

22.3 Le prove in transitorio

Le prove in transitorio, eseguite sullo stesso banco su cui sono state compiute le prove di regime, sono state effettuate per simulare alcune delle manovre più significative compiute dal conducente durante le normali condizioni di circolazione del veicolo. Per esaltare la dinamica del motore di trazione e procedere ad una messa a punto ottimale dell'azionamento, durante ciascuna di tali prove si è ritenuto opportuno lavorare al limite delle prestazioni della macchina, come anticipato nell'introduzione del presente capitolo. In particolare le prove compiute rientrano all'interno di tre categorie: le *prove di accelerazione*, le *prove di rallentamento* e le *prove di frenatura*. Le loro modalità di esecuzione e i rilievi sperimentali sono illustrati nei sottoparagrafi che seguono.

22.3.1 Le prove di accelerazione

Le prove di accelerazione sono state compiute regolando dapprima la tensione di eccitazione della dinamo freno in modo tale da raggiungere una certa velocità finale al termine del transitorio di avviamento, e dopo avere abilitato l'inverter di trazione ed avere posizionato la leva del selettore di marcia in posizione di marcia avanti, con il motore inizialmente fermo, si è premuto completamente l'acceleratore posto sul volante di guida. Durante tutto il transitorio di avviamento si sono poi registrati gli andamenti nel tempo della coppia di riferimento e della corrente assorbita da una fase del motore, visualizzando su oscillografo nel primo caso il segnale di uscita di un convertitore analogico-digitale incorporato nel microcontrollore INTEL, e nell'altro caso il segnale prodotto da una sonda ad effetto Hall. Nella figura 22.7 è visualizzato il primo di questi oscillogrammi, con la coppia di riferimento sulla traccia superiore e la corrente su quella inferiore, relativamente ad una prova in cui al termine dell'accelerazione il motore ha raggiunto la velocità di 400 giri/min.

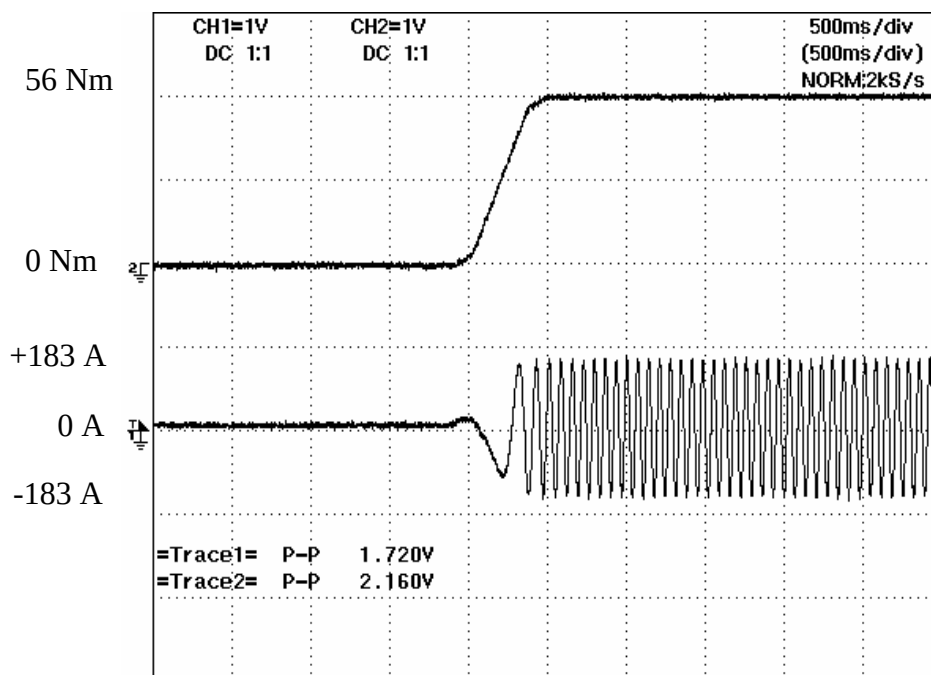


Figura 22.7 - Coppia di riferimento e corrente in funzione del tempo in una accelerazione da 0 a 400 giri/min

Le figure 22.8 e 22.9 mostrano invece due transitori di accelerazione in cui la velocità finale ha raggiunto i valori di 600 giri/min e 2000 giri/min rispettivamente.

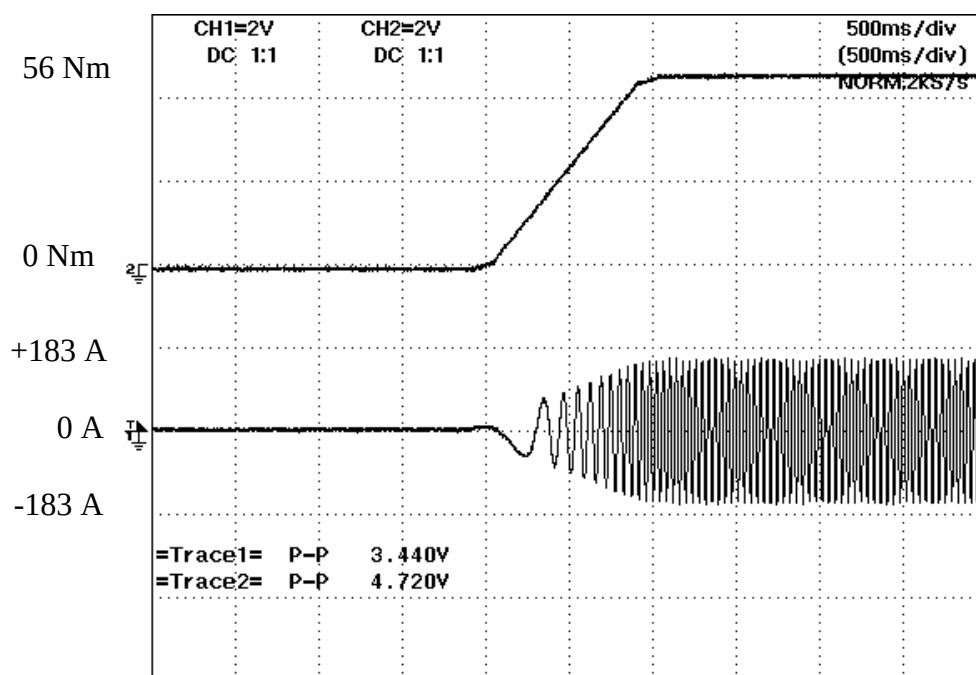


Figura 22.8 - Coppia di riferimento e corrente in funzione del tempo in una accelerazione da 0 a 600 giri/min

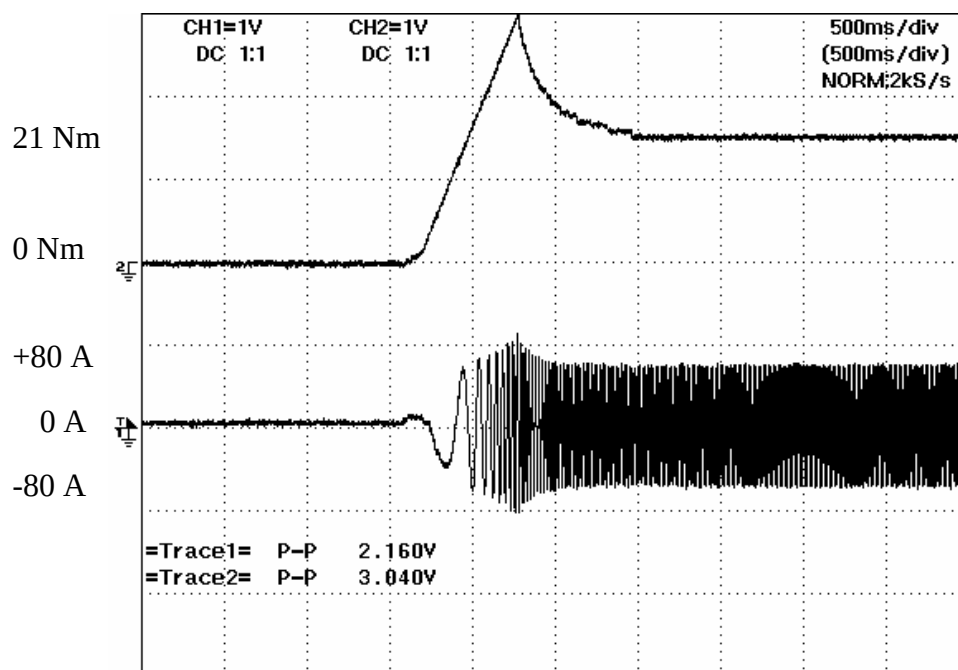


Figura 22.9 - Coppia di riferimento e corrente in funzione del tempo in una accelerazione da 0 a 2000 giri/min

Nelle figure 22.7 e 22.8 è ben evidenziato il transitorio di accelerazione della macchina asincrona in cui la coppia di riferimento passa con legge lineare dal valore iniziale nullo al valore finale di 56 Nm, ossia da zero alla massima coppia di riferimento corrispondente alla zona a sovraccarico costante della macchina. In tale campo di funzionamento sia la coppia massima di riferimento che il flusso di riferimento sono costanti in funzione della velocità e così pure risulta costante l'ampiezza della corrente assorbita. Si osserva che il valore finale raggiunto dalla coppia di riferimento è superiore a triplo del valore nominale, pari a 51 Nm, per via dell'inevitabile imprecisione sul valore dei parametri di macchina, cosa che obbliga ad imporre che la coppia limite di riferimento sia sempre superiore di qualche Nm rispetto alla coppia realmente erogata. Il tratto lineare di variazione della coppia di riferimento corrisponde all'andamento imposto dalla *rampa di accelerazione* della macchina e la sua pendenza può essere modificata a piacere variando un apposito parametro dell'azionamento, mediante la consolle di comando, così come descritto nel capitolo precedente. In questo modo, a parità di coppia resistente applicata all'albero del motore, è possibile variare la durata della fase di accelerazione e quindi rendere la risposta su strada del veicolo più o meno decisa rispetto al comando impartito dall'acceleratore. Per ciò che concerne la figura 22.9 vi è da evidenziare il particolare andamento della coppia di riferimento, soprattutto nella seconda parte del transitorio. Come si può notare infatti, la coppia parte dal valore nullo, cresce con la legge lineare prevista dalla rampa di accelerazione fino ad un certo valore, per poi calare nel tempo con andamento curvilineo. Questo deriva dal fatto che nella prima fase del transitorio la coppia massima di riferimento alle basse velocità ha un valore talmente elevato da consentire alla coppia di riferimento di crescere liberamente con legge lineare, mentre nella seconda fase la velocità raggiunge un valore tale per cui la massima coppia di riferimento inizia a calare seguendo la legge lineare relativa alla zona di sovraccarico successiva alla zona a coppia limite costante. In tal modo, usciti dalla zona a sovraccarico costante, la limitazione determinata dalla massima coppia di riferimento del controllo prevale sul segnale di rampa, imponendogli una tosatura sempre maggiore mano a mano che la velocità aumenta, fintanto che raggiunta la velocità di 2000 giri/min al termine dell'avviamento la coppia di riferimento si assesta sul suo valore massimo corrispondente a quella velocità e rimane costante. Relativamente all'andamento della corrente, si nota come la sua ampiezza vari nel tempo con legge del tutto analoga a quella della coppia di riferimento, dal momento che, funzionando la macchina a flusso rotorico di riferimento costante, la componente di asse d del vettore

corrente è anch'essa costante, mentre la componente di asse q è direttamente proporzionale alla coppia elettromagnetica di riferimento.

22.3.2 Le prove di rallentamento

Le prove di rallentamento sono state eseguite regolando l'eccitazione della dinamo freno in modo tale da portare il motore ad una certa velocità di rotazione costante con l'acceleratore completamente premuto e rilasciandolo poi repentinamente. Con il rilascio dell'acceleratore si è ottenuto il rallentamento del motore con modalità di funzionamento diverse dell'azionamento a seconda del valore iniziale della velocità. In particolare nelle prove a bassa velocità di partenza si è rilevato un transitorio al termine del quale la coppia di riferimento ha raggiunto il valore nullo senza invertirsi, mentre ad alta velocità di partenza, durante la fase di rallentamento, la coppia ha raggiunto un valore costante di segno opposto a quello iniziale per poi divenire nulla. Come nel caso delle prove di accelerazione, durante tutto il transitorio di rallentamento, sono stati visualizzati su oscillografo gli andamenti nel tempo della coppia di riferimento e della corrente assorbita da una fase del motore. Nella figura 22.10 sono mostrati gli oscillogrammi registrati nella prova di rallentamento a velocità iniziale di 600 giri/min.

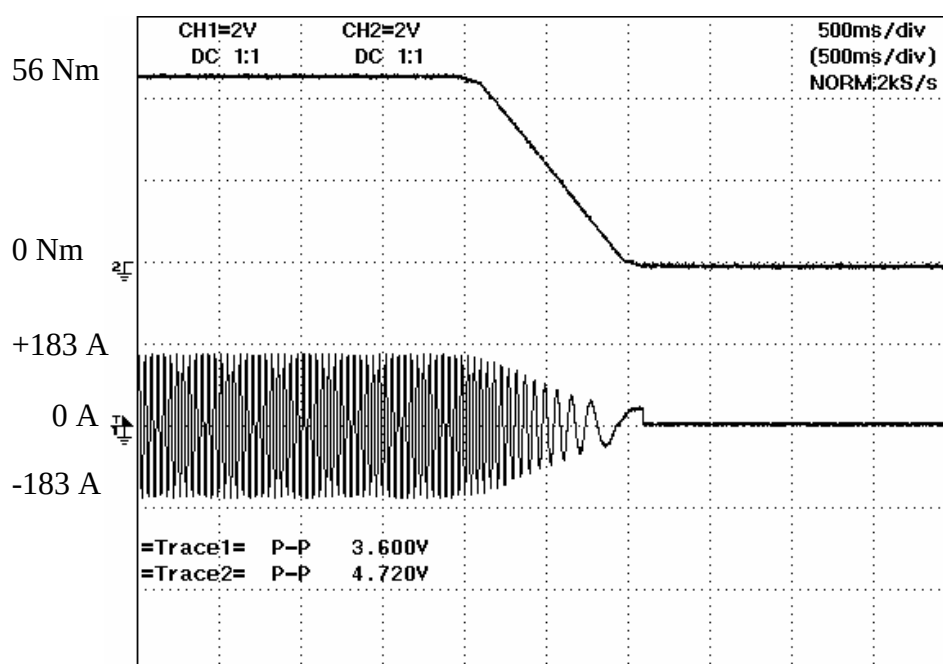


Figura 22.10 - Coppia di riferimento e corrente in funzione del tempo in un rallentamento da 600 a 0 giri/min

Nelle figure 22.11 e 22.12 invece sono riportati gli andamenti della coppia di riferimento e della corrente nelle prove di rallentamento alle velocità iniziali di 2000 giri/min e 4000 giri/min rispettivamente.

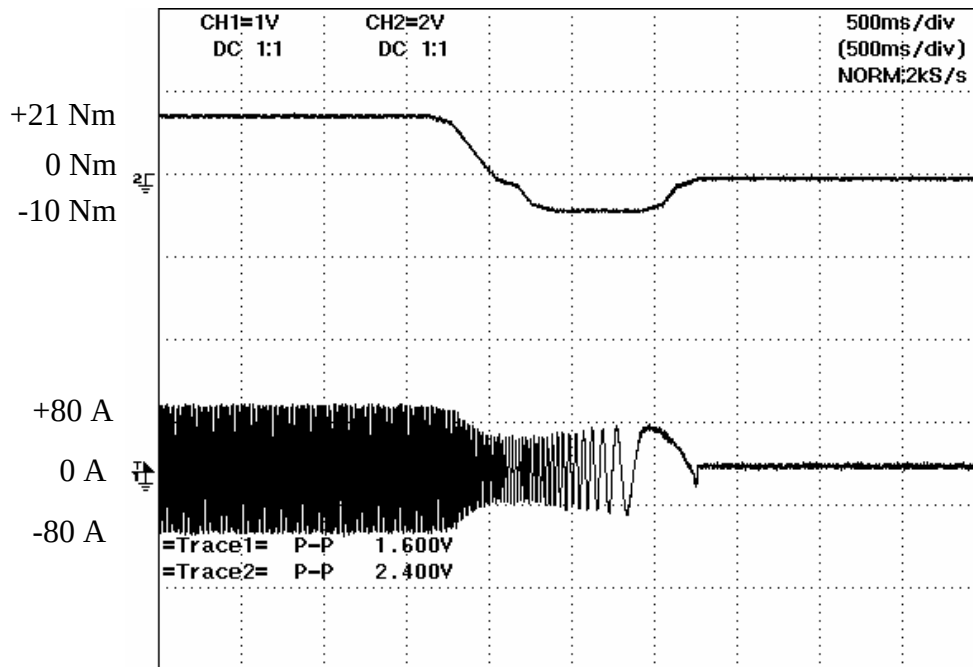


Figura 22.11 - Coppia di riferimento e corrente in funzione del tempo in un rallentamento da 2000 a 0 giri/min

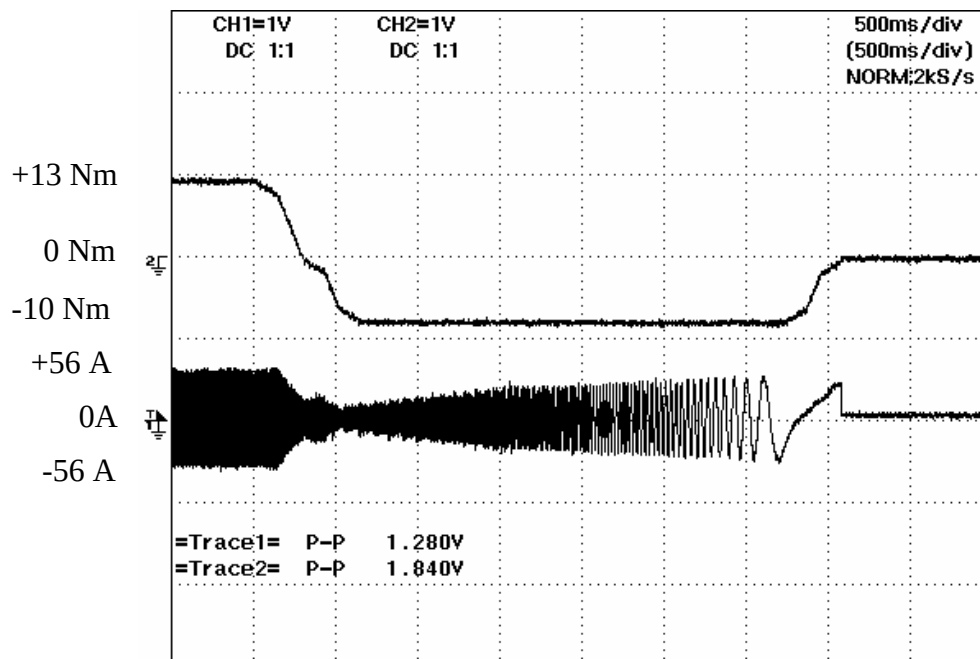


Figura 22.12 - Coppia di riferimento e corrente in funzione del tempo in un rallentamento da 4000 a 0 giri/min

Per quanto riguarda la figura 22.10, si nota come la macchina asincrona, funzionante inizialmente a regime alla velocità di 600 giri/min, subisca un transitorio di rallentamento in cui la coppia di riferimento cala dal valore iniziale di 56 Nm fino al valore nullo con la legge lineare corrispondente alla rampa di decelerazione, la cui pendenza è identica a quella della rampa di accelerazione. Gli andamenti della coppia e della corrente sono analoghi a quelli della figura 22.8, con l'unica differenza di essere rovesciati rispetto all'asse verticale, ossia di andare da valori alti a valori nulli delle grandezze anziché viceversa. Nella prova di rallentamento a cui si riferisce questa figura non si è assistito ad alcuna inversione del segno della coppia di riferimento per via della breve durata del transitorio di arresto rispetto al tempo impiegato dalla coppia di riferimento per annullarsi. Infatti dato che la macchina lavora inizialmente a bassa velocità, frenata da una coppia resistente che a parte le perdite per attrito e ventilazione è uguale in valore assoluto alla massima coppia erogata dal motore in condizioni di sovraccarico, nel momento in cui viene rilasciato l'acceleratore, se il tempo di discesa della coppia di riferimento determinato dalla pendenza della rampa di decelerazione è sufficientemente alto, come nel caso della prova in esame, accade che il motore si arresta prima ancora che la coppia di riferimento abbia raggiunto il valore nullo. Poiché al di sotto di una certa *soglia di velocità* il controllo impone automaticamente l'azzeramento della coppia di riferimento, se in prossimità del valore nullo di coppia il motore è già praticamente fermo tale riferimento viene posto nullo e quindi non si ha alcuna inversione del suo segno. Nei casi delle figure 22.11 e 22.12 invece l'inversione di segno della coppia, successiva alla fase di calo della medesima dal valore iniziale è ben visibile, dato che la velocità all'inizio del transitorio è più alta rispetto al caso precedente e la coppia di partenza è di valore più basso. In tali condizioni il transitorio di rallentamento ha durata più lunga del tempo richiesto alla coppia di riferimento per annullarsi, quindi quest'ultima dapprima si azzerava e poi si invertiva. La coppia negativa che si oppone al moto del rotore, denominata *coppia di rilascio*, ha un valore assoluto costante di 10 Nm e viene applicata per tutto il tempo necessario affinché la velocità del rotore non scenda al di sotto di una certa soglia di velocità. L'applicazione di questa coppia negativa non avviene in modo istantaneo ma con la legge lineare imposta dalla *rampa di rilascio*. Raggiunta la soglia di velocità la coppia di riferimento viene poi portata a zero con l'andamento lineare previsto dalla *rampa di arresto*. La pendenza della rampa di rilascio, della rampa di arresto, nonché il valore della coppia di rilascio e della soglia di velocità sono modificabili dalla consolle di comando. In questo modo si può

avere il pieno controllo della dinamica del veicolo nella fase di rallentamento, adeguandola sia alle esigenze del conducente che a quelle dell'azionamento. Infatti durante l'inversione della coppia di riferimento nel rallentamento ad alta velocità iniziale, la macchina asincrona esegue una vera e propria frenatura elettrica con recupero, dall'entità della quale dipende non solo la risposta meccanica del veicolo al rilascio dell'acceleratore ma anche la quantità di energia che va a ricaricare le batterie di trazione. Entrambi gli aspetti, essendo di notevole importanza, vanno tenuti in conto in sede di taratura dei parametri dell'azionamento allo scopo di pervenire ad una configurazione ottimale del sistema di trazione. A proposito delle figure 22.11 e 22.12 si nota poi quanto la durata del transitorio di rallentamento sia differente nei due casi per via della notevole diversità del valore della velocità iniziale e quindi dell'energia necessaria per rallentare il rotore.

22.3.3 *Le prove di frenatura*

Le prove di frenatura sono state svolte in modo analogo a quelle di rallentamento, ossia agendo sull'eccitazione della dinamo freno in modo tale da portare il motore ad una certa velocità di rotazione costante con l'acceleratore completamente abbassato. Da questa condizione di funzionamento si è poi premuta la leva del freno, obbligando il controllo ad operare una frenatura elettrica del motore asincrono. Ancora una volta la fase di frenatura elettrica è avvenuta con modalità diverse a seconda del valore iniziale della velocità. Come nelle prove di rallentamento, infatti, a bassa velocità di partenza si è verificato un transitorio al termine del quale la coppia di riferimento ha raggiunto il valore nullo senza invertirsi, mentre ad alta velocità di partenza, durante la fase di frenatura, la coppia ha raggiunto un valore costante di segno opposto a quello iniziale per poi divenire nulla. Le grandezze rilevate nel transitorio sono le stesse delle prove precedenti e sono riportate nelle figure 22.13, 22.14 e 22.15.

Prima di analizzarle occorre tuttavia fare un'osservazione circa le modalità di frenatura del motore nelle prove qui discusse. Come già osservato le prove in transitorio riportate in queste pagine si riferiscono a misure sperimentali compiute su un banco prove anziché sul veicolo vero e proprio. Questo significa che le condizioni di prova in laboratorio sono necessariamente diverse da quelle relative al funzionamento del veicolo su strada e sono quindi da intendersi come prove puramente indicative della qualità dell'azionamento in alcune condizioni operative simili a quelle che possono

verificarsi durante le normali condizioni di marcia dell'automezzo. Questo è particolarmente vero per le prove di frenatura di cui vengono qui presentati i risultati, in quanto sul veicolo elettrico oltre alla frenatura elettrica è presente anche la frenatura meccanica, la quale si attiva nel momento in cui la leva del freno viene premuta oltre un certo limite. È evidente che questa frenatura meccanica interviene sulla dinamica di rallentamento del motore, condizionando non solo la durata del transitorio di arresto ma anche il comportamento elettrico dell'azionamento in fase di recupero dell'energia quando la coppia di riferimento inverte il suo valore. Fatte queste necessarie premesse, nella figura 22.13 si riporta l'esito della prova di frenatura a velocità iniziale del motore di 600 giri/min.

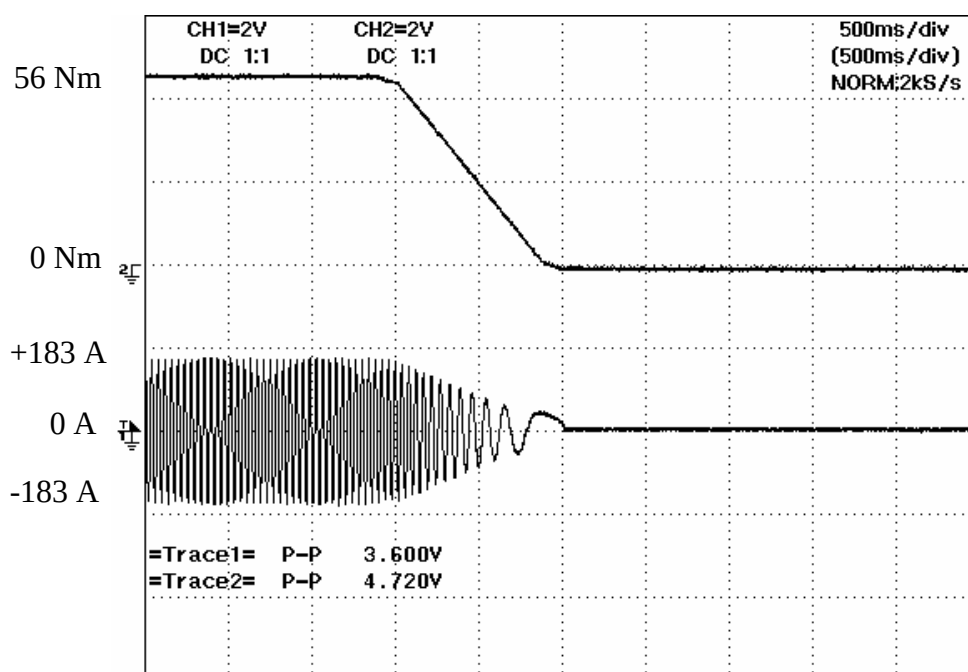


Figura 22.13 - Coppia di riferimento e corrente in funzione del tempo in una frenatura da 600 a 0 giri/min

Osservandola si nota come l'andamento della coppia di riferimento e della corrente siano praticamente identici a quelli della prova di rallentamento a velocità iniziale di 600 giri/min riportati nella figura 22.10. Questo perché la velocità iniziale e la coppia resistente applicate all'albero del motore anche in questo caso sono tali da non far intervenire l'inversione della coppia di riferimento, consentendo al transitorio di arresto di compiersi prima che abbia inizio la fase di frenatura rigenerativa. Nelle

figure 22.14 e 22.15 sono poi riportati gli oscillogrammi delle prove di frenatura eseguite alle velocità iniziali di 2000 giri/min e 4000 giri/min.

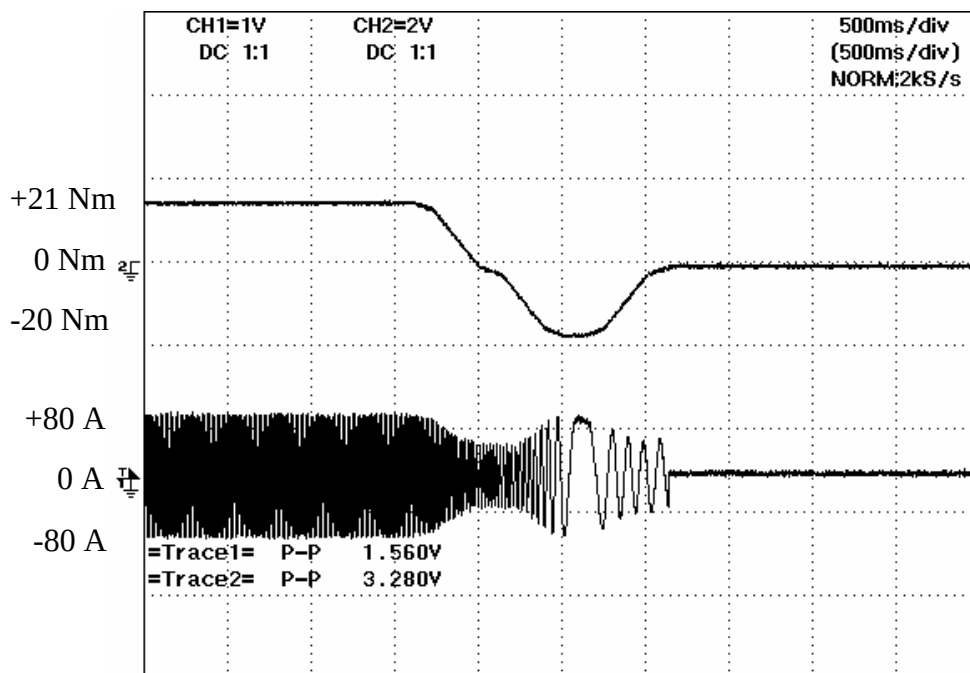


Figura 22.14 - Coppia di riferimento e corrente in funzione del tempo in una frenatura da 2000 a 0 giri/min

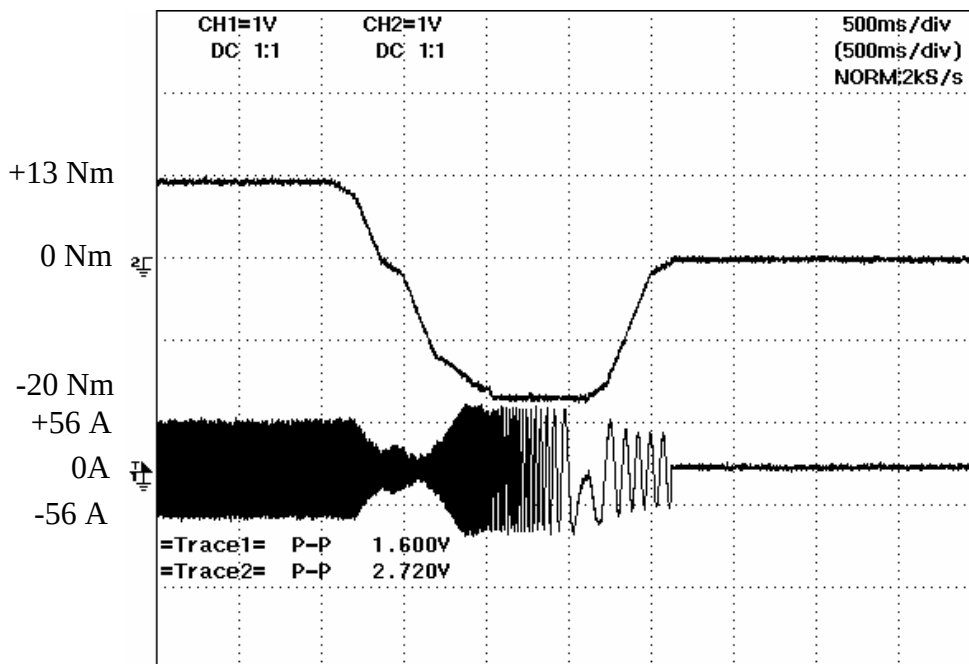


Figura 22.15 - Coppia di riferimento e corrente in funzione del tempo in una frenatura da 4000 a 0 giri/min

Gli andamenti sono simili a quelli delle figure 22.11 e 22.12, salvo notare che nel momento in cui la coppia di riferimento cambia di segno tende ad un valore negativo costante pari a 20 Nm in valore assoluto, denominato *coppia di frenatura*, superiore al valore della coppia di rilascio delle prove precedenti, e che la legge con cui tale segnale si approssima alla coppia di frenatura è quella imposta dalla *rampa di frenatura* anziché dalla rampa di rilascio. Naturalmente sia la coppia di frenatura che la rampa di frenatura sono programmabili attraverso la consolle di comando. Si nota che il valore della coppia di frenatura è stato scelto superiore a quello della coppia di rilascio per fare in modo che il transitorio di arresto, quando viene premuta la leva del freno, possa compiersi in un tempo inferiore rispetto a quello impiegato dall'azionamento per arrestare il motore quando viene semplicemente rilasciato l'acceleratore. Contestualmente, oltre ad una maggiore coppia di decelerazione all'albero, nel transitorio di frenatura ad alta velocità iniziale si viene ad avere un maggiore recupero di energia elettrica in fase di rigenerazione delle batterie di accumulatori del sistema di trazione. È appena il caso di sottolineare la quantità di energia recuperata in fase di frenatura dipende dall'energia cinetica delle masse in movimento e così pure la durata del transitorio di frenatura, come risulta ben evidente dal confronto della figura 22.15 con la figura 22.14. Naturalmente, come nel caso delle prove di rallentamento e di accelerazione, il valore dei parametri di controllo del transitorio di frenatura nelle corrispondenti prove, ossia la pendenza della rampa di frenatura e il livello della coppia di frenatura non sono necessariamente quelli ottimali, in quanto le condizioni di prova su banco sono notevolmente diverse da quelle in cui viene a trovarsi l'azionamento a bordo del veicolo durante la marcia.

22.3.4 *Le prove di inversione del moto*

Per completare il quadro sulle prestazioni dell'azionamento in condizioni transitorie si riportano al termine di questo capitolo i risultati delle prove di inversione. Esse sono state compiute sul banco prove lanciando il motore ad acceleratore totalmente abbassato ad una certa velocità iniziale e, raggiunte le condizioni di regime, mantenendo l'acceleratore premuto, si è spostato il selettore di marcia del veicolo dalla posizione di marcia avanti alla posizione di *marcia indietro* e si sono rilevati come al solito coppia di riferimento e corrente assorbita. Gli andamenti ricavati, mostrati nelle figure 22.16 e 22.17, sono da intendersi puramente esemplificativi in quanto non

referiti ad una condizione operativa del veicolo che molto difficilmente può verificarsi nella realtà.

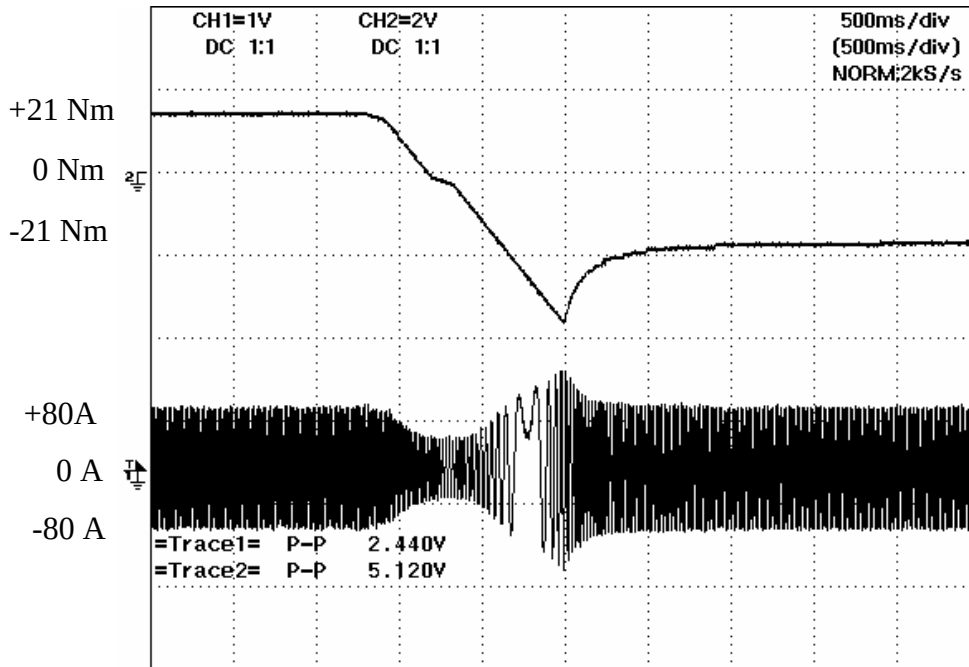


Figura 22.16 - Coppia di riferimento e corrente in funzione del tempo in una inversione da +2000 a -2000 giri/min

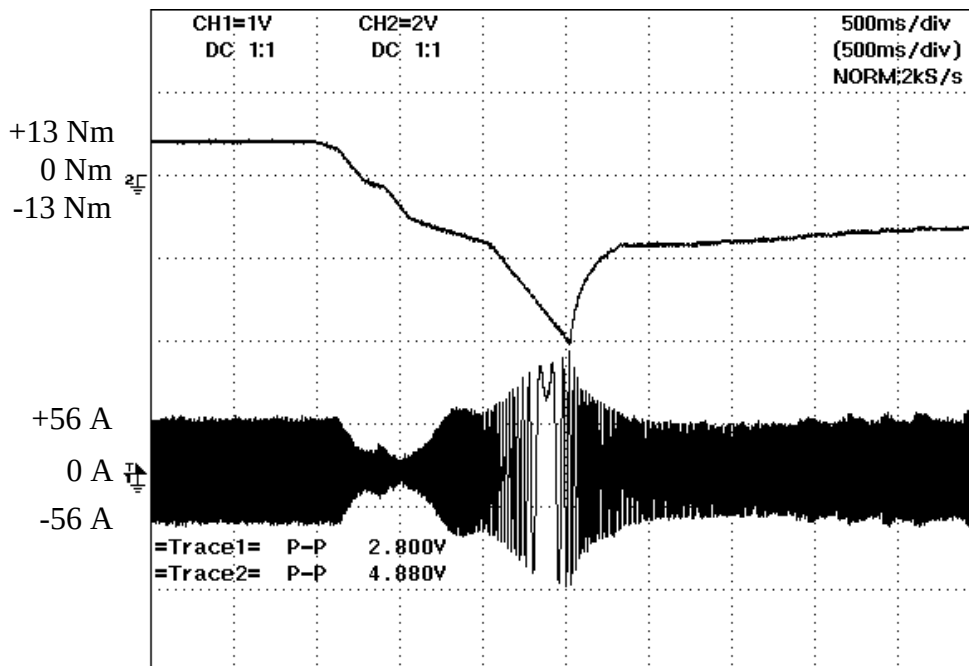


Figura 22.17 - Coppia di riferimento e corrente in funzione del tempo in una inversione da +4000 a -4000 giri/min

Appendice A

I codici di programma per il sistema di sviluppo

A.1 Codice sorgente per l'implementazione del controllo SFVC con regolatore di flusso proporzionale-integrale

```
*****
*      File Name:      SFVCpi.asm                                           *
*      Target System:  C24x Evaluation Board                               *
*                                                                *
*      Descrizione:                                           *
*                                                                *
* Controllo SFVC con deflussaggio ad alte prestazioni dinamiche          *
* Correzione dei tempi morti con tecnica vettoriale                      *
* Calcolo delle componenti vettoriali dell'errore viene eseguito tramite tabella *
* Fattori di scala sono definiti come simboli 13 bit Signed              *
* Gestione degli shifters tramite programma esterno                    *
* Misura della velocità meccanica tramite encoder                      *
* Regolatore di Flusso Statorico Proporzionale-Integrale                *
* Guadagno Stimatore Flusso Modificato variabile con la Tensione        *
* Controllo Tempi Minimi                                                *
* Controllo Configurazioni Degeneri                                     *
* Switch n°7 per passare da regolatore di velocità (OFF) a regolatore di coppia (ON) *
* Primo e secondo deflussaggio                                          *
* Led deflussaggio e Limitatore di Coppia                              *
* Visualizzazione su DAC delle grandezze di interesse selezionabili tramite switch *
*****
include regs.h
include clock.h
include sysconf.h
include watchdog.h
include wait.h
include comp.h
include adc.h
include Timer.h
include math32.h
include Cost_SVM.h
include debug.h
.ref Tab_invE
.ref Tab_Inv_W
.ref Tab_Fr
```

Appendice A

```
.ref  Tab_Inv_Fr
.ref  Tab_Inv_F1
.ref  Tab_C
.ref  Tab_SqMod

* Attivazione compilazione del Debugger
Debug      .set      1

* Selezione dell'implementazione dello stimatore di flusso basato sul modello
* in corrente (Selector =2 => 2° Ordine; Selector=1 => 1° Ordine )
Selector .SET      2

*****
* Gestione degli interrupts                                     *
*****

.sect  ".jumptab"

RSVECT:  B      Start                      ; Vettore Reset
INT1:    B      Blocco                     ; Interrupt livello 1
INT2:    B      Blocco                     ; Interrupt livello 2
INT3:    B      Blocco                     ; Interrupt livello 3
INT4:    B      Blocco                     ; Interrupt livello 4
INT5:    B      Blocco                     ; Interrupt livello 5
INT6:    B      Blocco                     ; Interrupt livello 6
RESERVED: B      Blocco                     ; Interrupt livello 1
SOFT_INT8: B    SOFT_INT8                   ; Interrupt software 8
SOFT_INT9: B    SOFT_INT9                   ; Interrupt software 9
SOFT_INT10: B   SOFT_INT10                  ; Interrupt software 10
SOFT_INT11: B   SOFT_INT11                  ; Interrupt software 11
SOFT_INT12: B   SOFT_INT12                  ; Interrupt software 12
SOFT_INT13: B   SOFT_INT13                  ; Interrupt software 13
SOFT_INT14: B   SOFT_INT14                  ; Interrupt software 14
SOFT_INT15: B   SOFT_INT15                  ; Interrupt software 15
SOFT_INT16: B   SOFT_INT16                  ; Interrupt software 16
TRAP:     B      Blocco                     ; Vettore Trap
H_NMI:    B      H_nmi                      ; Interrupt non mascherabile
EMU_TRAP: B      Blocco                     ; Trap dell'emulatore
SOFT_INT20: B   SOFT_INT20                  ; Interrupt software 20
SOFT_INT21: B   SOFT_INT21                  ; Interrupt software 21
SOFT_INT22: B   SOFT_INT22                  ; Interrupt software 22
SOFT_INT23: B   SOFT_INT23                  ; Interrupt software 23

.text

start: type_long32
type_long48

call  Iniz_Hardware
call  Iniz_Inverter
call  Fine_Periodo
call  Iniz_Variabili
call  Iniz_ADC
call  Iniz_Encoder
call  Iniz_Hardware
call  Iniz_Inverter
call  Fine_Periodo
call  Iniz_ADC
call  Iniz_Encoder
call  Iniz_SVM
main:
debug_check
call  Freq_Vel                      ;Lettura Encoder e stima della velocità
call  Period_Vel
```

	call	Scegli_vel	;Sceglie modalità periodimetro o frequenzimetro
	call	Bypass	;Adatta il valore letto dal potenziometro allo scopo richiesto
	call	Accendi_LED	;Indica il Settore, Deflussaggio e Limitazione Coppia
	call	Acq_Correnti	;Prima acquisizione delle Correnti
	call	Attendi_ADC	;Attende la fine della conversione
	call	Leggi_Correnti1	;Prima lettura delle Correnti
	call	Acq_Tensioni	;Prima acquisizione di Tensione e Potenziometro
	call	Attendi_ADC	;Attende la fine della conversione
	call	Leggi_Tensioni	;Prima lettura di Tensione e Potenziometro
	call	Acq_Correnti	;Seconda acquisizione delle Correnti
	call	Attendi_ADC	;Attende la fine della conversione
	call	Leggi_Correnti2	;Seconda lettura delle Correnti
	call	Acq_Tensioni	;Seconda acquisizione di Tensione e Potenziometro
	call	Scegli_Corrente	;Filtro euristico per le Correnti
	call	Calcola_Correnti	;Calcolo Correnti D e Q
	call	Attendi_ADC	;Attende la fine della Conversione
	call	leggi_tensioni2	;Seconda lettura di Tensione e Potenziometro
	call	scegli_velocita	;Filtro euristico per Tensione e Potenziometro
	call	Calc_Par	;Calcolo Fattori per stimatore in corrente
	call	Calc_TRI	;Calcolo Prodotto $T_c \cdot R \cdot I_s$
	call	Stm_Fr_Corr	;Stimatore flusso rotorico per mod. in corrente.
	call	Stm_Fs_Corr	;Stimatore flusso statorico per mod. in corrente
	call	Stm_Fs	;Stima del Flusso Statorico
	call	Stm_Fr	;Stima del Flusso Rotorico
	call	Stm_misto	
	call	Stm_Theta	;Stima Posizione del Flusso Rotorico
	call	Stm_W	;Stima Velocità del Flusso Rotorico
	ldp	#b1_saddr>>7	
	in	Temp,switches	
	bit	Temp,15-5	;SW6 On?
	bcnd	ori1,ntc	
	call	trasforma_correnti	;-----ORIENTAMENTO DI CAMPO-----
ori1	call	Calc_DFcr	;Calcolo Errore Flusso Rotorico
	call	Calc_MaxVs	;Calcolo della Massima Tensione disponibile
	call	Calc_Ref	;Calcolo di Flusso di riferimento e Coppia Massima
	call	Reg_Vel	;controllo in velocita' o in coppia
	call	Stm_C	;attenzione
	ldp	#b1_saddr>>7	
	in	Temp,switches	
	bit	Temp,15-5	;SW6 On?
	bcnd	ori2,tc	
ori2	ldp	#b1_saddr>>7	
	in	Temp,switches	
	bit	Temp,15-5	;SW6 On?
	bcnd	ori3,tc	
	call	Calc_FSRot	;Calcolo Flusso Statorico Richiesto nel riferimento rotorico
	call	Calc_FSRef	;Calcolo Flusso Statorico Richiesto nel riferimento statorico
	call	CALC_ERRORFI	;Calcola l'errore di flusso statorico (reg. p.i.)
	call	CALC_TENS_PI	;Calcola la tensione richiesta dal regolatore p.i.
	call	CALC_ARGV_PI	;Calc. Fase tensione richiesta a rotore (reg. p.i.)
	call	LIMIT_VS_PI	;Limita la tensione richiesta a rotore (reg.p.i.)
	call	CALC_VSTAT	;Calcola le Vd e Vq a statore (reg.p.i.)
	call	CALC_TV_PI_STAT	;Calcola le TV_d e TV_q a statore (reg.p.i.)
	b	ori4	
ori3	call	Calc_rifcorr	;ORIENTAMENTO DI CAMPO
	call	Calc_DEI	;ORIENTAMENTO DI CAMPO
	call	Calc_compens	;ORIENTAMENTO DI CAMPO
	call	Calc_Vdr_Vqr	;ORIENTAMENTO DI CAMPO
ori4	call	Trasforma_tensioni	;ORIENTAMENTO DI CAMPO

```

        ldp    #b1_saddr>>7
        in     Temp,switches
        bit    Temp,15-5          ;SW6 On?
        bcnd   ori5,ntc
ori5
        call   MOD_VS
        call   Calc_Setto         ;Calcolo Settore di applicazione Tensione
        call   Calc_TempApp       ;Calcolo Tempi di applicazione
        call   Calc_DVX          ;Calcolo Errore dovuto ai Tempi Morti
        call   Calc_Vs1          ;Calcolo Tensione Corretta
        call   Calc_Delta        ;Calcolo Duty Cycles
        call   Imposta_Tempi     ;Impostazione tempi per SVM Hardware
        call   Write_dac         ;Scrittura DAC
        call   Attendi_Fine      ;Attesa della Fine del ciclo

        b      main

*****
* Blocco a cui vengono mandato gli interrupt vaganti *
*****
Blocco:
        b      Blocco
        ret

*****
* INIZIALIZZAZIONE HARDWARE *
*****
        Iniz_Hardware:

                dint              ; disabilita gli interrupts
                ldp    #0          ; sceglie la pagina di memoria
                splk   #0,imr      ; maschera tutti gli interrupts (Interrupt Mask Register)
                lacc   ifr         ; cancella tutti gli interrupts in attesa (Interrupt Flag Register)
                sac1   ifr

                rovm              ; resetta l'overflow mode
                cnfd              ; configura B0 come memoria dati
                rsxm              ; disabilita l'estensione di segno
                rxf              ; spegne il led EXTERNAL

*****
; Inizializza la frequenza di clock della CPU e del System
; TMS System Reference cap 10 vol.2
; costanti definite nel file Clock.h
; freq. cristallo = 10 Mhz
; freq. CPU = freq. cristallo * pllfbX / plldiv = 20 Mhz
; freq. System = freq. CPU / 2
*****

        ldp    #ckcr0>>7          ; sceglie la pagina di memoria
        splk   #ckmd_ckin+ck_sysdiv2,ckcr0
        splk   #ck_inf10+ck_pllmul4+ck_plldiv2,ckcr1
        splk   #ckmd_qlen+ck_sysdiv2,ckcr0

; Inizializza i registri di configurazione del System
; Volume 1, pag 6-5, costanti definite nel file Sysconf.h
; CLKOUT pin = CPU clock

        ldp    #syscr>>7          ; sceglie la pagina di memoria
        splk   #sys_noreset+sys_cpuclock,syscr      ;inizializza il registro SYSCR

; Disabilita il Watchdog

        ldp    #wdcr>>7          ; sceglie la pagina di memoria

```

```
splk #wd_disable+wd_normalop+wd_freqdiv64,wdcr
splk #wd_clear+wd_rti_div16384,rticr
splk #wd_reset_step1,wdkey
splk #wd_reset_step2,wdkey
```

; Impostazioni per il generatore di wait state

```
ldp #b2_saddr>>7
splk #ws_IO,waitstate
out waitstate,wsgsr
```

; Selezione della funzione dei pin della porta I/O

```
ldp #225 ;Pagina 0E1h
splk #0ffffh,ocra
```

; Inizializzazione di variabili impiegate per i DAC

```
ldp #b2_saddr>>7
splk #0ffffh,UpdateDac
ret
```

```
*****
* Inizializzazione dell'inverter: *
* Applicazione del segnale Forced Low ai 6 piedini PWM *
*****
```

Iniz_Inverter:

```
ldp #gptcon>>7
splk #0,gptcon
splk #0,t1con
splk #0,t2con
splk #0,t3con
splk #0,comcon

splk #cp_1FL+cp_2FL+cp_3FL+cp_4FL+cp_5FL+cp_6FL,actr
splk #0,dbtcon
splk #0,cmpr1
splk #0,cmpr2
splk #0,cmpr3
splk #cp_FCout_en+cp_ACTR_imm+cp_PWM1+cp_PWM2+cp_PWM3,comcon
splk #cp_en+cp_ACTR_imm+cp_FCout_en+cp_PWM1+cp_PWM2+cp_PWM3,comcon
splk #3125,t1pr
splk #0,t1cnt
splk #tm_dontcare+tm_ContUD,t1con
splk #tm_dontcare+tm_ContUD+tm_en,t1con
splk #cp_1FL+cp_2FL+cp_3FL+cp_4FL+cp_5FL+cp_6FL,actr

ret
```

```
*****
* Routine di attesa fine periodo timer *
*****
```

Fine_Periodo:

```
ldp #gptcon>>7 ;seleziona la pagina di memoria
bit evifra,(15-9) ;controlla se c'è underflow
bcnd Fine_periodo,ntc ;se non c'è underflow torna a Fine_Periodo
splk #0FFFFh,evifra ;Resetta il registro EVIFRA
ldp #b1_saddr>>7 ;seleziona la pagina di memoria
ret ;uscita dalla subroutine
```

Appendice A

```
*****
* Routine di inizializzazione variabili
*****
```

Iniz_Variabili:

ssxm		;Attiva l'estensione di segno
ldp	#b2_saddr>>7	;Seleziona la pagina di memoria
splk	#0,MaxTimeUsed	;Azzera Tempo Massimo Impiegato
splk	#8,Dflg	;Indicatore Deflussaggio (OFF)
splk	#8,LimC	;Indicatore Limitatore (OFF)
ZAC		
sac1	WfV	;Velocità filtrata ciclo k-1
sac1	Wc	;Velocità calcolata ciclo k
SACL	Kf	;Fattore filtrato ciclo k
sac1	KfV	;Fattore filtrato ciclo k-1
sac1	KfVV	;Fattore filtrato ciclo k-2
sac1	Kc	;Fattore calcolato ciclo k
sac1	KcV	;Fattore calcolato ciclo k-1
sac1	KcVV	;Fattore calcolato ciclo k-2

```
***** Variabili per gestione Encoder e Stima Velocità *****
```

ldp	#b0_saddr>>7	
sac1	iav	
sac1	iavv	
sac1	ibv	
sac1	ibvv	
sac1	iat	
sac1	ibt	
sac1	Velocita	
sac1	Velocita1	
sac1	Velocita2	
splk	#1,Campvel	
splk	#07fffh,Clkcheck	
sac1	Oldcount	
sac1	Oldtimer	
sac1	Timer	
sacc32	Frd_new	
sacc32	Frq_new	
lacc32	#0	
sacc32	Wf32	;Velocità filtrata ciclo k
sacc32	WfV32	;Velocità filtrata ciclo k-1
sacc32	WfVV32	;Velocità filtrata ciclo k-2
sacc32	Wc32	;Velocità calcolata ciclo k
sacc32	WcV32	;Velocità calcolata ciclo k-1
sacc32	WcVV32	
sac1	tempw	
sac1	mulreg1b0	
sac1	mulreg2b0	
sac1	yn	
lacc32	#0	
sac1	idr	;inizializzazione per l'orientamento di campo
sac1	iqr	
sac1	idr_rif	
sac1	iqr_rif	
sac1	deid	
sac1	deiq	
sac1	deidv	
sac1	deiqv	


```
sac1    eq
sac1    ed
sac1    vqr
sac1    vdr
sacc32  vdr32
sacc32  vqr32
sac1    k3
```

***** Costanti *****

```
ldp    #b1_saddr>>7
splk    #376ch,Radice3_2      ;Inizializza il valore sqrt(3)/2<<14
splk    #Cost_Nt*100,NtX100   ;Costante usata per SVM hardware
```

***** Variabili per SVM *****

```
zac
sacc32  InvE                  ;Inverso della tensione
sac1    A_1                   ;Versore 1 componente d
sac1    B_1                   ;Versore 1 componente q
sac1    A_2                   ;Versore 2 componente d
sac1    B_2                   ;Versore 2 componente q
sac1    E_DC                  ;Tensione Lato Continua
sac1    V_temp                ;Tensione temporanea
sac1    Delta1                ;Duty Cycle 1
sac1    Delta2                ;Duty Cycle 2
sac1    NSettore              ;Numero Settore
sac1    Tempo1                ;Tempo di applicazione 1
sac1    Tempo2                ;Tempo di applicazione 2
sac1    Tempo3                ;Tempo di applicazione 3
sac1    Comp1_Val             ;Valore comparatore 1
sac1    Comp2_Val             ;Valore comparatore 2
sac1    Vd                    ;Tensione richiesta d
sac1    Vq                    ;Tensione richiesta q
sac1    Vs_max                ;Tensione disponibile massima
```

***** Variabili controllo velocità e coppia *****

```
sac1    Wref                  ;Velocità di riferimento
sac1    W                     ;Velocità stimata
sac1    C                     ;Coppia
sac1    CA                    ;Velocità in uscita bypass
sac1    Cref                  ;Coppia riferimento
sac1    InvW                  ;Inverso velocità
sac1    V_W                   ;Rapporto Tensione-Velocità
sac1    Cmax                  ;Coppia Massima
```

***** Variabili Flussi *****

```
sac1    Inv_Fr                ;Inverso Flusso Rotorico Riferimento
sac1    Fr_r                  ;Flusso Rotorico di Riferimento
sac1    Fsd_rot               ;Flusso statorico d rif.rotante
sac1    Fsq_rot               ;Flusso statorico q rif.rotante
sacc32  Fsd_ref               ;Flusso statorico riferimento d
sacc32  Fsq_ref               ;Flusso statorico riferimento q
sacc32  Fsd_stm               ;Flusso statorico stimato d
sacc32  Fsq_stm               ;Flusso statorico stimato q
sacc32  Vsd_ref               ;Tensione richiesta d
sacc32  Vsq_ref               ;Tensione richiesta q
sacc32  DFrd                  ;Errore flusso rotorico d
sacc32  DFrq                  ;Errore flusso rotorico q
sacc32  Frd_stm               ;Flusso rotorico stimato d
sacc32  Frq_stm               ;Flusso rotorico stimato q
sacc32  Frd                   ;Flusso rotorico d
```

Appendice A

sacc32 Frq	;Flusso rotorico q
sac1 CosAV	;Coseno Tensione richiesta
sac1 SenAV	;Seno Tensione richiesta
sac1 Cos	;Coseno Flusso Rotorico
sac1 Sen	;Seno Flusso Rotorico
sac1 CosV	;Coseno Flusso Rotorico vecchio
sac1 SenV	;Seno Flusso Rotorico vecchio
SACC32TV_D	;Prodotto V*Tc d
SACC32TV_Q	;Prodotto V*Tc q

***** Variabili correnti *****

sac1 Ia	;Corrente fase a
sac1 Ib	;Corrente fase b
sac1 Ic	;Corrente fase c
sac1 Ia1	;Prima lettura corrente a
sac1 Ia2	;Seconda lettura corrente a
sac1 Ib1	;Prima lettura corrente b
sac1 Ib2	;Seconda lettura corrente b
sac1 DI	;Scarto fra lettura e precedente
sac1 Id	;Corrente asse d
sac1 Iq	;Corrente asse q

***** Variabili Tempi morti e cadute *****

sac1 C11	;Flag Tempo Morto 1
sac1 C12	;Flag Tempo Morto 2
sac1 C13	;Flag Tempo Morto 3
sac1 dV1	;Errore Fase a
sac1 dV2	;Errore Fase b
sac1 dV3	;Errore Fase c
sac1 dVq	;Correzione Tensione d
sac1 dVd	;Correzione Tensione q

***** Altre variabili *****

sac1 Temp_Var	;Variabile temporanea
sac1 Temp	;Variabile temporanea
sac1 xxx	;Variabile temporanea
sac1 K	;Fattore deflussaggio
sacc32 TotalBit	;Numero di bit
sac1 TotalBit_Temp	;Numero di bit temporaneo
sac1 NumBit	;Numero di bit
sac1 Comp_d	;Componente d
sac1 Comp_q	;Componente q
sacc32 Modulo	;Modulo
sac1 Inv_Mod1	;Inverso del modulo 1
sac1 Inv_Mod2	;Inverso del modulo 2
sac1 Interp	;Interpolazione
sac1 Num_Of_Rep	;Numero delle ripetizioni
sacc32 Temp32	;Variabile Temporanea
sacc32 XXX32	;Variabile Temporanea
sacc32 Vector_d	;Vettore d
sacc32 Vector_q	;Vettore q
sac1 Coseno	;Coseno
sac1 Seno	;Seno

* Nouve variabili in pagina B01 *

ldp	#b01_saddr>>7	
lacc32	#0	
sac1	ts	;Coppia stimata

```
copy  I_TbSector,E_TbSector,TbSector
DEBUG_INIT          ;Inizializza Debugger
ret                 ;Uscita dalla routine
```

```
*****
* Routine di inizializzazione convertitori ADC                                     *
*****
```

Iniz_ADC:

```
ldp  #adctrl1>>7
splk #ADC_prescale10,adctrl2
splk #ADC_stopimmediately+ADC_clearintflag,adctrl1
ret
```

```
*****
* Routine di inizializzazione dei circuiti QEP                                     *
* e del GPTimer2 per la gestione dell' Encoder                                   *
*****
```

Iniz_Encoder:

```
ldp  #ocrb>>7
splk #30h,ocrb      ;bit 4,5 di OCRB settati => pin QEP1,QEP2 attivi
ldp  #t2pr>>7
splk #0FFFFh,t2pr   ;Timer2 per il conteggio impulsi dell'encoder
splk #0,t2cnt       ;Azzero contatore Encoder
splk #tm_Dontcare+tm_CompletePrd+tm_DirUD+tm_En+tm_Encoder,T2con ;GPT2 Dir Up/Down
                                           ;pilotato da circuito QEP

splk #0E000h,capcon ;Capture units 1 e 2 disab. => pins in mode QEP
                           ;Capture unit 3 e 4 disabilitate
ret
```

```
*****
* Routine di inizializzazione SV PWM                                             *
*****
```

```
; Impostazioni per SVM e Timers
; gptcon:      Reset dei Tcompare
; tXcon:       Reset dei timers inutilizzati
; actr:        Definizione delle polarità e delle direzione SVM
; dbtcon:      Reset della dead-band
; cmprX:       Reset dei full compare
; comcon:      Attiva SVM e stabilisce l'istante di ricaricamento dei registri ombra
```

Iniz_SVM:

```
ldp  #gptcon>>7
splk #0,gptcon
splk #0,t1con
splk #0,t3con
splk #0,comcon

splk #cp_SVMpolarity,actr
splk #0,dbtcon
splk #0,cmpr1
splk #0,cmpr2
splk #0,cmpr3
splk #cp_SVMen+cp_FCnt_en+cp_PWM1+cp_PWM2+cp_PWM3,comcon
splk #cp_en+cp_SVMen+cp_FCnt_en+cp_PWM1+cp_PWM2+cp_PWM3,comcon
splk #Cost_Nt*100,t1pr
splk #0,t1cnt
splk #tm_dontcare+tm_ContUD,t1con
```

Appendice A

```
splk #tm_dontcare+tm_ContUD+tm_en,t1con
```

; Inizializzazione degli Interruptus

```
splk #1<<9,evimra
splk #0,evimrb
splk #0,evimrc
splk #0ffff,evifra ; cancella eventuali interrupts pendenti
splk #0ffff,evifrb
splk #0ffff,evifrc
ret
```

```
*****
* Azzera Inverter*
*****
```

Azz_inverter:

```
ldp #gptcon>>7
splk #0,actr
ret
```

```
*****
* Routine di accensione LED*
*****
```

Accendi_LED:

```
ldp #b1_saddr>>7 ;Sceglie la pagina di memoria
lacc Nsettore ;Carica il numero di settore
sfr ;Divide per due
sac1 Temp ;lo copia in Temp
lacc #Tab_of_leds ;Carica l'indirizzo della tabella dei Led
adds Temp ;Somma Temp
ldp #b2_saddr>>7 ;Sceglie la pagina di memoria
tblr led_status ;Legge la tabella e salva in Led_Status

ldp #b1_saddr>>7 ;Sceglie la pagina di memoria
lacc #Tab_of_leds ;Carica l'indirizzo della tabella dei Led
ldp #b2_saddr>>7 ;Sceglie la pagina di memoria
adds Dflg ;Somma l'indicatore di deflussaggio
TBLR DFLG ;Legge la tabella e salva in DFLG
lacc Dflg ;Carica DFLG
or led_status ;Effettua l'operazione OR con Led_Status
sac1 led_status ;Salva in Led_Status

ldp #b1_saddr>>7 ;Sceglie la pagina di memoria
lacc #Tab_of_leds ;Carica l'indirizzo della tabella dei Led
ldp #b2_saddr>>7 ;Sceglie la pagina di memoria
adds LimC ;Somma l'indicatore di Limitazione di Coppia
TBLR LimC ;Legge la tabella e salva in LimC
lacc LimC ;Carica LimC
or led_status ;Effettua l'operazione OR con Led_Status
sac1 led_status ;Salva in Led_Status

ldp #b1_saddr>>7 ;Sceglie la pagina di memoria
lacc #Tab_of_leds ;Carica l'indirizzo della tabella dei Led
ldp #b0_saddr>>7 ;Sceglie la pagina di memoria
adds Typestim ;Somma l'indicatore tipo stimat. velocità
TBLR Typestim ;Legge la tabella e salva in Typestim
lacc Typestim ;Carica Typestim
ldp #b2_saddr>>7
or led_status ;Effettua l'operazione OR con Led_Status
sac1 led_status ;Salva in Led_Status

out led_status,leds ;Aggiorna lo stato dei Led
```

```
ldp  #b1_saddr>>7      ;Sceglie la pagina di memoria
ret      ;Uscita dalla Routine
```

```
*****
* Routine di acquisizione delle correnti di fase
*****
```

Acq_Correnti:

```
ldp  #adctrl1>>7
splk
#ADC_stopimmediately+ADC_enable1+ADC_enable2+ADC_ch11+ADC_ch3+ADC_startimmediately,adctrl1
ldp  #b1_saddr>>7
ret
```

```
*****
* Routine di attesa fine conversione
*****
```

Attendi_ADC:

```
.newblock
ldp  #adctrl1>>7      ;Sceglie la pagina di memoria
$1   bit  adctrl1,15-ADC_endofconv ;Esegue il loop finchè il bit ADCEOC diventa 0
      bcnd $1,tc      ;cioè attende la fine della conversione
ldp  #b1_saddr>>7      ;Sceglie la pagina di memoria
ret      ;Uscita dalla Routine
```

```
*****
* Routine di lettura correnti Ia1 e Ib1
*****
```

Leggi_Correnti1:

```
rsxm      ;disattiva l'estensione di segno
ldp  #adctrl1>>7      ;seleziona la pagina di memoria
lacc  adcfifo1,10      ;Il valore della conversione è contenuto nei bit 15-6 del
                        ; registro
ssxm      ;attiva l'estensione di segno della corrente
ldp  #b0_saddr>>7
sub  #511<<1,15
neg
ldp  #b1_saddr>>7      ;Il valore della corrente va invertito per come è il circuito
sach  Ia1      ;Sceglie la pagina di memoria
                        ;il valore viene memorizzato in Ia1 e scalizzato a Q15

spm  3      ;Fissa PM a Shift Right 6
lt  Ia1      ;Carica Ia1 nel treg
SPLK #4104,TEMP ;Scrive 4104 in Temp
mpy  TEMP      ;Moltiplica per Temp
spl  Ia1      ;Salva il risultato in Ia1

rsxm      ;disattiva l'estensione di segno
ldp  #adctrl1>>7      ;seleziona la pagina di memoria
lacc  adcfifo2,10      ;Il valore della conversione è contenuto nei bit 15-6 del
                        ; registro
ssxm      ;attiva l'estensione di segno
ldp  #b0_saddr>>7
sub  #511<<1,15
neg      ;il valore della corrente va invertito per come è il circuito
ldp  #b1_saddr>>7      ;Sceglie la pagina di memoria
sach  Ib1      ;il valore viene memorizzato in Ib1 e scalizzato a Q15

spm  3      ;Fissa PM a Shift Right 6
lt  Ib1      ;Carica Ib1 nel treg
SPLK #4104,TEMP ;Scrive 4104 in TEMP
mpy  TEMP      ;Moltiplica per Temp
```

Appendice A

```
spl      Ib1      ;Salva il risultato in Ib1
ret      ;Uscita dalla Routine
```

```
*****
* Routine di acquisizione Tensione E e riferimento velocità W *
*****
```

Acq_Tensioni:

```
ldp      #adctrl1>>7
splk
#ADC_stopimmediately+ADC_enable1+ADC_enable2+ADC_ch14+ADC_ch4+ADC_startimmediately,adctrl1
ldp      #b1_saddr>>7
ret
```

```
*****
* Routine di lettura tensione E e riferimento velocità W *
*****
```

Leggi_Tensioni:

```
.newblock
rsxm      ;Disattiva l'estensione di segno
ldp      #adctrl1>>7      ;seleziona la pagina di memoria
lacc      adcfifo1,10      ;Il valore della conversione è contenuto nei bit 15-6 del
                          ;registro
ldp      #b1_saddr>>7      ;Seleziona la pagina di memoria
sach      E_DC1      ;il valore viene memorizzato in E_DC1
ssxm      ;Attiva l'estensione di segno
sub      #992<<1,15      ;sottrae a E_DC 992
bcnd      $1,lt      ;se E_DC<992 legge il riferimento di velocità, altrimenti
splk      #992,E_DC1      ;fissa E_dc a 31744

$1      spm      3      ;Fissa PM a Shift Right 6
lt      E_DC1      ;Carica E_DC1 nel treg
mpy      #2050      ;Moltiplica per 2050
spl      E_DC1      ;Scrive il risultato in E_DC1
ldp      #adctrl1>>7      ;seleziona la pagina di memoria
rsxm      ;disabilita l'estensione di segno
lacc      adcfifo2,10      ;Il valore della conversione è contenuto nei bit 15-6 del
                          ;registro
ssxm      ;abilita l'estensione di segno
sub      #511<<1,15      ;sottrae 512<<16 per ritrovare il segno del potenziometro
ldp      #b1_saddr>>7      ;seleziona la pagina di memoria
sach      Wref1      ;il valore viene memorizzato in Wref1
spm      3      ;Fisso PM a Shift Right 6
lt      Wref1      ;Carica Wref1 nel treg
splk      #4104,TEMP      ;Scrive 4104 in Temp
mpy      TEMP      ;Moltiplica per Temp
spl      Wref1      ;Salva il risultato in Wref1
ret      ;Uscita dalla Routine
```

```
*****
* Routine di lettura correnti Ia2 e Ib2 *
*****
```

Leggi_Correnti2:

```
.newblock
rsxm      ;disabilita l'estensione di segno
ldp      #adctrl1>>7      ;seleziona la pagina di memoria
lacc      adcfifo1,10      ;Il valore della conversione è contenuto nei bit 15-6
                          ;registro

ssxm      ;abilita l'estensione di segno
ldp      #b0_saddr>>7
sub      #511<<1,15
```

```

neg                                ;il valore della corrente va invertito per come è il circuito
ldp    #b1_saddr>>7              ;seleziona la pagina di memoria
sach    Ia2                        ;il valore viene memorizzato in Ia2

spm    3                          ;Fisso PM a Shift Right 6
lt      Ia2                        ;Carica Ia2 nel treg
splk    #4104,TEMP                ;scrive 4104 in Temp
mpy     TEMP                      ;Moltiplica per Temp
spl     Ia2                        ;Salva in risultato in Ia2

rsxm                                ;disabilita l'estensione di segno
ldp    #adctrl1>>7                ;seleziona la pagina di memoria
lacc    adcfifo2,10               ;Il valore della conversione è contenuto nei bit 15-6 del
                                   ;registro
ssxm                                ;abilita l'estensione di segno
ldp    #b0_saddr>>7
sub     #511<<1,15

neg                                ;il valore della corrente va invertito per come è il circuito
ldp    #b1_saddr>>7              ;seleziona la pagina di memoria
sach    Ib2                        ;il valore viene memorizzato in Ib2

spm    3                          ;Fissa PM a Shift Right 6
lt      Ib2                        ;Carica Ib2 nel treg
splk    #4104,TEMP                ;Scrive 4104 in Temp
mpy     TEMP                      ;Moltiplica per Temp
spl     Ib2                        ;Salva il risultato in Ib2
ret                                           ;Uscita dalla Routine

```

* Routine di lettura riferimento velocità W *

Leggi_Tensioni2:

```

.newblock
rsxm                                ;Disattiva l'estensione di segno
ldp    #adctrl1>>7                ;seleziona la pagina di memoria
lacc    adcfifo1,10               ;Il valore della conversione è contenuto nei bit 15-6 del
                                   ;registro

ldp    #b1_saddr>>7              ;Seleziona la pagina di memoria
sach    E_DC2                     ;il valore viene memorizzato in E_DC2 dopo averlo shiftato di
                                   ; 5

ssxm                                ;Attiva l'estensione di segno
sub     #992<<1,15                ;sottrae a E_DC 992
bcnd    $1,lt                     ;se E_DC<992 legge il riferimento di velocità, altrimenti
splk    #992,E_DC2                ;fissa E_dc a 31744

$1  spm    3                      ;seleziona la pagina di memoria
lt      E_DC2
mpy     #2050
spl     E_DC2
ldp    #adctrl1>>7
rsxm                                ;Il valore della conversione è contenuto nei bit 15-6 del
lacc    adcfifo2,10               ;registro

ssxm                                ;abilita l'estensione di segno
sub     #511<<1,15                ;sottrae 512<<21 per ritrovare il segno del potenziometro
ldp    #b1_saddr>>7              ;seleziona la pagina di memoria
sach    Wref2                     ;il valore viene memorizzato in W e lo scalizza in Q15
spm    3
lt      Wref2
splk    #4104,TEMP

```

Appendice A

```

    mpy    TEMP
    spl    Wref2
    ret

```

* Routine di soppressione disturbi sulla corrente e calcolo Ic *
*

* $I_a = (1 - \text{peso}) \cdot i_{av} + \text{peso} \cdot [i_{av} + (i_{av} - i_{avv})]$ *

Scegli_Corrente:

```

    .newblock
    ldp    #b0_saddr>>7    ;sceglie la pagina
    lacc   iav              ;carica iav e lo mette in iavv
    sac1   iavv
    ldp    #b1_saddr>>7
    lacc   ia              ;carica ia e lo mette in iav
    ldp    #b0_saddr>>7
    sac1   iav
    sub    iavv            ;iav-iavv=iat
    sac1   iat
    spm    #peso_pm
    lt     iat              ;iat*peso+iav=iat
    mpy    #peso
    pac
    add    iav,16
    sach   iat
    ldp    #b1_saddr>>7
    sach   ia              ;ia=iat

    lacc   Ia,16           ;carica Ia nell'accumulatore
    sub    Ia,16           ;sottrae Ia1
    abs    ;ne ricava il valore assoluto
    sach   DI              ;lo memorizza in DI

    lacc   Ia              ;carica Ia nell'accumulatore
    sub    Ia2
    abs    ;ne ricava il valore assoluto
    sub    DI              ;calcola DI2-DI1
    bcnd   $1,geq          ;se DI2<DI1 va a $1 altrimenti
    lacc   Ia2             ;carica Ia1 nell'accumulatore
    sac1   Ia              ;e lo assume come Ia
    b      $2              ;prosegue con Ib

$1      lacc   Ia1         ;carica Ia2 nell'accumulatore
    sac1   Ia              ;e lo assume come Ia

$2      ldp    #b0_saddr>>7    ;sceglie la pagina
    lacc   ibv             ;carica ibv e lo mette in ibvv
    sac1   ibvv
    ldp    #b1_saddr>>7
    lacc   ib              ;carica ib e lo mette in ibv
    ldp    #b0_saddr>>7
    sac1   ibv
    sub    ibvv            ;ibv-ibvv=ibt
    sac1   ibt
    spm    #peso_pm
    lt     ibt              ;ibt*peso+ibv=ibt
    mpy    #peso
    pac
    add    ibv,16
    sach   ibt
    ldp    #b1_saddr>>7
    sach   ib              ;ib=ibt

```



```

        lacc      Ib,16          ;carica Ib nell'accumulatore
        sub       Ib1,16        ;sottrae Ib1
        abs              ;ne ricava il valore assoluto
        sach      DI            ;lo memorizza in DI
        lacc      Ib            ;carica Ib nell'accumulatore
        sub       Ib2          ;sottrae Ib2
        abs              ;ne ricava il valore assoluto
        sub       DI            ;calcola DI2-DI1
        bcnd      $3,geq        ;se DI2<DI1 va a $3 altrimenti
        lacc      Ib2          ;carica Ib1 nell'accumulatore
        sacl      Ib            ;e lo assume come Ib
        b         $4            ;prosegue con Ic
$3      lacc      Ib1          ;carica Ib2 nell'accumulatore
        sacl      Ib            ;e lo assume come Ib

$4      add       Ia            ;Somma Ia+Ib
        neg              ;Ricava -(Ia+Ib)
        sacl      Ic            ;Assegna Ic=-(Ia+Ib)
        ret

```

* Routine di soppressione disturbi sulla velocità di riferimento *

Scegli_Velocita:

```

        .newblock
        ldp       #b1_saddr>>7      ;sceglie la pagina di memoria

        lacc      E_DC,16            ;carica Ia nell'accumulatore
        sub       E_DC1,16           ;sottrae Ia1
        abs              ;ne ricava il valore assoluto
        sach      DI                ;lo memorizza in DI

        lacc      E_DC              ;carica Ia nell'accumulatore
        sub       E_DC2             ;sottrae Ia2
        abs              ;ne ricava il valore assoluto
        sub       DI                ;calcola DI2-DI1
        bcnd      $1,geq            ;se DI2<DI1 va a $1 altrimenti
        lacc      E_DC2            ;carica Ia1 nell'accumulatore
        sacl      E_DC             ;e lo assume come Ia
        B         $3               ;prosegue con Ib

$1      lacc      E_DC1            ;carica Ia2 nell'accumulatore
        sacl      E_DC             ;e lo assume come Ia

```

*****Filtro su E_DC*****

```

$3      ldp       #b1_saddr>>7
        lacc      W
        abs
        sub       #1826            ;Se |W|>1250 giri(elttrici)/min---> Filtro
        bcnd      $4,lt
        ldp       #b0_saddr>>7
        lacc      E_DCVV            ;(E_DCVV+E_DCV+2*E_DC)/4
        add       E_DCV
        ldp       #b1_saddr>>7
        add       E_DC,1
        sfr
        sfr
        SACL      E_DC

$4      ldp       #b0_saddr>>7      ;E_DC->E_DCV->E_DCVV

```

	lacc	E_DCV	
	sac1	E_DCVV	
	ldp	#b1_saddr>>7	
	lacc	E_DC	
	ldp	#b0_saddr>>7	
	sac1	E_DCV	
	ldp	#b1_saddr>>7	
	lacc	Wref,16	;carica Ia nell'accumulatore
	sub	Wref,16	;sottrae Ia1
	abs		;ne ricava il valore assoluto
	sach	DI	;lo memorizza in DI
	lacc	Wref	;carica Ia nell'accumulatore
	sub	Wref2	;sottrae Ia2
	abs		;ne ricava il valore assoluto
	sub	DI	;calcola DI2-DI1
	bcnd	\$2,geq	;se DI2<DI1 va a \$1 altrimenti
	lacc	Wref2	;carica Ia1 nell'accumulatore
	sac1	Wref	;e lo assume come Ia
	ret		;prosegue con Ib
\$2	lacc	Wref1	;carica Ia2 nell'accumulatore
	sac1	Wref	;e lo assume come Ia
	ret		

Calcola_Correnti:

ldp	#b1_saddr>>7
lacc	Id
ldp	#b0_saddr>>7
sac1	Idold
ldp	#b1_saddr>>7
lacc	Iq
ldp	#b0_saddr>>7
sac1	Iqold
ldp	#b1_saddr>>7
sovm	
spm	#CC1_PM
lt	Ia
mpy	#CC1
sph	Id
spm	#CC2_PM
mpy	#CC2
pac	
spm	#CC3_PM
lt	Ib
mpy	#CC3
apac	
sach	Iq
ret	

Limitaz_corrente:

spm	0
ldp	#b1_saddr>>7
lacc	#Cost_IsMax,15
lt	Id
mpy	Id
lt	Iq
mpys	Iq
spac	
retc	geq
splk	#0,Cref
ret	

```

*****
* Regolatore di Velocità
*****
Reg_Vel:

    .newblock
    ldp    #b2_saddr>>7
    splk   #8,LimC           ;disattiva flag limitatore di coppia
    ldp    #b1_saddr>>7

    lacc   CA                 ;PER IL DEBUG
    sub    W
    ldp    #B0_SADDR>>7
    sacl   K1
    ldp    #b1_saddr>>7

    lacc   Cref
    in     Temp,switches
    bit    Temp,15-6         ;SW7 on?
    bcnd   $2,tc             ; SI => salta a $2 (Controllo diretto di coppia)

    zac
    spm    #RV1_PM
    lt     CA
    mpy    #RV1
    pac
    lt     W
    mpy    #RV1
    spac   ;Cref=RV1*(CA-W)

* tosatura

    ldp    #b1_saddr>>7
    sacl   Cref

$2    bcnd   $1,lt           ;se Cref <0 => va a $1
    sub     Cmax
    retc    lt
    lacc    Cmax             ;se |Cref|>|Cmax| impongo Cref = Cmax
    sacl    Cref
    ldp    #b2_saddr>>7
    splk    #5,LimC         ;Accensione led Limitatore di coppia
    ldp    #b1_saddr>>7
    ret

$1    add     Cmax
    retc     gt
    lacc     Cmax           ;se |Cref|>|Cmax| impongo Cref = Cmax
    neg
    sacl     Cref
    ldp    #b2_saddr>>7
    splk    #5,LimC         ;Accensione led Limitatore di coppia
    ldp    #b1_saddr>>7
    ret

*****
* Calcolo Flusso Rotorico, Inverso e Coppia di riferimento
*****
Calc_Ref:

    .newblock
    ldp    #b1_saddr>>7

* Calcolo di 1/W

```

```
lacc W, Cost_CFR5 ;essendo CFR5=NW+1,
abs
sach K
```

```
lacc #Tab_inv_W
add K
tblr InvW
```

* Calcolo di V/W *

```
ldp #b1_saddr>>7
lacc vs_max
sub #1529 ;#1090 corrisponde a 10 V ;#1529 corrisponde a 14 V
sac1 vs_max

spm 1
lt InvW
mpy Vs_Max ;per le scelte di scala effettuate le rappresentazioni coincidono
sph V_W

lacc vs_max
add #1529 ;#1090 corrisponde a 10 V ;#1529 corrisponde a 14 V
sac1 vs_max ;la modifica serve solo per la lettura di fr.tab

lacc V_W, Cost_CFR6 ;essendo CFR6=NF+1
sach K ;parametro K d'ingresso alla tabella

.newblock ;PROVA
```

*****FILTRO su K*****

```
ldp #b2_saddr>>7
lacc KcV
sac1 KcVV
lacc Kc
sac1 KcV
lacc KcVV
add KcV
add KC
ldp #B1_SADDR>>7
add K
sfr
sfr
sac1 K
ldp #B2_SADDR>>7
sac1 KC
ldp #B1_SADDR>>7
```

*****FINE FILTRO SU K*****

* Calcolo di WI *

```
lacc k
sub #cost_k1
```

;Dove Cost_k1=Ismax*radq[(2* $L_s^2 \cdot L_s'^2$)/($L_s^2 + L_s'^2$)]*(Wmax/Vsmax)*2^(NF-NW)

```
bcnd $2,leq
```

* Con W<W1 *

```
lacc    K
sub     #Cost_Fr_Ini
bcnd    $1,lt          ;Va alla zona di deflussaggio alta velocità
```

* Flusso Rotorico Nominale *

```
lacc    #Cost_Fr_Ini
sac1    K
```

* Deflussaggio *

```
$1      lacc    K

ldp     #b1_saddr>>7 ;Memorizzazione valori variabili del ciclo precedente
lacc    Fr_r
ldp     #b0_saddr>>7
sac1    Frolld
ldp     #b1_saddr>>7
lacc    Inv_fr
ldp     #b0_saddr>>7
sac1    Inv_frolld
ldp     #b1_saddr>>7
lacc    Cmax
ldp     #b0_saddr>>7
sac1    Cold
ldp     #b1_saddr>>7
```

* Calcolo di FR ref *

```
lacc    #Tab_Fr
add     K
tblr    Fr_r
```

***** calcolo flag deflussaggio *****

```
lacc    #Tab_Fr
add     #Cost_Fr_Ini
tblr    Temp          ;Temp= mod(Fr_nom)
lacc    Temp
sub     Fr_r
bcnd    $5,gt
ldp     #b2_saddr>>7
splk    #8,Dflg        ;se mod(Fr_r)>=mod(Fr_nom) non deflusso
ldp     #b1_saddr>>7
b       $6
$5      ldp     #b2_saddr>>7
splk    #6,Dflg        ;se mod(Fr_r)<mod(Fr_nom) setto flag deflussaggio
ldp     #b1_saddr>>7
```

* Calcolo di 1/FR ref *

```
$6      lacc    #Tab_Inv_FR
add     K
tblr    Inv_Fr
```

* Calcolo di Cmax *

```
lacc    #Tab_C
add     K
tblr    Cmax
```

* Interpolazione

```
lacc    Fr_r
ldp     #b0_saddr>>7
```

```

add    Froid
sfr
ldp    #b1_saddr>>7
sac1   Fr_r
lacc   Inv_Fr
ldp    #b0_saddr>>7
add    Inv_Froid
sfr
ldp    #b1_saddr>>7
sac1   Inv_Fr
lacc   Cmax
ldp    #b0_saddr>>7
add    Cold
sfr
ldp    #b1_saddr>>7
sac1   Cmax
ret

```

* con W>W1 *

* Calcolo di FR ref *

\$2

```

spm    #CFR2_PM
lt      K
mpy     #CFR2
SPL     FR_R
ldp     #b2_saddr>>7
splk    #7,Dflg      ;setto flag deflussaggio (alta velocità)
ldp     #b1_saddr>>7

```

* Calcolo di 1/FR ref *

```

lacc   #Tab_Inv_F1
add    K
tblr   Inv_Fr

```

* Calcolo di Cmax *

```

MPY    K
SPL     TEMP
LT      TEMP
spm    #CFR4_PM
mpy     #CFR4
spL     Cmax
ret

```

* Calcolo Flusso Statorico nel riferimento rotante *

Calc_FSRot:

```

ldp    #b1_saddr>>7
spm    #CFS1_PM
lt      Fr_r
mpy     #CFS1
pac
sacc32
spm    #CFS2_PM
lt      Cref
mpy     #CFS2
sph     Temp
spm     2
lt      Temp
mpy     Inv_Fr

```

```

pac
sacc32      Fsq_rot
ret

```

```

*****
* Calcolo Flusso Statorico di riferimento                                     *
*****

```

Calc_FSRef:

```

ldp          #b1_saddr>>7

spm          1
lt           Fsd_rot.h
mpy          cos
pac
lt           Fsq_rot.h
mpy          sen
spac
sfl
sacc32       Fsd_ref

lt           Fsd_rot.h
mpy          sen
pac
lt           Fsq_rot.h
mpy          cos
apac
sfl
sacc32       Fsq_ref
ret

```

```

*****
* Regolatore Flusso Statorico                                             *
*****

```

Reg_FS:

```

.newblock
ldp          #b1_saddr>>7
spm          #RFS3_PM
lt           W
mpy          #RFS3
sph          Temp

spm          0
lt           Temp
mpy          Fsd_stm.h
pac
sfl
sacc32       Temp32

mpy          Fsq_stm.h
pac
sfl
neg

add32        TRI_d
sub32        Fsd_stm
add32        Fsd_ref
sacc32       TV_d

lacc32       Temp32
add32        TRI_q
sub32        Fsq_stm

```

```

add32      Fsq_ref
sacc32     TV_q

spm        #RFS1_PM
splk       #RFS1,Temp
fmul32s16u TV_d,Temp,Mulreg
rpt        #RFS2-2
sfr
sacc32     Vsd_ref
ldp        #b0_saddr>>7

ldp        #b1_saddr>>7
fmul32s16u TV_q,Temp,Mulreg
rpt        #RFS2-2
sfr
sacc32     Vsq_ref
ldp        #b0_saddr>>7
ret

```

.if Selector=2

```

*****
* Calcolo parametri per lo stimatore in corrente 2°Ordine *
*****

```

Calc_Par:

```

ldp        #b0_saddr>>7

;calcolo di OTC2

spm        0
lt         Velocita
mpy        Velocita
pac
sacc32     V2                      ;V2 = Velocita^2
splk       #TC2S,Tempflu
fmul32s16u V2,Tempflu,Tempmul
neg
add        #Cost_RTCSLR<<2,15
sfl
sach       OTC2

;calcolo di COTC

lt         Velocita
spm        #PAR1_PM
mpy        #PAR1
sph        COTC

;calcolo di RMOTC2

spm        #PAR2_PM
mpy        #PAR2
pac
sach       RMOTC2
ldp        #b1_saddr>>7
lacc      id
ldp        #b0_saddr>>7
sac1       Ismd
ldp        #b1_saddr>>7
lacc      iq
ldp        #b0_saddr>>7
sac1       Ismq

```


ret

 * Stimatore del Flusso basato sul modello in corrente (2° Ordine) *

Stm_Fr_Corr:

```

ldp          #b0_saddr>>7    ;Calcolo di Frd_new
lacc32       Frd_new
sacc32       Fd32
spm          0
fmul32s16s   Frq_new,COTC,Tempmul,Tempmulb
sacc32       Tempflu32
sacc32       Parte1
fmul32s16s   Frd_new,OTC2,Tempmul,Tempmulb
sfl
sfl
sacc32       Parte2
sub32        Tempflu32
lt           Ismd
mpy          #RRMTC
ldp          #b1_saddr>>7
lta          Iq
spm          3
ldp          #b0_saddr>>7
mpy          RMOTC2
spac
ldp          #b1_saddr>>7
lt           Id
spm          #RR2MTC2_PM
mpy          #RR2MTC2
ldp          #b0_saddr>>7
sph          Tempflu
sub          Tempflu
sacc32       Frd_new
sub32        Parte2
add32        Parte1
sacc32       Parte3

```

;Calcolo di Frq_new

```

spm          0
fmul32s16s   Frq_new,OTC2,Tempmul,Tempmulb
sfl
sfl
sacc32       Tempflu32
fmul32s16s   Fd32,COTC,Tempmul,Tempmulb
add32        Tempflu32
lt           Ismq
mpy          #RRMTC
ldp          #b1_saddr>>7
lta          Id
spm          3
ldp          #b0_saddr>>7
mpy          RMOTC2
apac
ldp          #b1_saddr>>7
lt           Iq
spm          #RR2MTC2_PM
mpy          #RR2MTC2
ldp          #b0_saddr>>7
sph          Tempflu
sub          Tempflu

```

```

sacc32      Frq_new
ret

.elseif Selector=1

*****
* Calcolo parametri per lo stimatore in corrente 1°Ordine *
*****
Calc_Par:

ldp      #b0_saddr>>7
spm      #TC_PM
lt       Velocita
mpy      #TC
sph      COTC
ret

*****
* Stimatore del Flusso basato sul modello in corrente (1° Ordine) *
*****
Stm_Fr_Corr:

ldp      #b0_saddr>>7
splk     #Cost_RTCSLR<<3,Tempflu
spm      0
lacc32   Frd_new
sacc32   Fd32
fmul32s16s Frd_New,Tempflu,Tempmul,Tempmulb
sfl
sacc32   Tempflu32
sacc32   Parte1
fmul32s16s Frq_new,COTC,Tempmul,Tempmulb
sacc32   Parte2
neg
add32    Tempflu32
spm      #RRMTC_PM
ldp      #b1_saddr>>7
lt       Id
mpy      #RRMTC
apac
ldp      #b0_saddr>>7
sph      Parte3.h
spl      Parte3.l
sacc32   Frd_new
spm      0
fmul32s16s Frq_New,Tempflu,Tempmul,Tempmulb
sfl
sacc32   Tempflu32
fmul32s16s Fd32,COTC,Tempmul,Tempmulb
add32    Tempflu32
spm      #RRMTC_PM
ldp      #b1_saddr>>7
lt       Iq
mpy      #RRMTC
apac
ldp      #b0_saddr>>7
sacc32   Frq_new
ret

.endif

```

```
*****
* Stimatore Flusso Statorico per mod. in corrente                                     *
*****
Stm_Fs_Corr:
```

```
    ldp        #b0_saddr>>7
    spm        0
    splk       #MSLR<<3,Tempflu
    fmul32s16s Frd_new,Tempflu,Tempmul,Tempmulb
    sfl
    ldp        #b1_saddr>>7
    lt         Id
    spm        #SIGLS_PM
    mpy        #SIGLS
    apac
    ldp        #b0_saddr>>7
    sacc32     Fsd_new

    spm        0
    fmul32s16s Frq_new,Tempflu,Tempmul,Tempmulb
    sfl
    ldp        #b1_saddr>>7
    lt         Iq
    spm        #SIGLS_PM
    mpy        #SIGLS
    apac
    ldp        #b0_saddr>>7
    sacc32     Fsq_new
    ret
```

```
*****
* Stimatore Flusso Statorico                                                         *
*****
Stm_FS:
```

```
    ldp        #b1_saddr>>7
    lacc32     TV_D
    sub32     TRI_d
    sach      TEMP
    spm        #SFS1_PM
    lt         TEMP
    mpy        #SFS1
    pac
    add32     FSD_STM
    add32     DFrq
    sacc32     Fsd_stm

    LACC32    TV_Q
    sub32     TRI_q
    sach      TEMP
    spm        #SFS1_PM
    lt         TEMP
    mpy        #SFS1
    pac
    add32     FSQ_STM
    add32     DFrq
    sacc32     Fsq_stm
    ret
```

```
*****
* Stimatore Flusso Rotorico                                                         *
*****
Stm_Fr:
```

```

ldp      #b1_saddr>>7
spm      #SFR1_PM
splk     #SFR1,Temp
fmul32s16u Fsd_stm,Temp,Mulreg
sfl
sfl
spm      #SFR2_PM
lt       Id
mpy      #SFR2
spac
sacc32   Frd_stm
spm      #SFR1_PM
fmul32s16u Fsq_stm,Temp,Mulreg
sfl
sfl
spm      #SFR2_PM
lt       Iq
mpy      #SFR2
spac
sacc32   Frq_stm
ret

```

* Stimatore Pulsazione Rotorica *

Stm_W:

```

.newblock
ldp      #b0_saddr>>7
lacc32   WcV32          ;Wc32->Wcv32->Wcvv32
sacc32   WcVV32
lacc32   Wc32
sacc32   WcV32
lacc32   WfV32          ;Wf32->Wfv32->Wfvv32
sacc32   WfVV32
lacc32   Wf32
sacc32   WfV32
lacc     yn             ;controlla se è stata bypassata già 1 volta la stima
                        ;della velocità
bcnd     $3,eq          ;no-->(yn=0) stima velocità normalmente,
                        ;altrimenti(yn=1)

lacc32   wfv32          ;bypassala nuovamente prendendo wc = w precedente
sacc32   wc32
splk     #0,yn          ;setta yn=0 in modo da non rifare il bypass al
                        ;prossimo ciclo

b        $2

```

\$3

```

ldp      #b1_saddr>>7
spm      1
lt       sen
mpy      cosv
pac
lt       cos
mpy      senv
spac
sach     Temp
spm      #SWR1_PM
lt       Temp
mpy      #SWR1
spl      W
spl      TEMP          ;Serve solo in fase di debug
ldp      #b2_saddr>>7

```

```

spl          Wc
pac
sacc32       TEMP32          ;Serve solo in fase di debug
ldp          #b2_saddr>>7
lacc         wc,16           ;porta Wc a 32 bit
ldp          #b0_saddr>>7
sacc32       wc32           ;salvalo in Wc32

lacc32       wfv32          ;carica la velocità del ciclo precedente
ldp          #b2_saddr>>7
sach         wfv            ;portala 16 bit
lacc         Wfv
abs          ;fanne il valore assoluto
sub          #10000         ;guarda se è superiore a 2700g/
bcnd         $2,lt         ;no--->salta la routine e passa direttamente al
                        ; filtraggio

lacc         wfv            ;si--->controlla che wc calcolata sia dello stesso
                        ;segno della w precedente

bcnd         $1,lt         ;se non è dello stesso segno (bypassala) poni wc=w
                        ; precedente

lacc         wc
bcnd         $2,gt
ldp          #b0_saddr>>7
lacc32       wfv32
sacc32       wc32
splk         #1,yn          ;setta yn per fare avvenire anche il secondo bypass
b           $2
$1          ldp          #b2_saddr>>7
lacc         Wc
bcnd         $2,lt
ldp          #b0_saddr>>7
lacc32       wfv32
sacc32       wc32
splk         #1,yn

$2          ldp          #b0_saddr>>7
spm          #FLA232_pm
splk         #FLA232,Tempw
fmul32s16s   Wfvv32,tempw,mulreg1b0,mulreg2b0

;Wfvv32*[1-(P1+P2)*Tc+P1*P2*Tc^2]

sacc32       wf32
spm          #FLA132_pm
splk         #FLA132,Tempw
fmul32s16s   Wfv32,tempw,mulreg1b0,mulreg2b0

;Wfv32*[-2+(P1+P2)*Tc]/2]

sfl          ;*2 (in FLA132 è stato diviso x 2 per motivi di scala)

sub32        wf32
sacc32       wf32
spm          #FLB232_pm
splk         #FLB232,Tempw
fmul32s16s   Wcvv32,tempw,mulreg1b0,mulreg2b0      ;Wcvv32*P1*P2*Tc^2
add32        wf32
sfl          ;shifto di 1 perchè è tutto Q15

sacc32       wf32
ldp          #b1_saddr>>7

```

[illegible]

```
*****
* Stimatore Coppia                                                    *
*****
```

Stm C:

```
.newblock
ldp          #b1_saddr>>7
spm          0
lt           Iq
mpy          Fsd_stm.h
pac
lt           Id
mpy          Fs_q_stm.h
spac
ldp          #b01_saddr>>7
sach         ts
spm          #SC1_PM
lt           ts
mpy          #SC1
spl          ts
ret
```

 * Calcolo Errore Flusso Rotorico *

Calc DFr:

ldp #b1_saddr>>7

*calcola il flusso rotorico di riferimento

spm	#DFR1_PM
lt	Fr_r
mpy	#DFR1
sph	Temp
spm	1
lt	Temp
mpy	Cos
pac	
sacc32	Frd
mpy	Sen
pac	
sacc32	Frq

*calcola la differenza fra flusso rotorico riferimento e stimato

lacc32	Frd
sub32	Frd_stm
sach	XXX
lacc	#Cost_DFR
sac1	TEMP
spm	1
lt	TEMP
mpy	XXX
pac	
sacc32	DFrd
lacc32	Frq
sub32	Frq_stm

```
sacH      XXX
MPY       XXX
PAC
sacc32    DFrq
ret
```

```
*****
* Stimatore Misto *
```

```
*****
```

Stm_Misto:

```
.newblock
ldp      #b2_saddr>>7      ;verifica della condizione dello switch5
in       sw_status,switches ;switch-alto:controllo stimatore-tensione
bit      sw_status,15-4    ;switch-basso:controllo stimatore-misto
bcnd     pippo,tc          ;switch alto ==> bit=1 ==> salta a $5
ldp      #b0_saddr>>7
lacc32   #0
sacc32   Fsdv
lacc     Velocita
abs
ldp      #b1_saddr>>7
sac1     Temp_Var          ;Temp_Var=[Velocita]
sub      #Cost_Winf        ;Velocità di rif. inf.= ** RAD/sec
bcnd     vai,lt            ;Vel-Winf<0 ==> salta a $5

lacc     w                 ;Per velocità del flusso rotorico maggiori del doppio
abs
sub      #cost_wlim,1      ;della velocità limite meccanica si bypassa l'encoder:
bcnd     pippo,gt         ;si evitano così gli errori dovuti all'encoder alle alte velocità

lacc32   Fsd_stm
ldp      #b0_saddr>>7
sacc32   Fsdv
ldp      #b1_saddr>>7
lacc     Temp_Var
sub      #Cost_Wlim        ;Velocità di rif. sup.=245 RAD/sec per
bcnd     pippo,geq        ;Vel-Wlim>0 ==> controllo allo stim. in tens.
```

** Calcolo di ALFA1 e ALFA2 **

```
ldp      #b0_saddr>>7
splk     #A1,Tempflu      ;A1*2^12*2^15
spm      0
fmul32s16s V2,Tempflu,Tempmul,Tempmulb
rpt      #4
sfl      ;multiplico per 2^5

sach     ALFA1             ;ALFA1=V2*A1
ldp      #b1_saddr>>7
spm      0
lt       Temp_Var
ldp      #b0_saddr>>7
mpy      #B1              ;B1*2^15
pac      ;Accumulatore=B1*2^15*[Velocita]
sfl      ;multiplico per 2 ==> B1*2^16*[Velocita]
sach     Tempflu          ;divido per 2^16
lacc     Tempflu          ;Acc=Tempflu
add      #128             ;Acc=B1*[Velocita]+128
add      ALFA1            ;Acc=A1*V2+B1*[Velocita]+128
abs
sac1     ALFA1
```

Appendice A

**** Calcolo delle componenti del flusso statorico ****

ldp	#b0_saddr>>7	
lt	ALFA1	
mpy	#128	
pac		
sac1	ALFA1	
neg		
add	#16384	
sac1	alfa2	
lacc	ALFA2	
ldp	#b1_saddr>>7	
sac1	Temp	
spm	0	
fmul32s16u	Fsd_stm,Temp,Mulreg	;Fsd_stm*ALFA2*(1/128)*2^14/2^16
sfl		
sfl		;multiplico ulteriormente per 2^2
sacc32	Fsd_stm	;Fsd_stm=Fsd_stm*ALFA2/128
ldp	#b0_saddr>>7	
sacc32	Fsdv	
lacc	ALFA1	
sac1	Tempflu	
spm	0	
fmul32s16u	Fsd_new,Tempflu,Tempmul	
sfl		
sfl		
sacc32	Fsdi	
ldp	#b1_saddr>>7	
add32	Fsd_stm	
sacc32	Fsd_stm	
ldp	#b0_saddr>>7	
lacc	ALFA2	
ldp	#b1_saddr>>7	
sac1	Temp	
spm	0	
fmul32s16u	Fsq_stm,Temp,Mulreg	
sfl		
sfl		
sacc32	Fsq_stm	
ldp	#b0_saddr>>7	
lacc	ALFA1	
sac1	Tempflu	
spm	0	
fmul32s16u	Fsq_new,Tempflu,Tempmul	
sfl		
sfl		
ldp	#b1_saddr>>7	
add32	Fsq_stm	
sacc32	Fsq_stm	

****Calcolo delle componenti del flusso rotorico****

ldp	#b0_saddr>>7
lacc	ALFA2
ldp	#b1_saddr>>7
sac1	Temp
spm	0
fmul32s16u	Frd_stm,Temp,Mulreg
sfl	
sfl	


```

sacc32      Frd_stm
ldp         #b0_saddr>>7
lacc        ALFA1
sac1        Tempflu
spm         0
fmul32s16u  Frd_new,Tempflu,Tempmul
sfl
sfl
ldp         #b1_saddr>>7
add32       Frd_stm
sacc32      Frd_stm
ldp         #b0_saddr>>7
lacc        ALFA2
ldp         #b1_saddr>>7
sac1        Temp
spm         0
fmul32s16u  Frq_stm,Temp,Mulreg
sfl
sfl
sacc32      Frq_stm
ldp         #b0_saddr>>7
lacc        ALFA1
sac1        Tempflu
spm         0
fmul32s16u  Frq_new,Tempflu,Tempmul
sfl
sfl
ldp         #b1_saddr>>7
add32       Frq_stm
sacc32      Frq_stm
b           pippo

vai         ldp         #b0_saddr>>7
            lacc32      Fsd_new
            ldp         #b1_saddr>>7
            sacc32      Fsd_stm
            ldp         #b0_saddr>>7
            sacc32      Fsd_i
            lacc32      Fsq_new
            ldp         #b1_saddr>>7
            sacc32      Fsq_stm
            ldp         #b0_saddr>>7
            lacc32      Frd_new
            ldp         #b1_saddr>>7
            sacc32      Frd_stm
            ldp         #b0_saddr>>7
            lacc32      Frq_new
            ldp         #b1_saddr>>7
            sacc32      Frq_stm

```

pippo ret

```

*****
* Stima Angolo Theta
*****

```

Stm_Theta:

```

ldp         #b1_saddr>>7
lacc        Cos
sac1        Cosv
lacc        Sen
sac1        Senv
lacc32      Frd_stm

```

Appendice A

```
sacc32    Vector_d
lacc32    Frq_stm
sacc32    Vector_q
call     Calc_Phase
lacc     Coseno
sac1     Cos
lacc     Seno
sac1     Sen
ret
```

```
*****
* Calcolo Versore Tensione Richiesta                                     *
*****
```

Calc_ArgV:

```
ldp      #b1_saddr>>7
lacc32   Vsd_ref
sacc32   Vector_d
lacc32   Vsq_ref
sacc32   Vector_q
call     Calc_Phase
lacc     Coseno
sac1     CosAV
lacc     Seno
sac1     SenAV
ret
```

MOD_VS:

```
ldp      #B1_SADDR>>7
zac
spm      #0
lt       VD
mpy      VD
sqra     VQ
apac
ldp      #B0_SADDR>>7
sacc32   TEMPFLU32
ret
```

```
*****
* Calcolo Massimo Tensione Generabile                                   *
*****
```

Calc_MaxVs:

```
.newblock
ldp      #b1_saddr>>7

$1      spm      #VSM1_PM      ;calcolo max tensione disponibile
lt       E_dc
mpy      #VSM1
sph      Vs_max
ret
```

```
*****
* Limitazione Tensione Richiesta                                       *
*****
```

Limit_Vs:

```
ldp      #b1_saddr>>7
lacc32   TotalBit
sfl
and      #0ffffh,16
```

```

        bcnd      OutSide,neq
        spm      1
        lt      Vsd_ref.l
        mpy      Vsd_ref.l
        ltp      Vsq_ref.l
        mpy      Vsq_ref.l
        apac

        ldp      #b1_saddr>>7
        lt      Vs_max
        mpy      Vs_max
        spac

        bcnd      OutSide,gt      ;mod(Vsd_ref) > mod(Vs_max)?
        lacc32    Vsd_ref      ; NO
        sac1      Vd      ;Vd = Vsd_ref.l
        lacc32    Vsq_ref
        sac1      Vq      ;Vq = Vsq_ref.l
        SXF
        ret

OutSide:
        spm      1      ; SI
        lt      Vs_max
        mpy      CosAV
        pac
        sach      Vd,1      ;Vd = compon.d di Vs_max
        mpy      SenAV
        pac
        sach      Vq,1      ;Vq = compon.q di Vs_max

Ricalcola_TV:

        spm      #CHK1_PM
        lt      Vd
        mpy      #CHK1
        pac
        sacc32    TV_d

        lt      Vq
        mpy      #CHK1
        pac
        sacc32    TV_q
        RXF
        ret

```

* Calcolo del fattore TRI *

Calc_TRI:

```

        ldp      #b1_saddr>>7
        spm      #TRI1_PM
        lt      Id
        mpy      #TRI1
        pac
        sacc32    TRI_d

        lt      Iq
        mpy      #TRI1
        pac
        sacc32    TRI_q
        ret

```

Appendice A

```
*****
* Calcolo Fase di un Vettore
*****
```

Calc_Phase:

```

    .newblock
    spm                0
    ldp                #b1_saddr>>7
    lacc32             vector_d
    abs
    sacc32             TotalBit
    lacc32             vector_q
    abs
    sach              TotalBit_temp

    or
    sacl              TotalBit.l
                    TotalBit.l

    lacl              TotalBit_temp
    or
    sacl              TotalBit.h
                    TotalBit.h

    lacc32             TotalBit
    mar                *,ar1
    lar                ar1,#0
$2    sfr
    bcnd              $1,eq
    b                  $2,*+
$1    sar              ar1,NumBit

    lar                ar0,#14
    cmp               ar_lt                ; numbit < 14 ?
    bcnd              norm_multiply,tc
    cmp               ar_gt                ; numbit > 14 ?
    bcnd              norm_divide,tc

no_normalize:
    lacc              vector_d.l
    sacl              Comp_d
    lacc              vector_q.l
    sacl              Comp_q

    .newblock

Calc_Arg:
    spm                0
    lt                Comp_d                ; Calcola il modulo
    mpy               Comp_d
    ltp               Comp_q
    mpy               Comp_q
    apac
    bcnd              DivByZero,eq
    sub               #1000h<<1,15
    sfr
    sfr
    sacc32            Modulo
    lacl              Modulo.h
    add               #Tab_SqMod
    tblr              Inv_Mod2
    add               #1
    tblr              Inv_Mod1
    lacc              Comp_d
    abs
    sacl              Temp_Var

```

	lt	Temp_Var
	mpyu	Inv_Mod2
	pac	
	mpyu	Inv_Mod1
	spac	
	rpt	#5-1
	sfr	
	sac1	Interp
	lt	Modulo.l
	mpyu	Interp
	pac	
	add	#1,15
	sach	Interp
	lt	Temp_Var
	mpyu	Inv_Mod2
	pac	
	rsxm	
	sub	Interp,5
	ssxm	
	bit	Comp_d,15-15
	bcnd	\$1,ntc
\$1	neg	
	add	#1,14
	sach	Coseno,1
	lacc	Comp_q
	abs	
	sac1	Temp_Var
	lt	Temp_Var
	mpyu	Inv_Mod2
	pac	
	mpyu	Inv_Mod1
	spac	
	rpt	#5-1
	sfr	
	sac1	Interp
	lt	Modulo.l
	mpyu	Interp
	pac	
	add	#1,15
	sach	Interp
	lt	Temp_Var
	mpyu	Inv_Mod2
	pac	
	rsxm	
	sub	Interp,5
	ssxm	
	bit	Comp_q,15-15
	bcnd	\$2,ntc
\$2	neg	
	add	#1,14
	sach	Seno,1
	ret	
Norm_Multiply:		
	lacl #14-1	
	sub	NumBit
	sac1	Num_of_Rep
	lacc32	vector_d
	rpt	Num_Of_Rep
	sfl	

Appendice A

	sac1	Comp_d
	lacc32	vector_q
	rpt	Num_Of_Rep
	sfl	
	sac1	Comp_q
	b	Calc_Arg
Norm_Divide:		
	lacl	NumBit
	sub	#14+1
	sac1	Num_Of_Rep
	lacc32	vector_d
	rpt	Num_Of_Rep
	sfr	
	sac1	Comp_d
	lacc32	vector_q
	rpt	Num_Of_Rep
	sfr	
	sac1	Comp_q
	b	Calc_Arg
DivByZero:		
	splk	#16384,Coseno
	splk	#0h,Seno
	ret	

```

*****
* Routine di calcolo del Settore del vettore tensione *
* vedi DEMO *
*****

```

Calc_Setto:

	.newblock	
	ldp	#b1_saddr>>7
	lacl	Vq
	or	Vd
	bcnd	\$4,neq
	splk	#6,NSetto
	splk	#0,Delta1
	splk	#0,Delta2
	ret	
\$4	lar	ar0,#TbSector
	mar	*,ar0
	lacc	Vq
	bcnd	\$1,geq
	adrk	#1
\$1	spm	0
	lt	Radice3_2
	mpy	Vd
	lacc	Vq,13
	spac	
	bcnd	\$2,geq
	adrk	#2
\$2	lacc	Vq,13
	apac	
	bcnd	\$3,geq
	adrk	#4
\$3	lacc	*

```
sac1      Nsettore
ret
```

```
*****
* Routine per il calcolo del tempo di applicazione della configurazione
*****
```

Calc_TempApp:

```
.newblock
ldp      #b1_saddr>>7
lacc     Nsettore,2
add      #t_morti
lar      ar0,#C11
rpt      #3-1
tblr     *+
ret
```

```
*****
* Routine per il Calcolo delle cadute
*****
```

Calc_DVX:

```
.newblock
ldp      #b1_saddr>>7
spm      #DVT1_PM
lt        E_dc          ;carica E_dc
mpy      #DVT1
sph      XXX            ;salva nella variabile temporanea XXX

lacc     Ia              ;carica Ia nell'accumulatore per controllarne il segno
bcnd     $2,lt           ;se è <0 va a $2
lacc     c11              ;carica il fattore C11
bcnd     $4,eq           ;se è uguale a zero va a $1
lacc     XXX,16
b        $4              ;salta a $4
$2       lacc     c11      ;carica il fattore C11
bcnd     $3,eq           ;se è <0 va a $3
lacc     XXX,16
$3       neg      ;inverte il segno
$4       sach     dV1     ;salva il risultato in dV1 dividendo per 2^16

lacc     Ib              ;carica Ib nell'accumulatore per controllarne il segno
bcnd     $6,lt           ;se è <0 va a $6
lacc     c12              ;carica il fattore C12
bcnd     $8,eq           ;se è uguale a zero va a $5
lacc     XXX,16
b        $8              ;salta a $8
$6       lacc     c12      ;carica il fattore C12
bcnd     $7,eq           ;se è uguale a zero va a $7
lacc     XXX,16
$7       neg      ;inverte il segno
$8       sach     dV2     ;salva il risultato in dV2 dividendo per 2^16

lacc     Ic              ;carica Ic nell'accumulatore per controllarne il segno
bcnd     $10,lt          ;se è <0 va a $10
lacc     c13              ;carica il fattore C13
bcnd     $12,eq          ;se è uguale a zero va a $9
lacc     XXX,16
b        $12             ;salta a $12
$10      lacc     c13      ;carica il fattore C13
bcnd     $11,eq          ;se è uguale a zero va a $11
lacc     XXX,16
```

Appendice A

\$11	neg		;inverte il segno
\$12	sach	dV3	;salva il risultato in dV2 dividendo per 2^16
	lacc	dV1,1	;carica dV1 moltiplicandola per 2
	sub	dV2	;sottrae dV2
	sub	dV3	;sottrae dV3
	sac1	Temp	;salva nella variabile Temp
	spm	2	;moltiplica per 2^4
	lt	Temp	;carica Temp
	mpy	#1672	;moltiplica per $\sqrt{2/3}/2 \cdot 2^{12}$
	sph	dVd	;salva in dVd moltiplicando per 2^4 e dividendo per 2^16
	lacc	dV2	;carica dV2 nell'accumulatore
	sub	dV3	;sottrae dV3
	sac1	Temp	;salva nella variabile Temp
	lt	Temp	;carica Temp
	mpy	#2896	;moltiplica per $1/\sqrt{2} \cdot 2^{12}$
	sph	dVq	;salva in dVq dividendo per 2^16
	spm	0	;setta PM a no shift
	ret		

* Routine di ricalcolo VS1 *

Calc_Vs1:

```

.newblock

ldp          #b1_saddr>>7
lacc         Vd
add          dVd
sac1         Vd
lacc         Vq
add          dVq
sac1         Vq

or           Vd
bcnd         $4,neq          ;era $4
lacc         #6
b            $5

$4           lar          ar0,#TbSector
            mar          *,ar0

            lacc         Vq
            bcnd         $1,geq
            adr          #1

$1           lt           Radice3_2
            mpy          Vd
            lacc         Vq,13
            sp          #2
            bcnd         $2,geq
            adr          #2

$2           lacc         Vq,13
            ap          #4
            bcnd         $3,geq
            adr          #4

$3           lacc         *
            sac1         Nsettore          ;MODIFICA
            sfl          #TbVector
            add          #TbVector

            lar          ar0,#A_1

```



```

rpt      #4-1      ; Copia A1,B1,A2,B2 nella memoria dati
tblr     *+
ret

```

* Calcolo Duty Cycles *

Calc_Delta:

```

.newblock

ldp      #b1_saddr>>7
lacc     E_DC,11
sach     K
lacc     #Tab_InvE
add      K,1      ;attenzione Inv_E è a 32 bit
tblr     InvE.l
add      #1
tblr     InvE.h
spm      1
lt       A_1
mpy      Vq
ltp      B_1
mpy      Vd
spac
add      #1,15
bcnd     $1,geq    ;controllo che sia >0,5 bit

$1      zac
sach     V_temp,1
spm      0
fmul32s16u InvE,V_temp,Mulreg
sac1     Delta2
and      #0ffffh,16
bcnd     $2,eq
splk     #0,Delta2

$2      spm      1
lt       B_2
mpy      Vd
ltp      A_2
mpy      Vq
spac
add      #1,15
bcnd     $3,geq

$3      zac
sach     V_temp,1
spm      0
fmul32s16u InvE,V_temp,Mulreg
sac1     Delta1
and      #0ffffh,16
bcnd     $4,eq
splk     #0,Delta1

$4      ret

```

* Routine di impostazione tempi per svm *

Imposta_Tempi:

```

.newblock
ldp      #b1_saddr>>7
lacl     NSettore      ;Verifica config. nulla
sub      #6
bcnd     CalcTimes,neq ;Se non è la config. nulla salta
zac

```

Appendice A

```

sac1      Tempo1
sac1      Tempo2
splk      #Cost_Nt*100,Tempo3
b         CalcComp

```

; Calcolo dei tempi di applicazione dei vettori di tensione

CalcTimes:

```

spm      0
lt       NtX100
mpyu     Delta1
sph      Tempo1
mpyu     Delta2
sph      Tempo2
lacc     Tempo1
sub      #Cost_MinTime
bcnd     $1,geq
splk     #0,Tempo1
$1       lacc     Tempo2
sub      #Cost_MinTime
bcnd     $2,geq
$2       splk     #0,Tempo2
lacc     Tempo3
sub      #Cost_MinTime
bcnd     $3,geq
$3       splk     #0,Tempo3

```

; Calcolo dei tempi T1,T2,T3

Degenere:

```

lacc     Tempo1
add      Tempo2
bcnd     CalcComp,eq
lacc     Tempo1
bcnd     CalcComp,neq
lacc     Tempo2
sac1     Tempo1
splk     #0,Tempo2
lacc     #NextSect
adds     Nsettore
tblr     Nsettore

```

CalcComp:

```

lacc     Tempo1
sac1     comp1_val
adds     Tempo2
sac1     comp2_val
lar      ar0,comp1_val
lar      ar1,comp2_val
lacc     #TbConfig
adds     Nsettore
ldp      #gptcon>>7
tblr     actr
sar      ar0,cmpr1
sar      ar1,cmpr2
ldp      #b1_saddr>>7
ret

```

; Scrive le config. nei reg. HW

```

*****
* CALCOLA TEMPO RIMASTO
*****

```

CalcTimeUsed:

```

.newblock
rsxm

```

```

ldp    #gptcon>>7

zac
bit    evifra,15-9          ;Timer 1 in underflow?
bcnd   $1,ntc              ; Si => vai a $1
lacc   #Cost_Nt*200        ; No => Acc= 4000

$1     bit    gptcon,15-tm_t1stat_bit    ;Timer1 conta down?
bcnd   $2,tc              ; No => vai a $2
add    #Cost_Nt*200      ;Conta verso il basso
sub    t1cnt             ;Sottraggo valore del contatore
b      $3

$2     add    t1cnt              ;Conta verso l'alto
$3     push   ssxm
sub    MaxTimeUsed          ;sottraggo MaxTimeUsed
bcnd   $4,leq              ;Acc <=0 ?
pop    MaxTimeUsed          ; No => recupero valore
sac1   MaxTimeUsed          ; e salvo in MaxtimeUsed
b      $5

$4     pop
$5     ; Si=> recupero valore

ldp    #b1_saddr>>7
ret

```

* Routine di scelta della velocità in base alla zona di funzionamento *

Scegli_Vel:

```

.newblock
ldp    #b0_saddr>>7
lacc   Velocita
abs
sub    #0164                ; mod(Velocità) < 45 rpm ?
bcnd   $2,lt                ; Si => attivo periodimetro

lacc   Velocita
abs
sub    #0200                ; mod(Velocità) > 55 rpm ?
bcnd   $1,lt
splk   #4,Typestim          ; Si => calcolo Velocità in modalità frequenzimetro
lacc   Velocita1
sac1   Velocita
ret

$1     lacc   Velocita1        ; 55 rpm > mod(Velocità) > 45 rpm
add    Velocita2             ; Velocità = media tra velocità calcolata
sfr    Velocita              ; in mod. freq. e velocità calcolata in mod. per.
sac1   Velocita
ret

$2     splk   #3,Typestim      ; Modalità periodimetro
lacc   Velocita2
sac1   Velocita
ret

```

* Routine di lettura dell'Encoder e di stima della velocità *
* in modalità frequenzimetro *

Appendice A

Freq_Vel:

```

ldp    #b0_saddr>>7
splk    #0,Sign
lacc    Campvel
sub     #1                ;Decremento Campvel (#Tc al prossimo camp. velocità)
sac1    Campvel
retc    neq                ;Se Campvel=0 stimo la velocità
                        ;altrimenti esco
splk    #Cost_TCV,Campvel ;Ripristino Campvel al val. Cost_TCV

ldp    #t2cnt>>7
lacc    t2cnt                ;Acc=attuale valore conteggio Encoder
ldp    #b0_saddr>>7
sac1    Tempflu
sub     Oldcount            ;Acc=# passi dell'Encoder nell'ultimo Tc
sac1    Velocita1
sac1    Cold                ;per il debug
spm     #COSTVEL_PM
lt      Velocita1
mpy     #COSTVEL
spl     Velocita1            ;Memorizzo Velocità

```

; Velocità= (Conteggio attuale - Oldcount) * Costvel
; Il risultato è espresso in rad/sec ;

```

lacc    Tempflu
sac1    Oldcount            ;Oldcount=Attuale valore contatore per il ciclo succ.
ret

```

```

*****
* Routine stima velocità modalità PERIODIMETRO                                     *
* TIMEOUT = 0.62 sec                                                                *
* Spostamento campione = 1/100 di giro (41 impulsi encoder)                      *
* Vmin = 1 RPM                                                                      *
*****

```

Period_vel:

```

.newblock
ldp    #b0_saddr>>7
splk    #0,Sign
lacc    Timer                ;Aggiorno temporizzatore
add     #1
sac1    Timer
sub     #03100                ;TIMEOUT raggiunto?
bcnd    $1,lt
splk    #0,Velocita2          ;Timeout raggiunto: Velocità=0
splk    #0,Timer;Timer riparte da 0
ret

$1      ldp    #t2cnt>>7        ;NO Timeout => verifico raggiungimento spostamento
lacc    t2cnt                ;Acc=attuale valore conteggio Encoder
ldp    #b0_saddr>>7
sac1    Tempflu
sub     Oldtimer
bcnd    $2,gt
abs
splk    #1,Sign
$2      sub     #41                ;Spostamento = spostamento campione?
retc    lt                    ;NO => Ritorno

lacc    Tempflu                ;SI => Aggiorno misuratore di spostamento
sac1    Oldtimer

```

;effettuo divisione

```

lacc    #50<<1,15      ;Dividendo=1/100 di giro
rpt     #14
subc    Timer          ;Divido per valore Timer
sac1    Velocita2
spm     #PER_VEL_PM
lt      Velocita2      ;Quoziente=velocità in giri/sec
mpy     #PER_VEL
sph     Velocita2      ;trasformo velocità in rad/sec
splk    #0,Timer       ;Timer riparte da 0
lacc    Sign
retc    eq
lacc    Velocita2
neg
sac1    Velocita2
ret

```

* Routine di attesa fine ciclo

Attendi_Fine:

```

ldp     #gptcon>>7
bit     evifra,15-9
bcnd    Attendi_fine,ntc
splk    #0ffffh,evifra
ldp     #b0_saddr>>7
lacc    Clkcheck
neg
sac1    Clkcheck
ldp     #b1_saddr>>7
ret

```

* Routine di Bypass

Bypass:

```

.newblock
ldp     #b1_saddr>>7
lacc    E_DC
sub     #4452
bcnd    $2,GT          ;Se E_DC < 50V =>WREF =0
splk    #0,WREF

$2      spm            2
in      Temp,switches
bit     Temp,15-6      ;SW7 on?
bcnd    $1,tc          ;SI => vai a $1 (contr. coppia)
lacc    WREF
sac1    CA
ret

$1      lt             Wref
lacc    Wref
sac1    Cref
ret

```

* Routine visualizzazione su DAC

write_DAC:

```

.newblock

```

```

        ldp      #b2_saddr>>7
        in      Sw_status,switches
        bit     sw_status,15-0
        cc      w1,tc                               ;(SW1)
        bit     sw_status,15-1
        cc      w2,tc                               ;(SW2)
        bit     sw_status,15-2
        cc      w3,tc                               ; (SW3)
        bit     sw_status,15-3
        cc      w4,tc                               ;(SW4)

        spm     0
        out     dac0_val,dac0
        out     dac1_val,dac1
        out     dac2_val,dac2
        out     dac3_val,dac3
        out     UpdateDac,dac_update                ; aggiorna l'uscita dei DAC
        ldp     #b1_saddr>>7
        ret

w1:
        ldp     #b01_saddr>>7
        lacc    ts,12
        ;
        right   #4
        add     #800h<<1,15
        ldp     #b2_saddr>>7
        sach    dac2_val

        ldp     #b1_saddr>>7
        lacc    ia,12
        ;
        right   #4
        add     #0800h<<1,15
        ldp     #b2_saddr>>7
        sach    dac3_val
        ret

w2:
        ldp     #b01_saddr>>7
        lacc    ts,12
        ;
        right   #4
        add     #0800h<<1,15
        ldp     #b2_saddr>>7
        sach    dac2_val

        ldp     #b1_saddr>>7
        lacc    w,12
        ;
        right   #4
        add     #0800h<<1,15
        ldp     #b2_saddr>>7
        sach    dac3_val
        ret

w3:
        ldp     #b1_saddr>>7
        lacc32   Fsd_stm
        right   #4
        add     #0800h<<1,15
        ldp     #b2_saddr>>7
        sach    dac2_val
        ldp     #b1_saddr>>7
        lacc32   Fsq_stm
        right   #4
        add     #0800h<<1,15
        ldp     #b2_saddr>>7
        sach    dac3_val
        ret

```

w4:

```

        ldp    #b0_saddr>>7
        lacc   tempw,12
;
        right  #4
        add    #0800h<<1,15
        ldp    #b2_saddr>>7
        sach   dac0_val

        ldp    #b0_saddr>>7
        lacc   k3,12
;
        right  #4
        add    #0800h<<1,15
        ldp    #b2_saddr>>7
        sach   dac1_val
        ret

```

*Calcolo dell'errore di flusso statorico nel riferimento statorico e

*

*passaggio al riferimento rotorico

*

calc_errorfi:

```

.newblock
ldp    #b0_saddr>>7
lacc32  erfrd
sacc32  erfrdv
lacc32  erfrq
sacc32  erfrqv

ldp    #b1_saddr>>7          ;nella routine reg_fs la parte significativa
lacc32  fsd_ref              ;di fsd_stm e' la parte h
sub32   fsd_stm
ldp    #b0_saddr>>7
sacc32  erfsd

ldp    #b1_saddr>>7          ;nella routine reg_fs la parte significativa
lacc32  fsq_ref              ;di fsd_stm e' la parte h
sub32   fsq_stm
ldp    #b0_saddr>>7
sacc32  erfsq

spm     #0                   ;errorfrd=errorfsd*cos+errorfsq*sen
lacc32  ERFSD
ldp     #b1_saddr>>7
sacc32  TEMP32
fmul32s16s  TEMP32,cos,Mulreg,MulregB
sacc32  XXX32

ldp     #b0_saddr>>7
lacc32  ERFSQ
ldp     #b1_saddr>>7
sacc32  TEMP32
fmul32s16s  TEMP32,sen,MulReg,MulRegB

add32   XXX32
sfl
sfl
ldp     #b0_saddr>>7
sacc32  erfrd

spm     #0
lacc32  ERFSD                ;errorfrq=errorfsq*cos-errorfsd*sen
ldp     #b1_saddr>>7

```

```
sacc32 TEMP32
fmul32s16s TEMP32,sen,MulReg,MulRegB
sacc32 XXX32

ldp #b0_saddr>>7
lacc32 ERFSQ
ldp #b1_saddr>>7
sacc32 TEMP32
fmul32s16s TEMP32,cos,MulReg,MulRegB

sub32 XXX32
sfl
sfl
ldp #b0_saddr>>7
sacc32 erfrq
ret
```

*Regolatore di tensione proporzionale integrale nel riferimento del flusso rotorico *

calc_tens_pi:

.newblock

```
ldp #b0_saddr>>7
lacc32 vdr32pi
sacc32 vdr32piv
lacc32 vqr32pi
sacc32 vqr32piv
ldp #b0_saddr>>7
lacc32 erfrd
ldp #b1_saddr>>7
sacc32 temp32
ldp #b0_saddr>>7
lacc32 erfrdv
ldp #b1_saddr>>7
sacc32 xxx32
ldp #b1_saddr>>7
spm #PI1_PM
splk #PI1,xxx
fmul32s16u temp32,xxx,Mulreg
sfl
ldp #b0_saddr>>7
sacc32 vdr32pi
ldp #b1_saddr>>7
spm #PI2_PM
splk #PI2,xxx
fmul32s16u xxx32,xxx,Mulreg
sfl
ldp #b0_saddr>>7
add32 vdr32pi
add32 vdr32piv
sacc32 vdr32pi
ldp #b0_saddr>>7
lacc32 erfrq
ldp #b1_saddr>>7
sacc32 temp32
ldp #b0_saddr>>7
lacc32 erfrqv
ldp #b1_saddr>>7
sacc32 xxx32
ldp #b1_saddr>>7
spm #PI1_PM
```

;nel fattore pi1 e' presente la costante kreg
;che e' totalmente un'altra cosa rispetto
;alla costante fisica kp

;nel fattore pi2 e' presente la costante kreg
;che e' totalmente un'altra cosa rispetto
;alla costante fisica ki


```
splk      #PI1,Temp
fmul32s16u temp32,Temp,Mulreg
sfl
ldp      #b0_saddr>>7
sacc32   vqr32pi
```

```
ldp      #b1_saddr>>7      ;nel fattore pi2 e' presente la costante kreg
spm      #PI2_PM           ;che e' totalmente un'altra cosa rispetto
splk     #PI2,xxx          ;alla costante fisica ki
fmul32s16u xxx32,xxx,Mulreg
sfl      ;pi2 e' molt per 2^0
ldp      #b0_saddr>>7
add32    vqr32pi
add32    vqr32piv
sacc32   vqr32pi
```

```
ret
```

*CALCOLO DELLA FASE DEL VETTORE TENSIONE GENERATO DAL PI *

CALC_ARGV_PI:

```
.newblock
ldp      #b0_saddr>>7
lacc32   VDR32PI
ldp      #b1_saddr>>7
sacc32   VECTOR_D
ldp      #b0_saddr>>7
lacc32   VQR32PI
ldp      #b1_saddr>>7
sacc32   VECTOR_Q
call     CALC_PHASE
lacc     COSENO
sac1     COSAV
lacc     SENO
sac1     SENAV
ret
```

*Limitazione in uscita al regolatore *

limit_vs_pi:

```
.newblock
```

```
ldp      #b0_saddr>>7
spm      0
lt       Vqr32pi.h
mpy      Vqr32pi.h
pac
lt       Vdr32pi.h
mpy      Vdr32pi.h
apac
ldp      #b1_saddr>>7
lt       Vs_max
mpy      Vs_max
spac
bcnd     troppo,gt      ;mod(Vsd_ref) > mod(Vs_max)?
rxf
ldp      #b0_saddr>>7
lacc     #0000
sac1     TEMPW
ret
```

troppo:

```

ldp      #b1_saddr>>7
sxf
SPM      0                      ;SI
LT       vs_max
MPY      cosav
pac
sfl
sfl
ldp      #b0_saddr>>7
sacc32   vdr32pi

```

```

ldp      #b1_saddr>>7
SPM      0                      ;SI
LT       vs_max
MPY      senav
pac
sfl
sfl
ldp      #b0_saddr>>7
sacc32   vqr32pi

```

```

ldp      #b0_saddr>>7
lacc     #32000
sac1     tempw
lacc     k3
add      #1
sac1     k3
ret

```

```

*****
*Calcolo delle tensioni richieste dal regolatore nel riferimento
*statorico
*****

```

Calc_VSTAT:

```

.newblock
ldp      #b0_saddr>>7          ;vsq_refpi=vqr32*cos+vdr32*sen
lacc32   vqr32pi
ldp      #b1_saddr>>7
sacc32   temp32
spm      #0
fmul32s16s temp32,cos,Mulreg,mulregb
sacc32   XXX32

ldp      #b0_saddr>>7
lacc32   vdr32pi
ldp      #b1_saddr>>7
sacc32   temp32
spm      #0
fmul32s16s temp32,sen,Mulreg,Mulregb

add32    XXX32
sfl
sfl
ldp      #b1_saddr>>7
SACH     VQ

ldp      #b0_saddr>>7          ;vsd_refpi=vdr32*cos-vqr32*sen

```

```

lacc32      vqr32pi
ldp         #b1_saddr>>7
sacc32      temp32
spm         #0
fmul32s16s temp32,sen,Mulreg,mulregb
sacc32      XXX32
ldp         #b0_saddr>>7
lacc32      vdr32pi
ldp         #b1_saddr>>7
sacc32      temp32
spm         #0
fmul32s16s temp32,cos,Mulreg,mulregb

sub32      XXX32
sfl
sfl
ldp         #b1_saddr>>7
SACH      VD
ret

```

```

*****
*CALCOLO DELLE QUANTITA' TV_D E TV_Q DA MANDARE ALLA ROUTINE STM_FS      *
*****
CALC_TV_PI_STAT:

```

```

.newblock
ldp         #b1_saddr>>7
SPM         #CHK2_PM
LT          VD
mpy         #chk2
pac
ldp         #b1_saddr>>7
sacc32      TV_D
ldp         #b1_saddr>>7
SPM         #CHK2_PM
lt          VQ
mpy         #chk2
pac
ldp         #b1_saddr>>7
sacc32      TV_Q
ret

```

SCAMBIO:

```

ldp         #B1_SADDR>>7
lacc32      FRD_STM
ldp         #B0_SADDR>>7
sacc32      VECTORDN
lacc32      FRD_NEW
ldp         #B1_SADDR>>7
sacc32      FRD_STM
lacc32      FSD_STM
ldp         #B0_SADDR>>7
sacc32      VECTORQN
lacc32      FRQ_NEW
ldp         #B1_SADDR>>7
sacc32      FRQ_STM
ldp         #B0_SADDR>>7
lacc32      FSD_NEW
ldp         #B1_SADDR>>7
sacc32      FSD_STM
ldp         #B0_SADDR>>7
lacc32      FSQ_NEW
ldp         #B1_SADDR>>7
sacc32      FSQ_STM

```

ret

```
*****
*Routine per il passaggio dal rif statorico a quello rotorico della
*corrente statorica
*****
Trasforma_correnti:
```

```
.newblock

spm      #0                      ;idr=iq*sin+id*cos
ldp      #b1_saddr>>7
lt       iq
mpy      sen
pac
lt       id
mpy      cos
apac
sfl
sfl
ldp      #b0_saddr>>7
sach     idr

ldp      #b1_saddr>>7          ;iqr=iq*cos-id*sen
lt       iq
mpy      cos
pac
lt       id
mpy      sen
spac
sfl
sfl
ldp      #b0_saddr>>7
sach     iqr
ret
```

```
*****
*Routine per il passaggio dal rif rotorico a quello statorico della
*tensione
*****
Trasforma_tensioni:
```

```
.newblock

spm      #0                      ;vsq_ref=vqr32*cos+vdr32*sen
ldp      #b0_saddr>>7
lacc32   vqr32
ldp      #b1_saddr>>7
sacc32   temp32
fmul32s16s temp32,cos,Mulreg,mulregb
sacc32   vsq_ref
ldp      #b0_saddr>>7
lacc32   vdr32
ldp      #b1_saddr>>7
sacc32   temp32
fmul32s16s temp32,sen,Mulreg,Mulregb
add32    vsq_ref
sfl
sfl
sacc32   vsq_ref
```

```

spm          #0          ;vds_ref=vdr32*cos-vqr32*sen
ldp          #b0_saddr>>7
lacc32       vqr32
ldp          #b1_saddr>>7
sacc32       temp32
fmul32s16s   temp32,sen,Mulreg,mulregb
sacc32       vds_ref
ldp          #b0_saddr>>7
lacc32       vdr32
ldp          #b1_saddr>>7
sacc32       temp32
fmul32s16s   temp32,cos,Mulreg,mulregb
sub32        vds_ref
sfl
sfl
sacc32       vds_ref
ret

```

* Calcolo dei riferimenti di corrente *

Calc_rifcorr:

```

ldp          #b1_saddr>>7   ;idr_rif=(1/M)*Fr_r
spm          #CFSI1_PM
lt           Fr_r
mpy          #CFSI1
ldp          #b0_saddr>>7
sph          idr_rif

ldp          #b1_saddr>>7   ;iqr_rif=(Lr*Sig)/(P*M)*(Cref/Fr_r)
spm          #CFSI2_PM
lt           Cref
mpy          #CFSI2
pac
sacc32       Temp32
spm          #0
fmul32s16u   temp32,Inv_Fr,Mulreg
ldp          #b0_saddr>>7
sac1         iqr_rif
ret

```

* Calcolo errore di corrente *

Calc_DEI:

```

ldp          #b0_saddr>>7
lacc         deid           ;DEID---->DEIDV
sac1         deidv
lacc         deiq           ;DEIQ---->DEIQV
sac1         deiqv
lacc         idr_rif        ;DEID=idr_rif-idr
sub          idr
sac1         deid
lacc         iqr_rif        ;DEIQ=iqr_rif-iqr
sub          iqr
sac1         deiq
ret

```

Appendice A

```
*****
*Compensazione fem*
*****
```

Calc_compens:

```
ldp      #b1_saddr>>7      ;eq=W*sig*Lv*idr+M/Lr*W*Fr_r
spm      #Comp1_PM
lt       W
mpy      #Comp1
pac
sacc32   Temp32
ldp      #b0_saddr>>7
lacc     idr
ldp      #b1_saddr>>7
sac1     temp
spm      #0
fmul32s16s temp32,temp,Mulreg,mulregb
sac1     temp
spm      #Comp2_PM
lt       W
mpy      #Comp2
pac
sacc32   Temp32
spm      #0
fmul32s16s temp32,Fr_r,Mulreg,mulregb
add      temp
ldp      #b0_saddr>>7
sac1     eq

ldp      #b1_saddr>>7      ;ed=W*sig*Lv*iqr
spm      #Comp1_PM
lt       W
mpy      #Comp1
pac
sacc32   Temp32
ldp      #b0_saddr>>7
lacc     iqr
ldp      #b1_saddr>>7
sac1     temp
spm      #0
fmul32s16s temp32,temp,Mulreg,mulregb
ldp      #b0_saddr>>7
sac1     ed
ret
```

```
*****
*Calcolo di Vd e Vq nel riferimento rotorico*
*****
```

Calc_Vdr_Vqr:

```
ldp      #b0_saddr>>7
lacc32   vdr32
sfr
sfr
sfr
spm      kp_pm      ;Vdr32=Kp*(DEID)
lt       deid
mpy      #kp
apac
sub      ed
sacc32   vdr32
lacc32   vqr32
```

```

sfr
sfr
sfr
spm          kp_pm          ;Vqr32=Kp*(DEIQ)
lt           deiq
mpy          #kp
apac
add
sacc32       eq
ret          vqr32

```

Calcolo di Vdr32 Vqr32 dopo la limitazione ditensione

Calc_Vsrlimit:

```

spm          #0          ;Vdr32=vq*sin+vd*cos
ldp          #b1_saddr>>7
lt           vq
mpy          sen
pac
lt           vd
mpy          cos
apac
ldp          #b0_saddr>>7
sach         vdr
lacc         vdr
sfl
sfl
sacc32       vdr32
ldp          #b1_saddr>>7          ;Vqr32=vq*cos-vd*sen
lt           vq
mpy          cos
pac
lt           vd
mpy          sen
spac
ldp          #b0_saddr>>7
sach         vqr
lacc         vqr
sfl
sfl
sacc32       vqr32
ret

```

* Regolatore Flusso Statorico*

Calc_TV:

```

ldp          #b1_saddr>>7
spm          #CHK1_PM
lt           Vd
mpy          #CHK1
pac
sacc32       TV_d

lt           Vq
mpy          #CHK1
pac
sacc32       TV_q
ret

```

```
*****
* Regolatore di Velocità
*****
```

Regola_Vel:

```
.newblock
ldp    #b2_saddr>>7
splk    #8,LimC           ;disattiva flag limitatore di coppia
ldp    #b1_saddr>>7

lacc    Cref
in      Temp,switches
bit     Temp,15-6         ;SW7 on?
bcnd    $2,tc             ; SI => salta a $2 (Controllo diretto di coppia)

zac                      ; NO => Controllo in velocità

ldp    #b0_saddr>>7         ;Cref=Cref+Kp*(dew-dewv)+Ki*(dew)*Tc
lacc    dew
sac1    dewv
ldp    #b1_saddr>>7
lacc    ca
sub     w
ldp    #b0_saddr>>7
sac1    dew
sub     dewv
sac1    tempB0
spm     #kpv_pm
lt      tempB0
mpy     #kpv
pac
spm     #kiv_pm
lt      dew
mpy     #kiv
apac
ldp    #b1_saddr>>7
add     cref
```

* tosatura

```
sac1    Cref
$2      bcnd    $1,lt       ;se Cref <0 => va a $1
sub     Cmax
retc    lt
lacc    Cmax               ;se |Cref|>|Cmax| impongo Cref = Cmax
sac1    Cref
ldp    #b2_saddr>>7
splk    #5,LimC           ;Accensione led Limitatore di coppia
ldp    #b1_saddr>>7
ret

$1      add     Cmax
retc    gt
lacc    Cmax               ;se |Cref|>|Cmax| impongo Cref = Cmax
neg
sac1    Cref
ldp    #b2_saddr>>7
splk    #5,LimC           ;Accensione led Limitatore di coppia
ldp    #b1_saddr>>7
ret
```



```

*****
* SEZIONE DATI B2
*****

DW      ".B2",waitstate
DW      ".B2",led_status
DW      ".B2",sw_status
DW      ".B2",dac0_val
DW      ".B2",dac1_val
DW      ".B2",dac2_val
DW      ".B2",dac3_val
DW      ".B2",UpdateDac
DW      ".B2",ScaleFactor
DW      ".B2",DACOffset
DW      ".B2",MaxTimeUsed
DW      ".B2",Wc
DW      ".B2",WfV
DW      ".B2",KcVV
DW      ".B2",KcV
DW      ".B2",Kc
DW      ".B2",KfVV
DW      ".B2",KfV
DW      ".B2",Kf
DW      ".B2",Dflg
DW      ".B2",LimC
DL32    ".B2",STATUS
DL32    ".B2",CONTEX
*****

* Variabili per il calcolo della velocità
*****

DW      ".B0",Campvel
DW      ".B0",Oldcount
DW      ".B0",Velocita
DW      ".B0",Velocita1
DW      ".B0",Velocita2
DW      ".B0",Timer
DW      ".B0",Oldtimer
DW      ".B0",Sign
DW      ".B0",Typestim
*****

* Variabili usate dallo stimatore di flusso basato sul mod. in corrente
*****

DW      ".B0",OTC2
DW      ".B0",COTC
DW      ".B0",RMOTC2
DW      ".B0",ISMD
DW      ".B0",ISMQ
DW      ".B0",Tempflu
DL32    ".B0",V2
DL32    ".B0",Frd_new
DL32    ".B0",Frq_new
DL32    ".B0",Fsd_new
DL32    ".B0",Fsq_new
DL32    ".B0",Tempflu32
DL32    ".B0",Fd32
DW      ".B0",Idold
DW      ".B0",Iqold
DW      ".B0",cosenonew
DW      ".B0",senonew
DL32    ".B0",vectordn
DL32    ".B0",vectorqn
DW      ".B0",K1
DW      ".B0",K2
DW      ".B0",K3
DW      ".B0",K4

```

DW ".B0",CAMBIO
 DW ".B0",Frold
 DW ".B0",Inv_Frold
 DW ".B0",Cold
 DW ".B0",Clkcheck
 DW ".B0",Tempmul
 DW ".B0",Tempmulb
 DL32 ".B0",Parte1
 DL32 ".B0",Parte2
 DL32 ".B0",Parte3
 DW ".B0",tempB0
 DL32 ".B0",WcVV32
 DL32 ".B0",WcV32
 DL32 ".B0",Wc32
 DL32 ".B0",WfVV32
 DL32 ".B0",WfV32
 DL32 ".B0",Wf32
 DW ".B0",tempw
 DW ".B0",mulreg1b0
 DW ".B0",mulreg2b0
 DW ".B0",iav
 DW ".B0",iavv
 DW ".B0",ibv
 DW ".B0",ibvv
 DW ".B0",iat
 DW ".B0",ibt
 DW ".B0",yn
 DW ".B0",e_dcv
 DW ".B0",e_dcvv
 DW ".B0",ALFA1
 DW ".B0",ALFA2
 DL32 ".B0",Fsd_misto
 DL32 ".B0",Fsq_misto
 DL32 ".B0",Fsd
 DL32 ".B0",Fsdv
 DW ".B0",idr
 DW ".B0",iqr
 Dw ".B0",vqr
 Dw ".B0",vdr
 DW ".B0",idr_rif
 DW ".B0",iqr_rif
 DW ".B0",deid
 DW ".B0",deiq
 DW ".B0",deidv
 DW ".B0",deiqv
 DW ".B0",eq
 DW ".B0",ed
 DL32 ".B0",VQR32
 DL32 ".B0",VDR32
 DW ".B0",dew
 DW ".B0",dewv
 DL32 ".B0",ERFSD
 DL32 ".B0",ERFSQ
 DL32 ".B0",ERFRD
 DL32 ".B0",ERFRQ
 DL32 ".B0",VDR32PI
 DL32 ".B0",VDR32PIV
 DL32 ".B0",VQR32PI
 DL32 ".B0",VQR32PIV
 DL32 ".B0",ERFRDV
 DL32 ".B0",ERFRQV

* Elenco delle locazioni contenenti una costante *

```
DW    ".B1",NtX100
DW    ".B1",Radice3_2
DW    ".B1",E_DC1
DW    ".B1",E_DC2
```

* Elenco delle variabili per SVM

```
DL32  ".B1",InvE
DW    ".B1",A_1
DW    ".B1",B_1
DW    ".B1",A_2
DW    ".B1",B_2
DW    ".B1",E_DC
DW    ".B1",V_temp
DW    ".B1",Delta1
DW    ".B1",Delta2
DW    ".B1",NSettore
DW    ".B1",Tempo1
DW    ".B1",Tempo2
DW    ".B1",Tempo3
DW    ".B1",Comp1_Val
DW    ".B1",Comp2_Val
DW    ".B1",Vd
DW    ".B1",Vq
DW    ".B1",Vs_max
```

* Elenco delle variabili controllo velocità e coppia

```
DW    ".B1",Wref
DW    ".B1",W
DW    ".B1",C
DW    ".B1",Wref2
DW    ".B1",Wref1
DW    ".B1",CA
DW    ".B1",Cref
DW    ".B1",InvW
DW    ".B1",V_W
DW    ".B1",Cmax
```

* Elenco variabili Flussi

```
DW    ".B1",Inv_Fr
DW    ".B1",Fr_r
DL32  ".B1",Fsd_rot
DL32  ".B1",Fsq_rot
DL32  ".B1",Fsd_ref
DL32  ".B1",Fsq_ref
DL32  ".B1",Fsd_stm
DL32  ".B1",Fsq_stm
DL32  ".B1",Vsd_ref
DL32  ".B1",Vsq_ref
DL32  ".B1",DFrd
DL32  ".B1",DFrq
DL32  ".B1",Frd_stm
DL32  ".B1",Frd_q
DL32  ".B1",Frd
DL32  ".B1",Frd
DL32  ".B1",TV_d
DL32  ".B1",TV_q
DL32  ".B1",TRI_d
DL32  ".B1",TRI_q
DW    ".B1",CosAV
DW    ".B1",SenAV
DW    ".B1",Cos
```

DW ".B1",Sen
DW ".B1",CosV
DW ".B1",SenV

* Elenco variabili correnti *

DW ".B1",Ia
DW ".B1",Ib
DW ".B1",Ic
DW ".B1",Ia1
DW ".B1",Ia2
DW ".B1",Ib1
DW ".B1",Ib2
DW ".B1",DI
DW ".B1",Id
DW ".B1",Iq

* Variabili per la compensazione dei tempi morti e cadute *

DW ".B1",C11
DW ".B1",C12
DW ".B1",C13
DW ".B1",dV1
DW ".B1",dV2
DW ".B1",dV3
DW ".B1",dVq
DW ".B1",dVd

* Registri ausiliari della moltiplicazione *

DW ".B1",MulReg
DW ".B1",MulRegB

* Altre variabili *

DW ".B1",Temp_Var
DW ".B1",Temp
DW ".B1",xxx
DW ".B1",K
DL32 ".B1",TotalBit
DW ".B1",TotalBit_Temp
DW ".B1",NumBit
DW ".B1",Comp_d
DW ".B1",Comp_q
DL32 ".B1",Modulo
DW ".B1",Inv_Mod1
DW ".B1",Inv_Mod2
DW ".B1",Interp
DW ".B1",Num_Of_Rep
DL32 ".B1",Temp32
DL32 ".B1",XXX32
DL32 ".B1",Vector_d
DL32 ".B1",Vector_q
DW ".B1",Coseno
DW ".B1",Seno

* Variabili definite nella nuova pagina B01 *

*

* SONO STATE DEFINITE UNA NUOVA RADICE DI MEMORIA E UN NUOVO *

* ESTREMO AGLI INDIRIZZI 400h e 480h NEL FILE "F240REGS.H *

*

DW ".B01",ts;Coppia stimata

```
*****
* Tabelle nella Program Memory                                     *
*****
```

```
NextSect:      .word  1,2,3,4,5,0
I_TbSector:    .word  1,-1,0,5,2,3,-1,4
E_TbSector:
```

; Coefficienti dei versori elementari << 13

```
TbVector:      .word  16384,0          ; settore 0
                .word  8192,14189       ; settore 1
                .word -8192,14189       ; settore 2
                .word -16384,0          ; settore 3
                .word -8192,-14189      ; settore 4
                .word  8192,-14189      ; settore 5
                .word  16384,0          ; settore 0
```

; Tabella delle configurazioni di SVM

```
TbConfig:
                .word 001b<<12+cp_SVMpolarity
                .word 011b<<12+cp_SVMpolarity
                .word 010b<<12+cp_SVMpolarity
                .word 110b<<12+cp_SVMpolarity
                .word 100b<<12+cp_SVMpolarity
                .word 101b<<12+cp_SVMpolarity
                .word 001b<<12+cp_SVMpolarity
```

; Tabella di configurazioni di leds

```
Tab_Of_Leds:   .word   01b
                .word   010b
                .word   0100b
                .word   01000b
                .word   010000b
                .word   0100000b
                .word   01000000b
                .word   010000000b
                .word    0b
```

```
T_Morti:       .word   0,1,1,1      ;settore 0
                .word   1,1,0,1      ;settore 1
                .word   1,0,1,1      ;settore 2
                .word   0,1,1,1      ;settore 3
                .word   1,1,0,1      ;settore 4
                .word   1,0,1,1      ;settore 5
```

```
*****
* Tabelle ricopiate nella External Memory                         *
*****
```

```
        .bss    TbSector,E_TbSector-I_TbSector
        .COPY    "DEBUG.ASM"
        .end
```

A.2 Codice sorgente per l'implementazione del controllo DSVM

```

*****
*      File Name:      DSVM.asm                                          *
*      Target System:  C24x Evaluation Board                            *
*                                                                *
*      Descrizione:    Controllo DSVM                                  *
*                                                                *
*****

        .include regs.h
        .include clock.h
        .include sysconf.h
        .include watchdog.h
        .include wait.h
        .include comp.h
        .include adc.h
        .include Timer.h
        .include math32.h
        .include C_DSVM.h
        .include debug.h
        .include freq.h

        .ref      Tab_En_E
        .ref      Tab_Fr1
        .ref      Tab_Inv_Fr1
        .ref      Tab_C1
        .ref      Tab_Fr2
        .ref      Tab_Inv_Fr2
        .ref      Tab_C2
        .ref      Tab_InvMF

* Attivazione compilazione del Debugger

Debug      .set      1

*****
* Gestione degli interrupts                                          *
*****

.sect      ".jmptab"

RSVECT:    B      Start                      ; Vettore Reset
INT1:      B      Blocco                     ; Interrupt livello 1
INT2:      B      Blocco                     ; Interrupt livello 2
INT3:      B      Blocco                     ; Interrupt livello 3
INT4:      B      Blocco                     ; Interrupt livello 4
INT5:      B      Blocco                     ; Interrupt livello 5
INT6:      B      Blocco                     ; Interrupt livello 6
RESERVED:  B      Blocco                     ; Interrupt livello 1
SOFT_INT8: B      SOFT_INT8                  ; Interrupt software 8
SOFT_INT9: B      SOFT_INT9                  ; Interrupt software 9
SOFT_INT10: B    SOFT_INT10                  ; Interrupt software 10
SOFT_INT11: B    SOFT_INT11                  ; Interrupt software 11
SOFT_INT12: B    SOFT_INT12                  ; Interrupt software 12
SOFT_INT13: B    SOFT_INT13                  ; Interrupt software 13
SOFT_INT14: B    SOFT_INT14                  ; Interrupt software 14
SOFT_INT15: B    SOFT_INT15                  ; Interrupt software 15
SOFT_INT16: B    SOFT_INT16                  ; Interrupt software 16
TRAP:      B      Blocco                     ; Vettore Trap
H_NMI:     B      H_nmi                     ; Interrupt non mascherabile
EMU_TRAP:  B      Blocco                     ; Trap dell'emulatore
SOFT_INT20: B    SOFT_INT20                  ; Interrupt software 20
SOFT_INT21: B    SOFT_INT21                  ; Interrupt software 21

```

```
SOFT_INT22:  B   SOFT_INT22           ; Interrupt software 22
SOFT_INT23:  B   SOFT_INT23           ; Interrupt software 23
```

```
.text
start: type_long32
      type_long48
```

```
call    Iniz_Hardware      ; Inizializzazione Hardware
call    Iniz_Inverter      ; Inizializzazione Inverter
call    Iniz_Variabili     ; Inizializzazione variabili
call    Iniz_ADC           ; Inizializzazione convertitore analogico-digitale
call    Iniz_PunTab        ; Inizializzazione puntatore della tabella delle configurazioni
call    Sincro_FineTerzo   ; Sincronizzazione col TIMER1
```

LOOP:

```
debug_check      ; Attivazione del debug per il dump delle grandezze

call    Clean_EdcCref    ; Filtro euristico sulle grandezze E_DC e Cref lette
call    Lim_Coppia       ; Limitazione del riferimento di coppia alla coppia limite
call    Calc_DFfr        ; Calcola l'errore del flusso rotorico
call    PrepUsc_SecTerzo ; Prepara le uscite per il secondo terzo di ciclo di programma
call    Write_DAC        ; Scrive le grandezze desiderate sul convertitore digitale-analogico
call    Aspetta          ; Ritarda la lettura delle correnti ponendole alla fine del terzo di ciclo
call    Iniz_AcqCorrenti ; Inizializza la lettura delle correnti
call    Calc_TensMed      ; Calcola le tensioni medie nei due semicicli
call    Calc_TV          ; Calcola il fattore Tc*V
call    Attendi_ADC       ; Attende la fine della conversione analogica-digitale dell'ADC
call    Lett_Correnti     ; Legge le due correnti di fase (legge il contenuto dei registri dell'ADC)

call    Sincro_FineTerzo ; Attesa fine PRIMO TERZO di ciclo

call    Accendi_LED      ; Accende I led della scheda del DSP
call    Debug98          ; Salva le grandezze volute sulla RAM della scheda (dump)
call    Calcola_Correnti ; Calcola la componente Id e Iq della corrente di statore
call    Calc_TRI         ; Calcola il fattore Tc*R*Is
call    Stm_W            ; Stima la velocità del flusso rotorico
* call    Ref_cost        ; Calcola i riferimenti di Fr,Inv_Fr,Cmax costanti
call    Calc_Ref         ; Calcola i riferimenti di Fr,Inv_Fr,Cmax
call    Calc_Ref_Trazione ; Calcola i riferimenti di Fr,Inv_Fr,super Cmax_per trazione
call    Calc_FSrot       ; Calcolo del flusso di riferimento statorico nel riferimento rotorico
call    PrepUsc_TerTerzo ; Prepara le uscite per il terzo terzo di ciclo di programma
call    Aspetta
call    Iniz_AcqCorrenti
call    Stm_Fs           ; Stima il flusso statorico in macchina
call    Attendi_ADC
call    Lett_Correnti

call    Sincro_FineTerzo ; attesa fine SECONDO TERZO di ciclo

call    Stm_Fr           ; Stima il flusso rotorico in macchina
call    Calcola_Correnti ; Calcola la componente Id e Iq della corrente che
call    Stm_C            ; Stima la coppia erogata
call    Calc_SetFlusso   ; Determinazione del settore del flusso statorico stimato in macchina
call    Iniz_AcqEdcCref  ; Inizializza l'acquisizione della E_DC e della Cref
call    Stato_Flusso     ; Determinazione dello stato del flusso [Fs2<>(Fsrif2-BndFs2)]
call    Attendi_ADC
call    Lett_EdcCref1    ; Prima lettura E_DC e Cref
call    Iniz_AcqEdcCref
call    Det_BandaVel     ; Determinazione della banda di velocità
call    Stato_Coppia     ; Discriminazione dello stato della coppia
call    PrepUsc_PriTerzo ; Prepara le uscite per il primo terzo
call    Attendi_ADC
call    Lett_EdcCref2    ; Seconda lettura E_DC e Cref
```

```

call    Sincro_FineTerzo    ;attesa fine TERZO TERZO di ciclo

b       LOOP                ; Torna al main (fine del LOOP del programma)

*****
* Blocco a cui vengono mandato gli interrupt vaganti                                     *
*****
Blocco:
b       Blocco
ret

*****
* Routine di inizializzazione variabili                                             *
*****
Iniz_Variabili:

ssxm                                ;Attivava l'estensione di segno
ldp    #b2_saddr>>7                ;Seleziona la pagina di memoria
splk    #8,Dflg                     ;Indicatore Deflussaggio (OFF)
splk    #8,LimC                     ;Indicatore Limitatore (OFF)
splk    #1000,outH                  ;Indicatore livello alto per l'uscita DAC0 (Vedi tesi capitolo7)
splk    #0,outL                     ;Indicatore livello basso per l'uscita DAC0 (Vedi tesi capitolo7)
zac
ldp    #b0_saddr>>7
lacc32 #0
sac1    mulreg1b0                    ;variabile ausiliaria per prodotto a 32bit
sac1    mulreg2b0                    ;variabile ausiliaria per prodotto a 32bit
sac1    KVSDMED                      ;variabili per calcolo tensioni medie
sac1    KVSQMED                      ;variabili per calcolo tensioni medie
lacc32 #0
ldp    #b1_saddr>>7
splk    #Cost_Cbnd1,BNDCUNO          ;Prima banda discriminazione Coppia
splk    #Cost_Cbnd2,BNDCDUE          ;Seconda banda discriminazione Coppia
splk    #Cost_Wbnd1,Wbndrif1         ;Prima banda riferimento velocità
splk    #Cost_Wbnd2,Wbndrif2         ;Seconda banda riferimento velocità
splk32 #Cost_Fs_2bnd,BNDFS2          ;banda per la determinazione dello stato di FS2
SPLK    #0,TSTACCA                   ;Variabile per individuazione del terzo che sfora il tempo a disposizione
zac
sac1    MemFs2                       ;Variabile ausiliaria Debug98 per stato Flusso
sac1    MEMC                         ;Variabile ausiliaria per stato Coppia
sac1    TEMP3L                       ;Variabile temp per determinazione settore flusso statorico
sac1    TEMP3H                       ;Variabile temp per determinazione settore flusso statorico
sac1    Temp_Var                     ;Variabile temporanea
sac1    MulReg                       ;variabile appoggio per le moltiplicazioni
sac1    NSettore                     ;Individua il settore in cui sta il vettore flusso
sac1    W                            ;Velocità stimata
sac1    C                            ;COPPIA STIMATA
sac1    Cref                         ;Coppia riferimento
sac1    Cmax                         ;Coppia Massima
sac1    Fr_r                         ;Flusso Rotorico di Riferimento
sac1    Inv_Fr                       ;Inverso Flusso Rotorico Riferimento
sacc32 Fsd_stm                       ;Flusso statorico stimato d
sacc32 Fsq_stm                       ;Flusso statorico stimato q
sacc32 DFrd                          ;Errore flusso rotorico d
sacc32 DFrq                          ;Errore flusso rotorico q
sacc32 Frd_stm                       ;Flusso rotorico stimato d
sacc32 Frq_stm                       ;Flusso rotorico stimato q
sacc32 Frd                          ;Flusso rotorico d
sacc32 Frq                          ;Flusso rotorico q
sacc32 Fsd_rot                       ;Componente d del flusso statorico di rif.nel sist.del fl.rotorico
sacc32 Fsq_rot                       ;Componente q del flusso statorico di rif.nel sist.del fl.rotorico
sacc32 Fsd_ref                       ;Componente d del flusso statorico di rif.nel sistema statorico
sacc32 Fsq_ref                       ;Componente q del flusso statorico di rif.nel sistema statorico

```



```
sacc32 TVsmcd_D ;Prodotto V*Tc d
sacc32 TVsmcd_Q ;Prodotto V*Tc q
sac1 Ia ;Corrente fase a
sac1 Ib ;Corrente fase b
sac1 Ia1 ;Prima lettura corrente a
sac1 Ia2 ;Seconda lettura corrente a
sac1 Ib1 ;Prima lettura corrente b
sac1 Ib2 ;Seconda lettura corrente b
sac1 DI ;Scarto fra lettura e precedente
sac1 Id ;Corrente asse d
sac1 Iq ;Corrente asse q
sac1 Temp ;Variabile temporanea
sac1 xxx ;Variabile temporanea
sac1 K ;Fattore deflussaggio
```

```
DEBUG_INIT ;Inizializza Debugger
```

```
ret ;Uscita dalla routine
```

```
*****
* INIZIALIZZAZIONE HARDWARE *
*****
```

Iniz_Hardware:

```
dint ; disabilita gli interrupts
ldp #0 ; sceglie la pagina di memoria
splk #0,imr ; maschera tutti gli interrupts (Interrupt Mask Register)
lacc ifr ; cancella tutti gli interrupts in attesa (Interrupt Flag Register)
sac1 ifr

rsxm ; disabilita l'estensione di segno
rovm ; reset overflow mode
cnfd ; configura B0 come memoria dati
rxf ; spegne il led DS9
```

- * Inizializza la frequenza di clock della CPU e del System
- * TMS System Reference cap 10 vol.2
- * costanti definite nel file Clock.h
- * freq. cristallo = 10 Mhz
- * freq. CPU = freq. cristallo * pllfbX / plldiv = 20 Mhz [Disattivato]
- * freq. CPU = freq. cristallo * pllfbX = 40 Mhz [Attualmente in uso]
- * freq. System = 10 MHz = freq. CPU / 2 [Disattivato]
- * freq. System = 10 MHz = freq. CPU / 4 [Attualmente in uso]

```
ldp #ckcr0>>7 ; sceglie la pagina di memoria

splk #ckmd_ckin+ck_sysdiv2,ckcr0
splk #ck_inf10+ck_pllmul4,ckcr1 ;freq CPU=40 MHz =10MHz*PLL[*4]
splk #ckmd_pllen+ck_sysdiv2,ckcr0 ;freq System =10 MHz=fcpu/4
```

- * Inizializza i registri di configurazione del System
- * Volume 1, pag 6-5, costanti definite nel file Sysconf.h
- * CLKOUT pin = CPU clock

```
ldp #syscr>>7 ; sceglie la pagina di memoria
splk #sys_noreset+sys_cpuclock,syscr ;inizializza il registro SYSCR
```

- * Disabilita il Watchdog

```
ldp #wdcr>>7

splk #wd_disable+wd_normalop+wd_freqdiv64,WDCR ;Disble WD if VCCP=5V (JP5 2-3)
KICK_DOG
```

- * Impostazioni per il generatore di wait state

```
ldp    #b2_saddr>>7
splk   #7h,waitstate
out     waitstate,wsg
```

* Selezione della funzione dei pin della porta I/O

```
ldp    #225                      ;Pagina 0E1h
splk   #0ffffh,ocra
```

* Inizializzazione di variabili impiegate per i DAC

```
ldp    #b2_saddr>>7
splk   #0ffffh,UpdateDac
ret
```

* Routine di inizializzazione convertitori ADC *

Iniz_ADC:

```
ldp    #adctrl1>>7
splk   #ADC_prescale10,adctrl2
splk   #ADC_stopimmediately+ADC_clearintflag,adctrl1
ret
```

* Inizializzazione dell'inverter: *

* Applicazione del segnale Forced Low ai 6 piedini PWM *

Iniz_Inverter:

```
ldp    #gptcon>>7

splk   #cp_FcOut_en+cp_PWM1+cp_PWM2+cp_PWM3,comcon
splk   #cp_en+cp_FcOut_en+cp_PWM1+cp_PWM2+cp_PWM3,comcon
splk   #cp_1FL+cp_2FL+cp_3FL+cp_4FL+cp_5FL+cp_6FL,actr
lacc   #30000,4
```

```
ritardo sub    #1
        bcnd   ritardo,gt
```

```
splk
```

```
#cp_1AL+cp_2AH+cp_3AL+cp_4AH+cp_5AL+cp_6AH+cp_SVMdenD0+cp_SVMdenD1+cp_SVMdenD2+cp_den,
actr
```

```
splk   #0,cmpr1
splk   #0,cmpr2
splk   #0,cmpr3
splk   #0,gptcon
```

```
splk   #0,T1CNT          ;Reset GPT1 counter
splk   #0,T2CNT          ;Reset GPT2 counter
splk   #0,T3CNT          ;Reset GPT3 counter
```

```
splk   #600,T1PR          ;Terzo di periodo = 30 microsecondi=T1PR*2/fcpu=500*2/40MHz
```

```
splk   #0000h,EVIMRA
```

```
splk   #tm_dontcare+tm_ContUD+tm_Cp_en,t1con
splk   #tm_dontcare+tm_ContUD+tm_Cp_en+tm_en,t1con
```

```
ret
```

```
*****
* Inizializzazione acquisizione delle correnti di fase
*****
```

Iniz_AcqCorrenti:

```
    ldp    #adctrl1>>7
    splk
#ADC_stopimmediately+ADC_enable1+ADC_enable2+ADC_ch11+ADC_ch3+ADC_startimmediately,adctrl1

    ret
```

```
*****
* Routine di inizializzazione di PunTab
*****
```

Iniz_PunTab:

```
    ldp    #b1_saddr>>7
    lacc   #NULLA
    sacl   PunTab

    ret
```

```
*****
* Routine di accensione LED
*****
```

Accendi_LED:

```
    ldp    #b1_saddr>>7           ;Sceglie la pagina di memoria
    lacc   #Tab_of_leds           ;Carica l'indirizzo della tabella dei Led
    adds   Nsettore               ;Carica il numero di settore
    ldp    #b2_saddr>>7           ;Sceglie la pagina di memoria
    tblr   led_status             ;Legge la tabella e salva in Led_Status

    ldp    #b1_saddr>>7           ;Sceglie la pagina di memoria
    lacc   #Tab_of_leds           ;Carica l'indirizzo della tabella dei Led
    ldp    #b2_saddr>>7           ;Sceglie la pagina di memoria
    adds   Dflg                   ;Somma l'indicatore di deflussaggio
    tblr   DFLG                   ;Legge la tabella e salva in DFLG
    lacc   Dflg                   ;Carica DFLG
    or     led_status             ;Effettua l'operazione OR con Led_Status
    sacl   led_status             ;Salva in Led_Status

    ldp    #b1_saddr>>7           ;Sceglie la pagina di memoria
    lacc   #Tab_of_leds           ;Carica l'indirizzo della tabella dei Led
    ldp    #b2_saddr>>7           ;Sceglie la pagina di memoria
    adds   LimC                   ;Somma l'indicatore di Limitazione di Coppia
    tblr   LimC                   ;Legge la tabella e salva in LimC
    lacc   LimC                   ;Carica LimC
    or     led_status             ;Effettua l'operazione OR con Led_Status
    sacl   led_status             ;Salva in Led_Status
    out    led_status,leds        ;Aggiorna lo stato dei Led
    ldp    #b1_saddr>>7           ;Sceglie la pagina di memoria

    ret
```

```
*****
* SI PREPARANO LE USCITE PER DARE LA CONFIGURAZIONE SCELTA PER
* IL SUCCESSIVO SECONDO TERZO DEL CICLO SUCCESSIVO (circa 2 usec)
*****
```

PrepUsc_SecTerzo:

```
    .newblock
    ldp    #b1_saddr>>7
```

```

splk    #00F0h,TSTACCA

lacc    PunTab
add     #1
tblr    CONFIGSECONDOTERZO
lacc    CONFIGSECONDOTERZO
and     #0100000000000000b
ldp     #gptcon>>7
sac1    CMPR1
ldp     #b1_saddr>>7
lacc    CONFIGSECONDOTERZO
and     #0010000000000000b
ldp     #gptcon>>7
sac1    CMPR2
ldp     #b1_saddr>>7
lacc    CONFIGSECONDOTERZO
and     #0001000000000000b
ldp     #gptcon>>7
sac1    CMPR3

ret

```

```

*****
* CALCOLO DELLE TENSIONI MEDIE NEL PRIMO MEZZO CICLO *
* E NEL SECONDO MEZZO CICLO [Medie riferite al Tempo di ciclo] *
* *
* IMPORTANTANE!!: Per il Debug delle grandezze *
* La E_DC e le Tensioni medie hanno lo stesso fattore di scala *
*****

```

Calc_TensMed:

```

.newblock
ldp     #b1_saddr>>7
lacc    PunTab
add     #3
tblr    KVSDMED          ;Kvsdmed*[2^15]
add     #1
tblr    KVSQMED          ;Kvsqmed*[2^15]

spm     1
lt      E_DC

mpy     KVSDMED          ;Preg=Kvsdmed*[2^15]*E_DC
sph     VSDMED           ;Vsdmed=Kvsdmed*[2^15]*E_DC*[2]*[2^-16]

mpy     KVSQMED          ;Preg=Kvsqmed*[2^15]*E_DC
sph     VSQMED           ;Vsqmed=Kvsqmed*[2^15]*E_DC*[2]*[2^-16]

```

* Compensazione tempi morti

```

spm     #KTmorti_PM

lt      VSDMED
mpy     #KTmorti
sph     VSDMED

lt      VSQMED
mpy     #KTmorti
sph     VSQMED

ret

```

* Attendi la fine della conversione dell'ADC *

Attendi_ADC:

```
        .newblock
$1      ldp      #adctrl1>>7          ;Sceglie la pagina di memoria
        bit      adctrl1,15-ADC_endofconv ;Esegue il loop finchè il bit ADCEOC diventa 0
        bcnd     $1,tc                 ;cioè attende la fine della conversione

        ret                          ;Uscita dalla Routine
```

* Routine di attesa per ritardare le letture di corrente *

Aspetta:

```
        .newblock
conf     ldp      #gptcon>>7
        lacc      t1cnt
        sub       #380          ;attesa per posizionare la lettura negli ultimi 10microsec del terzo di ciclo
        bcnd     conf,GT

        ret
```

* Lettura correnti Ia e Ib *

Lett_Correnti:

```
        rsxm      ;disattiva l'estensione di segno
        ldp      #adctrl1>>7          ;seleziona la pagina di memoria
        lacc      adcfifo1,10         ;Il valore della conversione è contenuto nei bit 15-6 del registro
        ssxm      ;attiva l'estensione di segno
        ldp      #b0_saddr>>7
        sub       #511<<1,15
        neg
        ldp      #b1_saddr>>7          ;Il valore della corrente va invertito per come è il circuito
        sach      Ia                  ;Sceglie la pagina di memoria
                                          ;il valore viene memorizzato in Ia e scalizzato a Q15

        spm       3                   ;Fissa PM a Shift Right 6
        lt        Ia                  ;Carica Ia nel treg
        SPLK      #4104,TEMP          ;Scrive 4104 in Temp
        mpy       TEMP               ;Moltiplica per Temp
        spl       Ia                  ;Salva il risultato in Ia

        rsxm      ;disattiva l'estensione di segno
        ldp      #adctrl1>>7          ;seleziona la pagina di memoria
        lacc      adcfifo2,10         ;Il valore della conversione è contenuto nei bit 15-6 del registro
        ssxm      ;attiva l'estensione di segno
        ldp      #b0_saddr>>7
        sub       #511<<1,15
        neg
        ldp      #b1_saddr>>7          ;il valore della corrente va invertito per come è il circuito
        sach      Ib                  ;Sceglie la pagina di memoria
                                          ;il valore viene memorizzato in Ib e scalizzato a Q15

        spm       3                   ;Fissa PM a Shift Right 6
        lt        Ib                  ;Carica Ib nel treg
        SPLK      #4104,TEMP          ;Scrive 4104 in TEMP
        mpy       TEMP               ;Moltiplica per Temp
        spl       Ib                  ;Salva il risultato in Ib

        ret                          ;Uscita dalla Routine
```

```
*****
* Calcola componenti D e Q per la corrente                                     *
*****
```

Calcola_Correnti:

```
    spm    #CC1_PM
    lt     Ia
    mpy    #CC1
    sph    Id

    spm    #CC2_PM
    mpy    #CC2
    pac
    spm    #CC3_PM
    lt     Ib
    mpy    #CC3
    apac
    sach   Iq
    ret
```

```
*****
* Calcolo del fattore TRI                                                         *
*****
```

Calc_TRI:

```
    ldp    #b1_saddr>>7
    spm    #TRI1_PM
    lt     Id
    mpy    #TRI1
    sp32   TRI_d

    lt     Iq
    mpy    #TRI1
    sp32   TRI_q

    ret
```

```
*****
* Calcolo          TVsmed ; TVsmed                                              *
*****
```

Calc_TV:

```
    ldp    #b1_saddr>>7
    spm    #CHK1_PM
    lt     Vsdmed
    mpy    #CHK1
    sp32   TVsmed_d

    lt     Vsmed
    mpy    #CHK1
    sp32   TVsmed_q

    ret
```

```
*****
* Stimatore Flusso Statorico                                                    *
*****
```

Stm_FS:

```
    ldp                #b1_saddr>>7

    lacc32             Fsd_stm
```

```
sacc32    Fsd_stm_v
lacc32    Fsq_stm
sacc32    Fsq_stm_v
```

```
lacc32    TVsmed_D
sub32     TRI_d
sach      TEMP
spm       #SFS1_PM
lt        TEMP
mpy       #SFS1
pac
add32     FSD_STM
add32     DFrD
sacc32    Fsd_stm
```

```
lacc32    TVsmed_Q
sub32     TRI_q
sach      TEMP
spm       #SFS1_PM
lt        TEMP
mpy       #SFS1
pac
add32     FSQ_STM
add32     DFrq
sacc32    Fsq_stm
ret
```

* Stimatore Flusso Rotorico *

Stm_Fr:

```
ldp      #b1_saddr>>7
```

```
spm      #SFR1_PM
splk     #SFR1,Temp
fmul32s16u  Fsd_stm,Temp,Mulreg
```

```
;Mulreg è solo una variabile di appoggio 16bit
;nella realtà mi interessa il contenuto
;dell'accumulatore a 32bit
;Moltiplico per 2 perchè SFR1 è una costante Q15
;Moltiplico per 2 perchè SFR1=(1/2*Lr/M)
```

```
sfl
sfl
spm      #SFR2_PM
lt       Id
mpy      #SFR2
spac
sacc32   Frd_stm
```

```
spm      #SFR1_PM
fmul32s16u  Fsq_stm,Temp,Mulreg
sfl
sfl
spm      #SFR2_PM
lt       Iq
mpy      #SFR2
spac
sacc32   Frq_stm
```

```
ret
```

* Calcolo Errore Flusso Rotorico 6,5/7 us *

Calc_DFr:

Appendice A

```

        ldp      #b1_saddr>>7
*calcola il flusso rotorico di riferimento

        sovm
        spm      0
        lt       Frd_stm.h
        mpy      Frd_stm.h
        pac
        lt       Frq_stm.h
        mpy      Frq_stm.h
        apac
        sach     Fr_stm2          ;Fr_stm2=(|Ff_s|^2)/2^16

        ssxm
        spm      3
        lt       Fr_stm2
        mpy      #37
        pac
        splk     #23408,temp
        add      temp
        sacl     kinv

        sub      #7FFFh,0
        bcnd     $02,lt
        splk     #7FFFh,kinv
        b        $01

$02     add      #1FFFh,0
        bcnd     $01,gt

        ssxm
        spm      3
        lt       Fr_stm2
        mpy      #293
        pac
        splk     #15232,temp
        add      temp
        sacl     kinv

        sub      #4000h,0
        bcnd     $01,gt

        ssxm
        spm      3
        lt       Fr_stm2
        mpy      #2340
        pac
        splk     #7168,temp
        add      temp
        sacl     kinv

        sub      #2000h,0
        bcnd     $01,gt

        spm      0                ;Determinazione del puntatore "dinamico"
        lt       Fr_stm2          ;della tabella dell'inverso del modulo del flusso
        mpy      #293
        pac
        sacl     kinv

$01     lacc     #Tab_InvMF        ;lettura valore da tabella
        add     kinv
        tblr     Inv_ModF

```



```

spm    0                                ;determinazione di Frd e Frq (componenti flusso "ibrido")
lt      Fr_r
mpy     Frd_stm.h
sph     temp                            ;temp=(Fr/2^16*Frd_stm/2^16)/2^16

lt      temp
mpy     Inv_ModF
sp32    temp32                          ;temp32=(Inv_ModF)*(Fr/2^16*Frd_stm/2^16)/2^16

spm     #FDR_PM
splk    #FDR,temp
fmul32s16u    temp32,temp,Mulreg
rpt     #15
sfl
sacc32  Frd

spm     0
lt      Fr_r
mpy     Frq_stm.h
sph     temp                            ;temp=(Fr/2^16*Frq_stm/2^16)/2^16

lt      temp
mpy     Inv_ModF
sp32    temp32                          ;temp32=(Inv_ModF)*(Fr/2^16*Frq_stm/2^16)/2^16

spm     #FDR_PM
splk    #FDR,temp
fmul32s16u    temp32,temp,Mulreg
rpt     #15
sfl
sacc32  Frq

```

*calcola la differenza fra flusso rotorico riferimento e stimato

```

lacc32  Frd
sub32   Frd_stm
sacH    XXX

lacc     #Cost_DFR
sacL    TEMP
spm      1
lt       TEMP
mpy      XXX
sp32     DFRd

lacc32  Frq
sub32   Frq_stm
sacH    XXX
MPY     XXX
sp32     DFRq
rovm

ret

```

```

*****
* Stimatore Pulsazione Rotorica                                     *
*****
Stm_W:

```

```

.newblock

ldp     #b1_saddr>>7
spm     0
lt      Fsd_stm_v.h

```

```

    mpy    Fsq_stm.h
    pac
    lt     Fsq_stm_v.h
    mpy    Fsd_stm.h
    spac
    sach   temp          ;temp=(Fsd_v*Fsq-Fsd*Fsq_v)/2^16
    spm    #Ka_PM
    lt     temp
    mpy    #Ka
    sph    temp          ;temp=(Fsd_v*Fsq-Fsd*Fsq_v)*Ki

    spm    0
    lt     W
    mpy    FS2.h
    sph    temp1         ;temp1=(Fs2*W)/2^32

    spm    #Kb_PM
    lt     temp1
    mpy    #Kb
    sph    temp1         ;temp1=(Fs2*W)*Ki*Tc

    lacc   W
    sub    temp1
    add    temp
    sacl   W             ;W[H+1] = W[H]-(Fs2[H+1]*W[H])*Ki*Tc+
                        ;+(Fsd_v[H]*Fsq[H+1]-Fsd[H+1]*Fsq_v[H])*Ki

    ret

*****
* VERIFICA DI SINCRONISMO DI FINE TERZO                                     *
*****
Sincro_FineTerzo:

    .newblock
    ldp    #0E8h
    bit    EVIFRA,6      ;Si copia il bit 9 del registro EVIFRA nel TC
    bcnd   STACCA,TC     ;Si testa il bit precedente (Flag Underflow Tm1)
                                ;se =1 ->Underflow raggiunto ->Stacca
                                ;se =0 ->Attendi Overflow (TEST)

TEST    bit    EVIFRA,6
        bcnd   SSS,TC
        b      TEST

SSS     splk   #07FFh,EVIFRA    ;Reset Flag di Underflow Tm1
        ret

*****
* SI PREPARANO LE USCITE PER DARE LA CONFIGURAZIONE SCELTA PER           *
* IL SUCCESSIVO TERZO TERZO DEL CICLO SUCCESSIVO                         *
*****
PrepUsc_TerTerzo:

    .newblock
    ldp    #b1_saddr>>7
    lacc   PunTab
    splk   #003Ch,TSTACCA
    add    #2
    tblr   CONFIGTERZOTERZO
    lacc   CONFIGTERZOTERZO
    and    #010000000000000b
    ldp    #gptcon>>7
    sacl   CMPR1

```

```

ldp    #b1_saddr>>7
lacc   CONFIGERZOTERZO
and    #001000000000000b
ldp    #gptcon>>7
sac1   CMPR2
ldp    #b1_saddr>>7
lacc   CONFIGERZOTERZO
and    #000100000000000b
ldp    #gptcon>>7
sac1   CMPR3

ret

*****
* Inizializzazione acquisizione della tensione del bus DC
* e della Coppia di riferimento V:[CH4] Crif:[CH14]
*****
Iniz_AcqEdcCref:

    .newblock
    ldp    #adctrl1>>7
    splk
#ADC_stopimmediately+ADC_enable1+ADC_enable2+ADC_ch14+ADC_ch4+ADC_startimmediately,adctrl1
    ldp    #b1_saddr>>7
    ret

*****
* Stimatore Coppia  $C = p * I_s * j F_s \Rightarrow C = p * (I_{sq} * F_{sd} - I_{sd} * F_{sq})$ 
*****
Stm_C:

    .newblock
    ldp    #b1_saddr>>7
    spm    0
    lt     Iq
    mpy    Fsd_stm.h      ;Preg=Iq*Fsd
    pac    ;Acc=Iq*Fsd
    lt     Id
    mpy    Fsq_stm.h      ;Preg=Id*Fsq
    spac   ;Acc=Iq*Fsd-Id*Fsq
    sach   C               ;C=(Iq*Fsd-Id*Fsq)
    spm    #SC1_PM
    lt     C
    mpy    #SC1
    pac
    rpt    #15
    sfl
    sach   C               ;C=p*(Isq*Fsd-Isd*Fsq)

    ret

*****
* Prima lettura Tensione E_DC e riferimento Coppia Cref
*****
Lett_EdcCref1:

    .newblock
    rsxm
    ldp    #adctrl1>>7
    lacc   adcfifo1,10
                                ;Disattiva l'estensione di segno
                                ;seleziona la pagina di memoria
                                ;Il valore della conversione è contenuto nei bit 15-6 del
                                ; registro

    ldp    #b1_saddr>>7
                                ;Seleziona la pagina di memoria

```

Appendice A

```

sach    E_DC1                ;il valore viene memorizzato in E_DC1
ssxm    ;Attiva l'estensione di segno
spm     3                    ;Fissa PM a Shift Right 6
lt      E_DC1                ;Carica E_DC1 nel treg
mpy     #2050                 ;Moltiplica per 2050
spl     E_DC1                ;Scrive il risultato in E_DC1
ldp     #adctrl1>>>7         ;seleziona la pagina di memoria
rsxm    ;disabilita l'estensione di segno
lacc    adcfifo2,10          ;Il valore della conversione è contenuto nei bit 15-6 del
                                ; registro

ssxm    ;abilita l'estensione di segno
sub     #511<<1,15           ;sottrae 511<<16 per ritrovare il segno del potenziometro
ldp     #b1_saddr>>>7        ;seleziona la pagina di memoria
sach    Cref1                ;il valore viene memorizzato in Cref1
spm     3                    ;Fisso PM a Shift Right 6
lt      Cref1                ;Carica Cref1 nel treg
splk    #4104,TEMP           ;Scrive 4104 in Temp
mpy     TEMP                 ;Moltiplica per Temp
spl     Cref1                ;Salva il risultato in Cref1
ret     ;Uscita dalla Routine

ret

```

* Seconda lettura Tensione E_DC e riferimento Coppia Cref *

Lett_EdcCref2:

```

.newblock
rsxm    ;Disattiva l'estensione di segno
ldp     #adctrl1>>>7         ;seleziona la pagina di memoria
lacc    adcfifo1,10          ;Il valore della conversione è contenuto nei bit 15-6 del
                                ; registro

ldp     #b1_saddr>>>7        ;Seleziona la pagina di memoria
sach    E_DC2                ;il valore viene memorizzato in E_DC2
ssxm    ;Attiva l'estensione di segno
spm     3                    ;Fissa PM a Shift Right 6
lt      E_DC2                ;Carica E_DC2 nel treg
mpy     #2050                 ;Moltiplica per 2050
spl     E_DC2                ;Scrive il risultato in E_DC2
ldp     #adctrl1>>>7         ;seleziona la pagina di memoria
rsxm    ;disabilita l'estensione di segno
lacc    adcfifo2,10          ;Il valore della conversione è contenuto nei bit 15-6 del
                                ; registro

ssxm    ;abilita l'estensione di segno
sub     #511<<1,15           ;sottrae 512<<16 per ritrovare il segno del potenziometro
ldp     #b1_saddr>>>7        ;seleziona la pagina di memoria
sach    Cref2                ;il valore viene memorizzato in Cref2
spm     3                    ;Fisso PM a Shift Right 6
lt      Cref2                ;Carica Cref1 nel treg
splk    #4104,TEMP           ;Scrive 4104 in Temp
mpy     TEMP                 ;Moltiplica per Temp
spl     Cref2                ;Salva il risultato in Cref2
ret     ;Uscita dalla Routine

ret

```

* Routine di soppressione disturbi sulla tensione del bus DC *

* e sullaCoppia di riferimento

time: 2 us

Clean_EdcCref:

```

.newblock
ldp      #b1_saddr>>7      ;sceglie la pagina di memoria

lacc      E_DC,16           ;carica E_DC nell'accumulatore
sub       E_DC1,16         ;sottrae E_DC1
abs       ;ne ricava il valore assoluto
sach      DI                ;lo memorizza in DI

lacc      E_DC              ;carica E_DC nell'accumulatore
sub       E_DC2             ;sottrae E_DC2
abs       ;ne ricava il valore assoluto
sub       DI                ;calcola DI2-DI1
bcnd      $1,geq            ;se DI2<DI1 va a $1 altrimenti
lacc      E_DC2             ;carica E_DC2 nell'accumulatore
sac1      E_DC              ;e lo assume come E_DC
b         $3                ;prosegue con la Coppia

$1      lacc      E_DC1      ;carica E_DC1 nell'accumulatore
sac1     E_DC              ;e lo assume come E_DC

```

*****Filtro su E_DC*****

```

$3      ldp      #b1_saddr>>7
lacc     W
abs
sub      #1826              ;Se |W|>500 g' ----> Filtro
bcnd     $4,lt
ldp      #b0_saddr>>7
lacc     E_DCVV              ;(E_DCVV+E_DCV+2*E_DC)/4
add      E_DCV
ldp      #b1_saddr>>7
add      E_DC,1
sfr
sfr
sac1     E_DC

$4      ldp      #b0_saddr>>7      ;E_DC->E_DCV->E_DCVV
lacc     E_DCV
sac1     E_DCVV
ldp      #b1_saddr>>7
lacc     E_DC
ldp      #b0_saddr>>7
sac1     E_DCV

ldp      #b1_saddr>>7
lacc     Cref,16             ;carica Cref nell'accumulatore
sub      Cref1,16           ;sottrae Cref1
abs       ;ne ricava il valore assoluto
sach      DI                ;lo memorizza in DI

lacc     Cref                ;carica Cref nell'accumulatore
sub      Cref2              ;sottrae Cref2
abs       ;ne ricava il valore assoluto
sub      DI                ;calcola DI2-DI1
bcnd     $2,geq            ;se DI2<DI1 va a $1 altrimenti
lacc     Cref2              ;carica Cref2 nell'accumulatore
sac1     Cref               ;e lo assume come Cref
ret       ;prosegue

$2      lacc     Cref1        ;carica Cref1 nell'accumulatore
sac1     Cref               ;e lo assume come Cref

```

ret

 * Impone Flusso Rotorico e Coppia di riferimento ai valori nominali *

Ref_Cost:

.newblock
 ldp #b1_saddr>>7

* Campo di funzionamento a Coppia costante *

lacc #Tab_Fr1 ;Prendo il primo valore della tabella del deflussaggio
 tblr Fr_r

 lacc #Tab_Inv_Fr1
 tblr Inv_Fr

 lacc #Tab_C1
 tblr Cmax

 ldp #b2_saddr>>7
 splk #8,Dflg ;Non deflusso [Dflg è il flag del LED di deflussaggio]
 ldp #b1_saddr>>7

 ret

 * Calcolo Flusso Rotorico e Coppia di riferimento *

Calc_Ref:

.newblock
 ldp #b1_saddr>>7

**** Calcola E_DCnom/E_DC

lacc E_DC,11
 sach K ;K=E_DC/2^5

 lacc #Tab_En_E
 add K
 tblr En_E ;En_E = (E_DCnom / E_DC) * 2^10

* Calcolo di W * E_DCnom/E_DC

spm 2 ;* 2^4

 lt W
 mpy En_E
 pac
 sach W_E,2 ;W*[(E_DCnom / E_DC) * 2^10 * 2^4 * 2^2]/ 2^16 = W*(E_DCnom / E_DC)

 lacc W_E ;parametro d'ingresso alla tabella rappresenta W/E_DC
 abs
 sub #Cost_W_1
 sacl K ;K = W-W1
 bcnd deflu,gt ;Se W>W1 --> Va alla zona di deflussaggio

* Campo di funzionamento a Coppia costante *

```

lacc    #Tab_Fr1      ;Prendo il primo valore della tabella del deflussaggio
tblr    Fr_r

lacc    #Tab_Inv_Fr1
tblr    Inv_Fr

lacc    #Tab_C1
tblr    Cmax

ldp     #b2_saddr>>7
splk    #8,Dflg      ;Non deflusso [Dflg è il flag del LED di deflussaggio]
ldp     #b1_saddr>>7

b       esciF

```

* Deflussaggio *

deflu

```

ldp     #b2_saddr>>7
splk    #6,Dflg      ;setto flag LED deflussaggio
ldp     #b1_saddr>>7

```

```

spm     #InvDK_PM
lt      K
mpy     #InvDK      ;1/DK
pac
sach    K            ;K = (W-W1)/DK

```

```

lacc    K
lacc    #Tab_Fr1
add     K
tblr    Fr_r1

```

```

lacc    #Tab_C1
add     K
tblr    Cmax1

```

```

lacc    #Tab_Inv_Fr1
add     K
tblr    Inv_Fr1

```

```

lacc    #Tab_Fr2
add     k
tblr    Fr_r2

```

```

lacc    #Tab_C2
add     K
tblr    Cmax2

```

```

lacc    #Tab_Inv_Fr2
add     K
tblr    Inv_Fr2

```

```

lacc    Cmax1
sub     Cmax2
bcnd    $8,gt

```

```

lacc    Fr_r1      ;se Cmax1<Cmax2==>Fr_r=Fr_r1
sub     Fr_r
bcnd    $AFr,gt
bcnd    $BFr,lt
b       $EFr

```

Appendice A

```

$AFr    lacc    Fr_r
        add     #Cost_DFr_r
        sac1    Fr_r
        b       $EFr

$BFr    lacc    Fr_r
        sub     #Cost_DFr_r
        sac1    Fr_r

$EFr    lacc    Inv_Fr1      ;se Cmax1<Cmax2==>Inv_Fr=Inv_Fr1
        sub     Inv_Fr
        bcnd    $AInv,gt
        bcnd    $BInv,lt
        b       $EInv

$AInv    lacc    Inv_Fr
        add     #Cost_DIn_Fr
        sac1    Inv_Fr
        b       $EInv

$BInv    lacc    Inv_Fr
        sub     #Cost_DIn_Fr
        sac1    Inv_Fr

$EInv    lacc    Cmax1      ;se Cmax1<Cmax2==>Cmax=Cmax1
        sub     Cmax
        bcnd    $ACm,gt
        bcnd    $BCm,lt
        b       esciF

$ACm    lacc    Cmax
        add     #Cost_DCM
        sac1    Cmax
        b       esciF

$BCm    lacc    Cmax
        sub     #Cost_DCM
        sac1    Cmax
        b       esciF

$8       lacc    Fr_r2      ;se Cmax1>Cmax2==>Fr_r=Fr_r2
        sac1    Fr_r
        lacc    Inv_Fr2    ;se Cmax1>Cmax2==>Inv_Fr=Inv_Fr2
        sac1    Inv_Fr
        ldp     #b2_saddr>>7
        splk    #7,Dflg    ;quindi setto led secondo deflussaggio
        ldp     #b1_saddr>>7
        lacc    Cmax2      ;se Cmax1>Cmax2==>Cmax=Cmax2
        sac1    Cmax

```

esciF ret

```

*****
* Calcolo Flusso Rotorico e Coppia di riferimento                                     *
*****

```

Calc_Ref_Trazione:

```

        .newblock
        ldp     #b1_saddr>>7

```

**** Calcola E_DCnom/E_DC

```

        lacc    E_DC,11
        sach    K      ;K=E_DC/2^5

```



```
lacc #Tab_En_E
add K
tblr En_E ;En_E = (E_DCnom / E_DC) * 2^10
```

* Calcolo di $W * E\_DCnom/E\_DC$

```
spm 2 ;* 2^4

lt W
mpy En_E
pac
sach W_E,2 ;W*[(E_DCnom / E_DC) * 2^10 * 2^4 * 2^2]/ 2^16 = W*(E_DCnom / E_DC)

lacc W_E ;parametro d'ingresso alla tabella rappresenta W/E_DC
abs
sac1 W_E
sub #Cost_W_1
sac1 K ;K = W*(E_DCnom / E_DC)-W1n
bcnd deflut,gt ;Se W>W1 --> Va alla zona di deflussaggio
```

* Campo di funzionamento a Coppia costante *

```
lacc #Tab_Fr1 ;Prendo il primo valore della tabella del deflussaggio
tblr Fr_r

lacc #Tab_Inv_Fr1
tblr Inv_Fr

spm #superC_PM
lt W_E
mpy #superC
pac
sfl
sfl
sfl
sach temp

lacc #Cost_MAXC,3
sub temp
sac1 Cmax

sub #Cost_KCmax
bcnd impflg,lt

lacc #Cost_KCmax
sac1 Cmax

impflg ldp #b2_saddr>>7
splk #8,Dflg ;Non deflusso [Dflg è il flag del LED di deflussaggio]
ldp #b1_saddr>>7

b escit
```

* Deflussaggio *

```
deflut
ldp #b2_saddr>>7
splk #6,Dflg ;setto flag LED deflussaggio
ldp #b1_saddr>>7

spm #InvDK_PM
lt K
mpy #InvDK ;1/DK
pac
```

```

sach    K                ;K = (W-W1)/DK

lacc    K
lacc    #Tab_Fr1
add     K
tblr    Fr_r1

lacc    #Tab_C1
add     K
tblr    Cmax1

lacc    #Tab_Inv_Fr1
add     K
tblr    Inv_Fr1

lacc    #Tab_Fr2
add     k
tblr    Fr_r2

lacc    #Tab_C2
add     K
tblr    Cmax2

lacc    #Tab_Inv_Fr2
add     K
tblr    Inv_Fr2

lacc    Cmax1
sub     Cmax2
bcnd    $8,gt

lacc    Fr_r1            ;se Cmax1<Cmax2==>Fr_r=Fr_r1
sub     Fr_r
bcnd    AFr,gt
bcnd    BFr,lt
b       EFr

AFr     lacc    Fr_r
        add     #Cost_DFr_r
        sac1    Fr_r
        b       EFr

BFr     lacc    Fr_r
        sub     #Cost_DFr_r
        sac1    Fr_r

EFr     lacc    Inv_Fr1    ;se Cmax1<Cmax2==>Inv_Fr=Inv_Fr1
        sub     Inv_Fr
        bcnd    AInv,gt
        bcnd    BInv,lt
        b       EInv

AInv    lacc    Inv_Fr
        add     #Cost_DIn_Fr
        sac1    Inv_Fr
        b       EInv

BInv    lacc    Inv_Fr
        sub     #Cost_DIn_Fr
        sac1    Inv_Fr

EInv    lacc    Cmax1      ;se Cmax1<Cmax2==>Cmax=Cmax1
        sub     Cmax
        bcnd    ACm,gt

```

```

        bcnd    BCm,lt
        b       escit

ACm    lacc     Cmax
        add     #Cost_DCM
        sacl    Cmax
        b       escit

BCm    lacc     Cmax
        sub     #Cost_DCM
        sacl    Cmax
        b       escit

$8     lacc     Fr_r2          ;se Cmax1>Cmax2==>Fr_r=Fr_r2
        sacl    Fr_r
        lacc     Inv_Fr2      ;se Cmax1>Cmax2==>Inv_Fr=Inv_Fr2
        sacl    Inv_Fr
        ldp     #b2_saddr>>7
        splk    #7,Dflg       ;quindi setto led secondo deflussaggio
        ldp     #b1_saddr>>7
        lacc     Cmax2        ;se Cmax1>Cmax2==>Cmax=Cmax2
        sacl    Cmax

esciT   ret

```

* Limitazione del valore della Coppia di riferimento 1.2 us *

Lim_Coppia:

```

        ldp     #b1_saddr>>7
        lacc     Cref
        ldp     #b2_saddr>>7
        splk    #8,LimC       ;Spenso led Limitatore di coppia
        ldp     #b1_saddr>>7

$2     bcnd     $1,lt          ;se Cref <0 => va a $1
        sub     Cmax
        retc    lt
        lacc     Cmax          ;se |Cref|>|Cmax| impongo Cref = Cmax
        sacl    Cref
        ldp     #b2_saddr>>7
        splk    #5,LimC       ;Accensione led Limitatore di coppia

        ret

$1     add      Cmax
        retc    gt
        lacc     Cmax          ;se |Cref|>|Cmax| impongo Cref = Cmax
        neg
        sacl    Cref
        ldp     #b2_saddr>>7
        splk    #5,LimC       ;Accensione led Limitatore di coppia

        ret

```

* INDIVIDUAZIONE POSIZIONE DEL FLUSSO *

Calc_SetFlusso:

```

.newblock
ldp      #b1_saddr>>7
spm      #Tan30_PM
lt        Fsd_stm.h
mpy       #Tan30
sph       TEMP3H          ;Fqdiscr1=Fsd_stm*(Tg30)
mpy       #Tan60m
pac
sacj      TEMP3L,1        ;Fqdiscr2=Fsd_stm*(Tg60/2)*2
lacc      Fsd_stm.h

bcnd      FDPOS,GT        ;Fsd>0 ?
lacc      Fsq_stm.h
bcnd      SECQ,GT         ;Fsq>0 ?
b         TERQ

FDPOS     lacc      Fsq_stm.h
bcnd      PRIQ,GT         ;Fsq>0 ?
b         QUAQ

PRIQ      lacc      Fsq_stm.h
sub       TEMP3H
bcnd      SETTORE1POS,LT
lacc      Fsq_stm.h
sub       TEMP3L
bcnd      SETTORE2NEG,LT
b         SETTORE2POS

SECQ      lacc      Fsq_stm.h
add       TEMP3L
bcnd      SETTORE3NEG,GT
lacc      Fsq_stm.h
add       TEMP3H
bcnd      SETTORE3POS,GT
b         SETTORE4NEG

TERQ      lacc      Fsq_stm.h
sub       TEMP3H
bcnd      SETTORE4POS,GT
lacc      Fsq_stm.h
sub       TEMP3L
bcnd      SETTORE5NEG,GT
b         SETTORE5POS

QUAQ      lacc      Fsq_stm.h
add       TEMP3L
bcnd      SETTORE6NEG,LT
lacc      Fsq_stm.h
add       TEMP3H
bcnd      SETTORE6POS,LT
b         SETTORE1NEG

;   SETTORE 1

SETTORE1NEG lacc      #SET1NEG
sac1        PunTab
splk        #0,Nsetto
splk        #-1,Sett
b           EXIT

SETTORE1POS lacc      #SET1POS
sac1        PunTab
splk        #0,Nsetto
splk        #1,Sett

```

```

        b      EXIT

;   SETTORE 2

SETTORE2NEG  lacc  #SET2NEG
              sacl  PunTab
              splk  #0,Nsettore
              splk  #-2,Sett
              b      EXIT

SETTORE2POS  lacc  #SET2POS
              sacl  PunTab
              splk  #0,Nsettore
              splk  #2,Sett
              b      EXIT

;   SETTORE 3

SETTORE3NEG  lacc  #SET3NEG
              sacl  PunTab
              splk  #1,Nsettore
              splk  #-3,Sett
              b      EXIT

SETTORE3POS  lacc  #SET3POS
              sacl  PunTab
              splk  #1,Nsettore
              splk  #3,Sett
              b      EXIT

;   SETTORE 4

SETTORE4NEG  lacc  #SET4NEG
              sacl  PunTab
              splk  #1,Nsettore
              splk  #-4,Sett
              b      EXIT

SETTORE4POS  lacc  #SET4POS
              sacl  PunTab
              splk  #1,Nsettore
              splk  #4,Sett
              b      EXIT

;   SETTORE 5

SETTORE5NEG  lacc  #SET5NEG
              sacl  PunTab
              splk  #2,Nsettore
              splk  #-5,Sett
              b      EXIT

SETTORE5POS  lacc  #SET5POS
              sacl  PunTab
              splk  #2,Nsettore
              splk  #5,Sett
              b      EXIT

;   SETTORE 6

SETTORE6NEG  lacc  #SET6NEG
              sacl  PunTab
              splk  #2,Nsettore
              splk  #-6,Sett
```

Appendice A

```
                b      EXIT

SETTORE6POS    lacc    #SET6POS
                sac1    PunTab
                splk    #2,Nsettore
                splk    #6,Sett
                b      EXIT
```

```
EXIT           ret
```

```
*****
* Calcolo Flusso Statorico nel riferimento rotante e suo modulo^2
*****
Calc_FSRot:
```

```
    ldp    #b1_saddr>>7

    spm    #CFS1_PM
    lt     Fr_r           ;ora flusso rotorico e statorico
    mpy    #CFS1         ;sono uguali: uno è scalizzato 16 bit l'altro a 32 bit
    sp32   Fsd_rot

    spm    #CFS2_PM
    lt     Cref
    mpy    #CFS2
    pac
    sach   Temp
    spm    2              ;è il *2^4
    lt     Temp
    mpy    Inv_Fr
    pac
    sfl    ;*2 così ho 2^4*2 = 2^5 che si semplifica col denominatore di CFS2
    sfl
    sfl
    sfl
    sfl
    sacc32 Fsq_rot
    spm    0
    LT     Fsq_rot.h
    mpy    Fsq_rot.h
    pac
    LT     Fsd_rot.h
    mpy    Fsd_rot.h
    apac
    sacc32 FS2RIF

    ret
```

```
*****
* DETERMINAZIONE DELLO STATO DEL FLUSSO
*****
Stato_Flusso:
```

```
    .newblock
    ldp    #b1_saddr>>7

    spm    0
    lt     Fsd_stm.h
    mpy    Fsd_stm.h
    pac
    lt     Fsq_stm.h
    mpy    Fsq_stm.h
    apac
    sacc32 FS2           ;Fs^2=Fsd^2+Fsq^2
```

```

lacc32      FS2RIF
sub32       BNDFS2
sacc32      FS2RIFINF      ;Fs2RifInf=Fs2Rif-BndFs2
lacc32      FS2RIF
add32       BNDFS2
sacc32      FS2RIFSUP      ;Fs2RifSup=Fs2Rif+BndFs2

lacc32      FS2RIFINF
sub32       FS2
bcnd        SOTTOBNDFS2,GT

lacc32      FS2
sub32       FS2RIFSUP
bcnd        SOPRABNDFS2,GT

DENTROBNDFS2      ;Se Fs2RifInf < Fs2 < Fs2RifSup MemFs2=MemFs2 del ciclo precedente

b           DETBANDVEL

SOTTOBNDFS2      ;Se Fs2<Fs2RifInf MemFs2=-1 [-1]

splk        #-1,MemFs2
b           DETBANDVEL

SOPRABNDFS2      ;Se Fs2>Fs2RifSup MemFs2=1 [+1]

splk        #1,MemFs2
lacc        PunTab
add         #125
sac1        PunTab

DETBANDVEL      ret

```

```

*****
* DETERMINAZIONE DELLA BANDA DI VELOCITA *
*****

```

Det_BandaVel:

```

.newblock
ldp        #b1_saddr>>7
lacc       W
bcnd       WSNEG,LT      ;Se W<0 vai a WSNEG
sub        Wbndrif2
bcnd       BANDADUE,GT   ;Se W-W">0 vai a BANDADUE
add        Wbndrif1      ;!! Wbndrif1 contiene W"-W' !!
bcnd       BANDAUNO,GT   ;Se W-W">0 vai a BANDAUNO

```

BANDAZERO

```

lacc       PunTab
add        #50
sac1       PunTab
b          esciW

```

BANDADUE

```

lacc       PunTab
add        #100
sac1       PunTab
spm        #Attenua_C_PM
lt         Cref
mpy        #Attenua_C

```

Appendice A

sph Cref
b esciW

BANDAUNO

lacc PunTab
add #75
sac1 PunTab
b esciW

WSNEG

lacc W ;W<0 !
abs
sub Wbndrif2
bcnd BANDAMENODUE,GT ;Se |W|-W">0 vai a BANDAMENODUE
add Wbndrif1 ;!! Wbndrif1 contiene ws"-ws' !!
bcnd BANDAMENOUNO,GT ;Se |W|-W">0 vai a BANDAMENOUNO
b BANDAZERO

BANDAMENODUE

spm #Attenua_C_PM
lt Cref
mpy #Attenua_C
sph Cref
b esciW

BANDAMENOUNO

lacc PunTab
add #25
sac1 PunTab

esciW ret

* DISCRIMINAZIONE DELLO STATO DELLA COPPIA *

Stato_Coppia:

.newblock

ldp #b1_saddr>>7
lacc C,16
sub Cref,16
bcnd \$NEG,LT
sub BNDCUNO,16
bcnd \$D,LT
sub BNDCDUE,16
bcnd \$E,LT
b \$F

\$NEG add BNDCUNO,16
bcnd \$C,GT
add BNDCDUE,16
bcnd \$B,GT
b \$A

\$A b CAUMV

\$B lacc MEMC
sub #-2
bcnd CAUMV,EQ

	b	CAUM
\$C	lacc	MEMC
	sub	#-2
	bcnd	CAUMV,EQ
	lacc	MEMC
	sub	#-1
	bcnd	CAUM,EQ
	b	CRIM
\$D	lacc	MEMC
	sub	#2
	bcnd	CDIMV,EQ
	lacc	MEMC
	sub	#1
	bcnd	CDIM,EQ
	b	CRIM
\$E	lacc	MEMC
	sub	#2
	bcnd	CDIMV,EQ
	b	CDIM
\$F	b	CDIMV
CAUMV	splk	#-2,MEMC
	b	CONTINUA
CAUM	splk	#-1,MEMC
	lacc	PunTab
	add	#5
	sac1	PunTab
	b	CONTINUA
CRIM	splk	#0,MEMC
	lacc	PunTab
	add	#10
	sac1	PunTab
	b	CONTINUA
CDIM	splk	#1,MEMC
	lacc	PunTab
	add	#15
	sac1	PunTab
	b	CONTINUA
CDIMV	splk	#2,MEMC
	lacc	PunTab
	add	#20
	sac1	PunTab
	b	CONTINUA
CONTINUA	ret	

* SI PREPARANO LE USCITE PER DARE LA CONFIGURAZIONE SCELTA PER *

* IL SUCCESSIVO TERZO TERZO DEL CICLO SUCCESSIVO *

Appendice A

PrepUsc_PriTerzo:

```
.newblock
ldp      #b1_saddr>>7
lacc     PunTab

splk     #000Fh,TSTACCA

tblr     CONFIGPRIMOTERZO
lacc     CONFIGPRIMOTERZO
and      #0100000000000000b
ldp      #gptcon>>7
sac1     CMPR1
ldp      #b1_saddr>>7
lacc     CONFIGPRIMOTERZO
and      #0010000000000000b
ldp      #gptcon>>7
sac1     CMPR2
ldp      #b1_saddr>>7
lacc     CONFIGPRIMOTERZO
and      #0001000000000000b
ldp      #gptcon>>7
sac1     CMPR3

ldp      #b1_saddr>>7

ret
```

```
*****
* Routine di caricamento dati sulla RAM della Evaluation_Board *
* Si attiva con l'azionamento dello switch n°8 *
*****
```

Debug98:

```
ldp      #b1_saddr>>7
save     Ia
ldp      #b1_saddr>>7
save     Ib
ldp      #b1_saddr>>7
save     C
ldp      #b1_saddr>>7
save     Cref

ret
```

```
*****
* Routine visualizzazione su DAC 3/5 us *
*****
```

Write_DAC:

```
.newblock

ldp      #b2_saddr>>7
in       Sw_status,switches
bit      sw_status,15-0
cc       w1,tc ; (SW1)-->[DAC 0,1]
bit      sw_status,15-1
cc       w2,tc ; (SW2)-->[DAC 2,3]
bit      sw_status,15-2
cc       w3,tc ; (SW3)-->[DAC 0,1]
bit      sw_status,15-3
cc       w4,tc ; (SW4)-->[DAC 2,3]

spm      0
```

```
out    dac0_val,dac0
out    dac1_val,dac1
out    dac2_val,dac2
out    dac3_val,dac3
out    UpdateDac,dac_update    ; aggiorna l'uscita dei DAC
ldp    #b1_saddr>>7
ret
```

; SWITCH 1 ON verso DAC 0,1

```
w1:    ldp    #b1_saddr>>7
        lacc    C,12
        add    #800h<<1,15
        ldp    #b2_saddr>>7
        sach    dac0_val

        ldp    #b1_saddr>>7
        lacc    W,12
        add    #0800h<<1,15
        ldp    #b2_saddr>>7
        sach    dac1_val

ret
```

; SWITCH 2 ON verso DAC 2,3

```
w2:    ldp    #b1_saddr>>7
        lacc    Fr_r,12
;      right   #4    ;procedura per la visualizzazione di grandezze a 16 bit:
        add    #0800h<<1,15    ;lacc valore16bit,12 - add#0800h<<1,15 - ecc..
        ldp    #b2_saddr>>7
        sach    dac2_val

        ldp    #b1_saddr>>7
;      lacc    Ia,12    ;procedura per la visualizzazione di grandezze a 32 bit:
        right   #4    ;lacc32 valore32bit - right #4 - add#0800h<<1,15 - ecc..
        add    #0800h<<1,15
        ldp    #b2_saddr>>7
        sach    dac3_val
ret
```

; SWITCH 3 ON verso DAC 0,1

```
w3:    ldp    #b1_saddr>>7
        lacc32   Frd
        right    #4
        add    #0800h<<1,15
        ldp    #b2_saddr>>7
        sach    dac0_val

        ldp    #b1_saddr>>7
        lacc32   Frq
        right    #4
        add    #0800h<<1,15
        ldp    #b2_saddr>>7
        sach    dac1_val

ret
```

; SWITCH 4 ON verso DAC 2,3

```
w4:    ldp    #b1_saddr>>7
        lacc32   Fsd_stm
        right    #4
```

Appendice A

```
add    #0800h<<1,15
ldp    #b2_saddr>>7
sach   dac2_val

ldp    #b1_saddr>>7
lacc32 Fsq_stm
right  #4
add    #0800h<<1,15
ldp    #b2_saddr>>7
sach   dac3_val

ret
```

```
*****
* Routine di blocco esecuzione programma e visualizzazione su LED *
*****
```

STACCA

.newblock

```
ldp    #gptcon>>7
splk   #0000h,ACTR

LAMP   ldp    #b1_saddr>>7
       lacc   TSTACCA
       ldp    #b2_saddr>>7
       sac1   LED_STATUS
       out    LED_STATUS,LEDS
       lacc   #32767,6

C1     sub    #1
       bcnd   C1,GT
       lacc   #0000h
       sac1   LED_STATUS
       out    LED_STATUS,LEDS
       lacc   #32767,6

C2     sub    #1
       bcnd   C2,GT
       b      LAMP
```

```
*****
* DEFINIZIONE VARIABILI USATE NEL PROGRAMMA *
*****
```

DW	".B2",waitstate	;usata in Iniz_Hardware
DW	".B2",led_status	;variabile stato LED
DW	".B2",sw_status	;variabile stato Switch
DW	".B2",dac0_val	;uscita per DAC0
DW	".B2",dac1_val	;uscita per DAC1
DW	".B2",dac2_val	;uscita per DAC2
DW	".B2",dac3_val	;uscita per DAC3
DW	".B2",UpdateDac	;aggiornamento uscite DAC
DW	".B2",Dflg	;Indicatore Deflussaggio
DW	".B2",LimC	;indicatore di Limitazione di Coppia
DW	".B1",KVSDMED	;variabili per calcolo tensioni medie
DW	".B1",KVSQMED	;variabili per calcolo tensioni medie
DW	".B1",VSDMED	;componente d della tensione stellata media applicata allo statore
DW	".B1",VSQMED	;componente q della tensione stellata media applicata allo statore
DW	".B0",mulreg1b0	;variabile ausiliaria prodotto 32bit
DW	".B0",mulreg2b0	;variabile ausiliaria prodotto 32bit
DW	".B0",e_dcv	;variabile usata nel filtro E_DC
DW	".B0",e_dcvv	;variabile usata nel filtro E_DC
DW	".B1",E_DC	;Tensione bus DC
DW	".B1",E_DC1	;Prima lettura di E_DC
DW	".B1",E_DC2	;Seconda lettura di E_DC
DW	".B1",NSettore	;usata in Accendi_LED(numero di settore)

DW	".B1",CONFIGPRIMOTERZO	;Configurazioni inverter per primo terzo
DW	".B1",CONFIGSECONDOTERZO	;Configurazioni inverter per secondo terzo
DW	".B1",CONFIGTERZOTERZO	;Configurazioni inverter per terzo terzo
DW	".B1",BNDCUNO	;Prima semibanda della coppia
DW	".B1",BNDCDUE	;Seconda semibanda della coppia
DL32	".B1",BNDFS2	;Semibanda del flusso al quadrato
DL32	".B1",Fr_stm2	;Flusso rotorico stimato al quadrato
DW	".B1",Inv_ModF	;Inverso del modulo del flusso rotorico
DW	".B1",PunTab	;puntatore tabelle configurazioni
DW	".B1",TSTACCA	;Variabile per la verifica del rispetto della durata dei tre terzi di ciclo
DW	".B1",kinv	;Puntatore tabella inverso del modulo del flusso rotorico
DW	".B1",W	;Velocità stimata
DW	".B1",Wbndrif1	;Prima banda di riferimento della Velocità
DW	".B1",Wbndrif2	;Seconda banda di riferimento della Velocità
DW	".B1",C	;COPPIA STIMATA
DW	".B1",Cref	;Coppia riferimento
DW	".B1",Cref2	;Variabili ausiliarie per filtrare il valore->
DW	".B1",Cref1	;->della coppia di riferimento del potenziometro
DW	".B1",Cmax	;Coppia Massima
DW	".B1",Cmax1	;Coppia Massima in deflussaggio
DW	".B1",Cmax2	;Coppia Massima in secondo deflussaggio
DW	".B1",En_E	;Rapporto En/E letto dalla tabella Tab_En_E
DW	".B1",W_E	;Rapporto W*En/E per la lettura delle tabelle del deflussaggio
DW	".B1",Fr_r	;Flusso Rotorico di Riferimento
DW	".B1",Inv_Fr	;Inverso Flusso Rotorico di Riferimento
DW	".B1",Fr_r1	;Flusso Rotorico di Riferimento in deflussaggio
DW	".B1",Fr_r2	;Flusso Rotorico di Riferimento in deflussaggio
DW	".B1",Inv_Fr1	;Inverso Flusso Rotorico di Rif in deflussaggio
DW	".B1",Inv_Fr2	;Inverso Flusso Rotorico di Rif in deflussaggio
DL32	".B1",Fsd_stm	;Flusso statorico stimato d
DL32	".B1",Fsq_stm	;Flusso statorico stimato q
DL32	".B1",Fsd_stm_v	;Flusso statorico stimato d ciclo precedente
DL32	".B1",Fsq_stm_v	;Flusso statorico stimato q ciclo precedente
DL32	".B1",DFrd	;Errore flusso rotorico d
DL32	".B1",DFrq	;Errore flusso rotorico q
DL32	".B1",Frd_stm	;Flusso rotorico stimato d
DL32	".B1",Frd_stm	;Flusso rotorico stimato q
DL32	".B1",Frd	;Flusso rotorico d
DL32	".B1",Frd	;Flusso rotorico q
DL32	".B1",TVsmed_d	;Prodotto V*Tc d
DL32	".B1",TVsmed_q	;Prodotto V*Tc q
DL32	".B1",TRI_d	;Prodotto Tc*R*Id
DL32	".B1",TRI_q	;Prodotto Tc*R*Iq
DL32	".B1",Fsd_rot	;Componente d del flusso statorico di rif.nel sist.del fl.rotorico
DL32	".B1",Fsq_rot	;Componente q del flusso statorico di rif.nel sist.del fl.rotorico
DL32	".B1",Fsd_ref	;Componente d del flusso statorico di rif.nel sistema statorico
DL32	".B1",Fsq_ref	;Componente q del flusso statorico di rif.nel sistema statorico
DL32	".B1",FS2	;Modulo al quadrato del flusso statorico
DL32	".B1",FS2RIF	;Riferimento del modulo quadrato del FS
DL32	".B1",FS2RIFINF	;Limite inferiore della banda del FS2RIF
DL32	".B1",FS2RIFSUP	;Limite superiore della banda del FS2RIF
DW	".B1",MEMC	;Configurazione stato Coppia ciclo precedente
DW	".B1",TEMP3L	;Variabile temporanea 3L
DW	".B1",TEMP3H	;Variabile temporanea 3H
DW	".B1",NCOMM	;Variabile temporanea 3H
DW	".B1",Ia	;Corrente fase a
DW	".B1",Ib	;Corrente fase b
DW	".B1",DI	;Scarto fra lettura e precedente
DW	".B1",Id	;Corrente asse d
DW	".B1",Iq	;Corrente asse q
DL32	".B1",TEMP32	;Variabile temporanea a 32bit
DW	".B1",MulReg	;Variabile ausiliaria per prodotti a 32 bit
DW	".B1",Temp_Var	;Variabile temporanea (non cancellare serve in DEBUG.ASM)
DW	".B1",Temp	;Variabile temporanea

Appendice A

DW	".B1",Temp1	;Variabile temporanea
DW	".B1",xxx	;Variabile temporanea
DW	".B1",K	;Puntatore tabelle deflussaggio
DW	".B2",outH	;Uscita alta DAC0 per valutare durata routine (Vedi capitolo 7 tesi)
DW	".B2",outL	;Uscita bassa DAC0 per valutare durata routine (Vedi capitolo 7 tesi)
DW	".B1",Sett	;variabile per verifica Debug98 del settore flusso
DW	".B1",MemFs2	;variabile per verifica Debug98 dello stato del flusso^2

* Tabelle nella Program Memory *

; Tabella di configurazioni di leds

```
Tab_Of_Leds: .word 1b
              .word 10b
              .word 100b
              .word 1000b
              .word 10000b
              .word 100000b
              .word 1000000b
              .word 10000000b
              .word 0b
```

* Tabelle ricopiate nella External Memory *

```
              .copy "DEBUG.ASM"
              .copy "TBCNFSM0.ASM"
              .copy "TBCNFSM1.ASM"

NULLA        .word 0000000000000000b
              .word 0000000000000000b
              .word 0000000000000000b
              .word 0
              .word 0

              .end
```

A.3 Codice sorgente per l'implementazione del controllo DSVM predittivo

```

*****
*      File Name:      DSVMpre.asm                                           *
*      Target System:  C24x Evaluation Board                                *
*                                                              *
*      Descrizione:    DSVM predittivo con regolazione automatica del flusso *
*                                                              *
*****

        .include regs.h
        .include clock.h
        .include sysconf.h
        .include watchdog.h
        .include wait.h
        .include comp.h
        .include adc.h
        .include Timer.h
        .include math32.h
        .include C_DSVM.h
        .include debug.h
        .include freq.h

        .ref      Tab_I_F
        .ref      Tab_P
        .ref      Tab_F
        .ref      Tab_Inv_Freq

* Attivazione compilazione del Debugger

Debug      .set      1

*****
* Gestione degli interrupts                                                  *
*****

        .sect      ".jumptab"

RSVECT:   B      Start                ; Vettore Reset
INT1:     B      Blocco                ; Interrupt livello 1
INT2:     B      Blocco                ; Interrupt livello 2
INT3:     B      Blocco                ; Interrupt livello 3
INT4:     B      Blocco                ; Interrupt livello 4
INT5:     B      Blocco                ; Interrupt livello 5
INT6:     B      Blocco                ; Interrupt livello 6
RESERVED: B      Blocco                ; Interrupt livello 1
SOFT_INT8: B      SOFT_INT8            ; Interrupt software 8
SOFT_INT9: B      SOFT_INT9            ; Interrupt software 9
SOFT_INT10: B     SOFT_INT10           ; Interrupt software 10
SOFT_INT11: B     SOFT_INT11           ; Interrupt software 11
SOFT_INT12: B     SOFT_INT12           ; Interrupt software 12
SOFT_INT13: B     SOFT_INT13           ; Interrupt software 13
SOFT_INT14: B     SOFT_INT14           ; Interrupt software 14
SOFT_INT15: B     SOFT_INT15           ; Interrupt software 15
SOFT_INT16: B     SOFT_INT16           ; Interrupt software 16
TRAP:     B      Blocco                ; Vettore Trap
H_NMI:    B      H_nmi                 ; Interrupt non mascherabile
EMU_TRAP: B      Blocco                ; Trap dell'emulatore
SOFT_INT20: B     SOFT_INT20           ; Interrupt software 20
SOFT_INT21: B     SOFT_INT21           ; Interrupt software 21
SOFT_INT22: B     SOFT_INT22           ; Interrupt software 22
SOFT_INT23: B     SOFT_INT23           ; Interrupt software 23

```

```
.text
start: type_long32
      type_long48

      call    Iniz_Hardware
      call    Iniz_Inverter
      call    Iniz_Variabili
      call    Iniz_ADC
      call    Iniz_PunTab
      call    Sincro_FineTerzo

LOOP:
      debug_check
      call    Clean_EdcCref
      call    Calc_Coppia
      call    Calc_DFr          ;Calcola l'errore del flusso rotorico
      call    PrepUsc_SecTerzo
      call    Write_DAC

      call    Aspetta
      call    Iniz_AcqCorrenti
      call    Calc_TensMed      ;Calcola le tensioni medie nei due semicicli
      call    Calc_TV          ;Calcola il fattore Tc*V
      call    Attendi_ADC
      call    Lett_Correnti

      call    Sincro_FineTerzo ;Attesa fine PRIMO TERZO di ciclo

      call    Debug98
      call    Calcola_Correnti ;Calcola la componente Id e Iq della corrente che circola nello statore
      call    Calc_TRI         ;Calcola il fattore Tc*R*Is
      call    Stm_W            ;Stima la velocità del flusso rotorico
      call    Calc_Reg_Aut     ;Calcola i riferimenti di Fr,Inv_Fr
      call    Calc_FSrot       ;Calcolo del flusso di riferimento statorico nel riferimento rotorico
      call    PrepUsc_TerTerzo
      call    Aspetta
      call    Iniz_AcqCorrenti
      call    Stm_Fs           ;Stima il flusso statorico in macchina
      call    Attendi_ADC
      call    Lett_Correnti

      call    Sincro_FineTerzo ;attesa fine SECONDO TERZO di ciclo

      call    Stm_Fr           ;Stima il flusso rotorico in macchina
      call    Calcola_Correnti ;Calcola la componente Id e Iq della corrente che
      call    Stm_C
      call    Calc_Vettore     ;Calcola il vettore tensione statorica
      call    Iniz_AcqEdcCref
      call    Calc_SetTensione ;Individua il settore della tensione
      call    Attendi_ADC
      call    Lett_EdcCref1
      call    Iniz_AcqEdcCref
      call    Calc_Config      ;Individua la configurazione
      call    PrepUsc_PriTerzo
      call    Attendi_ADC
      call    Lett_EdcCref2

      call    Sincro_FineTerzo ;attesa fine TERZO TERZO di ciclo

      b       LOOP
```



```

*****
* Blocco a cui vengono mandato gli interrupt vaganti
*****
Blocco:

        b          Blocco
        ret

*****
* Routine di inizializzazione variabili
*****
Iniz_Variabili:

        ssxm                ;Attiva l'estensione di segno

        ldp      #b2_saddr>>7      ;Seleziona la pagina di memoria

        splk      #8,LimC                ;Indicatore Limitatore (OFF)
        splk      #1000,outH
        splk      #0,outL
        splk      #0,Inici
        ZAC

        ldp      #b0_saddr>>7

        lacc32    #0
        sacl      mulreg1b0
        sacl      mulreg2b0
        sacl      KVSDMED                ;variabili per calcolo tensioni medie
        sacl      KVSQMED                ;variabili per calcolo tensioni medie
        lacc32    #0

***** Variabili controllo velocità e coppia*****

        ldp      #b1_saddr>>7

        splk      #0,TSTACCA

        zac

        sacl      TEMP3L                ;Variabile temp per determinazione settore flusso statorico
        sacl      TEMP3H                ;Variabile temp per determinazione settore flusso statorico
        sacl      Temp_Var              ;Variabile temporanea
        sacl      MulReg                ;variabile appoggio per le moltiplicazioni
        sacl      W                    ;Velocità stimata
        sacl      C                    ;COPPIA STIMATA
        sacl      Cref                  ;Coppia riferimento
        sacl      Cref_v

***** Variabili Flussi*****

        splk      #19005,Fr_r            ;Flusso Rotorico di Riferimento
        sacl      Inv_Fr                ;Inverso Flusso Rotorico Riferimento
        sacc32    Fsd_stm                ;Flusso statorico stimato d
        sacc32    Fs_q_stm              ;Flusso statorico stimato q
        sacc32    DFrd                  ;Errore flusso rotorico d
        sacc32    DFrq                  ;Errore flusso rotorico q
        sacc32    Frd_stm                ;Flusso rotorico stimato d
        sacc32    Frq_stm                ;Flusso rotorico stimato q
        sacc32    Frd                  ;Flusso rotorico d
        sacc32    Frq                  ;Flusso rotorico q
        sacc32    Fsd_rot                ;Componente d del flus stat. di rif.nel sist.del fl.rot.
        sacc32    Fs_q_rot              ;Componente q del flus stat. di rif.nel sist.del fl.rot.
        sacc32    TVsmed_D              ;Prodotto V*Tc d

```

```
sacc32 TVsmed_Q      ;Prodotto V*Tc q
```

```
***** Variabili correnti*****
```

```
sacI    Ia           ;Corrente fase a
sacI    Ib           ;Corrente fase b
sacI    DI           ;Scarto fra lettura e precedente
sacI    Id           ;Corrente asse d
sacI    Iq           ;Corrente asse q
```

```
***** Variabile vettore tensione statorica*****
```

```
sacI    ModF         ;Modulo flusso statorico stimato
sacI    ModFR        ;Modulo flusso statorico di riferimento
sacc32  PS           ;Prodotto scalare Fs*Fr
sacI    Temp2        ;Variabile temporanea
sacI    Temp3        ;Variabile temporanea
sacI    Vsd          ;Tensione statorica asse d
sacI    Vsq          ;Tensione statorica asse q
sacI    Vsq_a        ;Valore assoluto della tensione statorica ruotata asse q
sacI    Vsq_n        ;Tensione statorica ruotata asse q
sacI    Vsd_a        ;Valore assoluto della tensione statorica ruotata asse d
sacI    Vsd_n        ;Tensione statorica ruotata asse d
sacI    Banda        ;Banda di tensione
sacI    Banda2       ;Banda di tensione doppia
sacI    sett         ;Settore
sacI    v            ;Variabile del vettore per Debug98
sacI    Diff_F       ;Differenza moduli flussi statorici
sacI    Diff_C       ;Differenza coppia riferimento e stimata
sacI    ContN        ;Flusso Rotorico di Riferimento in deflussaggio
sacI    ContP        ;Flusso Rotorico di Riferimento in deflussaggio
sacI    Auto         ;Inverso Flusso Rotorico di Rif      in deflussaggio
sacI    ContF        ;
sacI    pt           ;
sacI    Inv_PS       ;
sacI    Crefg        ;
```

```
***** Altre variabili*****
```

```
sacI    Temp         ;Variabile temporanea
sacI    xxx          ;Variabile temporanea

DEBUG_INIT          ;Inizializza Debugger

ret                 ;Uscita dalla routine
```

```
*****
```

```
* INIZIALIZZAZIONE HARDWARE *
```

```
*****
```

```
Iniz_Hardware:
```

```
dint           ;disabilita gli interrupts
ldp    #0      ;sceglie la pagina di memoria
splk    #0,imr  ;maschera tutti gli interrupts (Interrupt Mask Register)
lacc    ifr     ;cancella tutti gli interrupts in attesa (Interrupt Flag Register)
sacI    ifr
rxsm           ;disabilita l'estensione di segno
rovm         ;reset overflow mode
cnfd         ;configura B0 come memoria dati
rxf          ;spegne il led DS9
```

* Inizializza la frequenza di clock della CPU e del System

* TMS System Reference cap 10 vol.2

* costanti definite nel file Clock.h

- * freq. cristallo = 10 Mhz
- * freq. CPU = freq. cristallo * pllfbX / plldiv = 20 Mhz [Disattivato]
- * freq. CPU = freq. cristallo * pllfbX = 40 Mhz [Attualmente in uso]
- * freq. System =10 MHz= freq. CPU / 2 [Disattivato]
- * freq. System =10 MHz= freq. CPU / 4 [Attualmente in uso]

```
ldp #ckcr0>>7 ; sceglie la pagina di memoria
```

```
splk #ckmd_ckin+ck_sysdiv2,ckcr0
splk #ck_inf10+ck_pllmul4,ckcr1 ;freq CPU=40 MHz =10MHz*PLL[*4]
splk #ckmd_pllen+ck_sysdiv2,ckcr0 ;freq System =10 MHz=fcpu/4
```

- * Inizializza i registri di configurazione del System
- * Volume 1, pag 6-5, costanti definite nel file Sysconf.h
- * CLKOUT pin = CPU clock

```
ldp #syscr>>7 ; sceglie la pagina di memoria
splk #sys_noreset+sys_cpuclock,syscr ;inizializza il registro SYSCR
```

- * Disabilita il Watchdog

```
ldp #wdcr>>7

splk #wd_disable+wd_normalop+wd_freqdiv64,WDCR ;Disable WD if VCCP=5V (JP5 2-3)
KICK_DOG
```

- * Impostazioni per il generatore di wait state

```
ldp #b2_saddr>>7
splk #7h,waitstate
out waitstate,wsg
```

- * Selezione della funzione dei pin della porta I/O

```
ldp #225 ;Pagina 0E1h
splk #0ffffh,ocra
```

- * Inizializzazione di variabili impiegate per i DAC

```
ldp #b2_saddr>>7
splk #0ffffh,UpdateDac
ret
```

- * Routine di inizializzazione convertitori ADC

Iniz_ADC:

```
ldp #adctrl1>>7
splk #ADC_prescale10,adctrl2
splk #ADC_stopimmediately+ADC_clearintflag,adctrl1
ret
```

- * Inizializzazione dell'inverter:

- * Applicazione del segnale Forced Low ai 6 piedini PWM

Iniz_Inverter:

```
ldp #gptcon>>7

splk #cp_FcOut_en+cp_PWM1+cp_PWM2+cp_PWM3,comcon
splk #cp_en+cp_FcOut_en+cp_PWM1+cp_PWM2+cp_PWM3,comcon
splk #cp_1FL+cp_2FL+cp_3FL+cp_4FL+cp_5FL+cp_6FL,actr
```

648

```

ldp    #b1_saddr>>7          ;Sceglie la pagina di memoria
lacc   #Tab_of_leds           ;Carica l'indirizzo della tabella dei Led
ldp    #b2_saddr>>7          ;Sceglie la pagina di memoria
adds   LimC                   ;Somma l'indicatore di Limitazione di Coppia
TBLR   LimC                   ;Legge la tabella e salva in LimC
lacc   LimC                   ;Carica LimC
or     led_status             ;Effettua l'operazione OR con Led_Status
sac1   led_status             ;Salva in Led_Status

out     led_status,leds        ;Aggiorna lo stato dei Led
ldp     #b1_saddr>>7          ;Sceglie la pagina di memoria

ret

```

```

*****
* SI PREPARANO LE USCITE PER DARE LA CONFIGURAZIONE SCELTA PER
* IL SUCCESSIVO SECONDO TERZO DEL CICLO SUCCESSIVO (circa 2 usec)
*****

```

PrepUsc_SecTerzo:

```

.newblock
ldp    #b1_saddr>>7
splk   #00F0h,TSTACCA
lacc   PunTab
add    #1
tblr   CONFIGSECONDOTERZO
lacc   CONFIGSECONDOTERZO
and    #0100000000000000b
ldp    #gptcon>>7
sac1   CMPR1
ldp    #b1_saddr>>7
lacc   CONFIGSECONDOTERZO
and    #0010000000000000b
ldp    #gptcon>>7
sac1   CMPR2
ldp    #b1_saddr>>7
lacc   CONFIGSECONDOTERZO
and    #0001000000000000b
ldp    #gptcon>>7
sac1   CMPR3
freq   CONFIGPRIMOTERZO,CONFIGSECONDOTERZO

ret

```

```

*****
* CALCOLO DELLE TENSIONI MEDIE NEL PRIMO MEZZO CICLO
* E NEL SECONDO MEZZO CICLO [Medie riferite al Tempo di ciclo]
*
* IMPORTANTI!!: Per il Debug delle grandezze
* La E_DC e le Tensioni medie hanno lo stesso fattore di scala
*****

```

Calc_TensMed:

```

.newblock
ldp    #b1_saddr>>7
lacc   PunTab
add    #3
tblr   KVS DMED              ;Kvsdmed*[2^15]
add    #1
tblr   KVS QMED              ;Kvsqmed*[2^15]

spm    1
lt     E_DC

```

Appendice A

```

    mpy    KVS DMED      ;Preg=Kvsdmed*[2^15]*E_DC
    sph    VSDMED       ;Vsdmed=Kvsdmed*[2^15]*E_DC*[2]*[2^16]

    mpy    KVS QMED      ;Preg=Kvsqmed*[2^15]*E_DC
    sph    VSQMED       ;Vsqmed=Kvsqmed*[2^15]*E_DC*[2]*[2^16]

```

* Compensazione tempi morti

```

    spm    #KTmorti_PM

    lt     VSDMED
    mpy    #KTmorti
    sph    VSDMED

    lt     VSQMED
    mpy    #KTmorti
    sph    VSQMED

    ret

```

```

*****
* Attendi la fine della conversione dell'ADC
*****
Attendi_ADC:

```

```

    .newblock
    ldp    #adctrl1>>7      ;Sceglie la pagina di memoria
$1 bit    adctrl1,15-ADC_endofconv ;Esegue il loop finchè il bit ADCEOC diventa 0
    bcnd   $1,tc            ;cioè attende la fine della conversione

    ret                    ;Uscita dalla Routine

```

```

*****
* Routine di attesa per ritardare le letture di corrente 0,25 us
*****
Aspetta:

```

```

    .newblock
    ldp    #gptcon>>7
zeta lacc   t1cnt
    sub    #380            ;attesa per posizionare la lettura negli ultimi 10microsec del terzo di ciclo
    BCND   zeta,GT

    ret

```

```

*****
* Lettura correnti Ia e Ib
*****
Lett_Correnti:

```

```

    rsxm
    ldp    #adctrl1>>7      ;disattiva l'estensione di segno
    lacc   adcfifo1,10      ;seleziona la pagina di memoria
                                ;Il valore della conversione è contenuto nei bit 15-6 del
                                ; registro
    ssxm
                                ;attiva l'estensione di segno
    ldp    #b0_saddr>>7
    sub    #511<<1,15
    neg
    ldp    #b1_saddr>>7      ;Il valore della corrente va invertito per come è il circuito
    sach   Ia                ;Sceglie la pagina di memoria
                                ;il valore viene memorizzato in Ia e scalizzato a Q15

    spm    3                ;Fissa PM a Shift Right 6
    lt     Ia                ;Carica Ia nel treg
    splk   #4104,TEMP        ;Scrive 4104 in Temp

```

mpy	TEMP	;Moltiplica per Temp
spl	Ia	;Salva il risultato in Ia
rsxm		;disattiva l'estensione di segno
ldp	#adctrl1>>7	;seleziona la pagina di memoria
lacc	adcfifo2,10	;Il valore della conversione è contenuto nei bit 15-6 del ; registro
ssxm		
ldp	#b0_saddr>>7	;attiva l'estensione di segno
sub	#511<<1,15	
neg		;il valore della corrente va invertito per come è il circuito
ldp	#b1_saddr>>7	;Sceglie la pagina di memoria
sach	Ib	;il valore viene memorizzato in Ib e scalizzato a Q15
spm	3	;Fissa PM a Shift Right 6
lt	Ib	;Carica Ib nel treg
SPLK	#4104,TEMP	;Scrive 4104 in TEMP
mpy	TEMP	;Moltiplica per Temp
spl	Ib	;Salva il risultato in Ib
ret		;Uscita dalla Routine

 * Calcola componenti D e Q per la corrente *

Calcola_Correnti:

ldp	#b1_saddr>>7
spm	#CC1_PM
lt	Ia
mpy	#CC1
sph	Id
spm	#CC2_PM
mpy	#CC2
pac	
spm	#CC3_PM
lt	Ib
mpy	#CC3
apac	
sach	Iq
ret	

 * Calcolo del fattore TRI *

Calc_TRI:

ldp	#b1_saddr>>7
spm	#TRI1_PM
lt	Id
mpy	#TRI1
sp32	TRI_d
lt	Iq
mpy	#TRI1
sp32	TRI_q
ret	

Appendice A

```
*****
* Calcolo          TVsmed ; TVsmed                                     *
*****
```

Calc_TV:

```
ldp      #b1_saddr>>7
spm      #CHK1_PM
lt        Vsdmed
mpy      #CHK1
sp32     TVsmed_d

lt        Vsmed
mpy      #CHK1
sp32     TVsmed_q

ret
```

```
*****
* Stimatore Flusso Statorico                                         *
*****
```

Stm_FS:

```
ldp      #b1_saddr>>7

lacc32    Fsd_stm
sacc32    Fsd_stm_v
lacc32    Fsq_stm
sacc32    Fsq_stm_v

lacc32    TVsmed_D
sub32     TRI_d
sach      TEMP
spm       #SFS1_PM
lt        TEMP
mpy       #SFS1
pac
add32     FSD_STM
add32     DFrD
sacc32    Fsd_stm

lacc32    TVsmed_Q
sub32     TRI_q
sach      TEMP
spm       #SFS1_PM
lt        TEMP
mpy       #SFS1
pac
add32     FSQ_STM
add32     DFrq
sacc32    Fsq_stm

ret
```

```
*****
* Stimatore Flusso Rotorico                                         *
*****
```

Stm_Fr:

```
ldp      #b1_saddr>>7

spm      #SFR1_PM
splk     #SFR1_Temp
fmul32s16u  Fsd_stm,Temp,Mulreg    ;Mulreg è solo una variabile di appoggio 16bit
                                           ;nella realtà mi interessa il contenuto
                                           ;dell'accumulatore a 32bit
```



```
sfl                                     ;Moltiplico per 2 perchè SFR1 è una costante Q15
sfl                                     ;Moltiplico per 2 perchè SFR1=(1/2*Lr/M)
spm      #SFR2_PM
lt        Id
mpy       #SFR2
spac
sacc32    Frd_stm
```

```
spm      #SFR1_PM
fmul32s16u    Fsqr_stm,Temp,Mulreg
sfl
sfl
spm      #SFR2_PM
lt        Iq
mpy       #SFR2
spac
sacc32    Frq_stm
```

```
ret
```

```
*****
* Calcolo Errore Flusso Rotorico 6,5/7 us                                     *
*****
```

Calc_DFr:

```
.newblock
ldp      #b1_saddr>>7
```

*calcola il flusso rotorico di riferimento

```
sovm

spm      0
lt        Frd_stm.h
mpy       Frd_stm.h
pac
lt        Frq_stm.h
mpy       Frq_stm.h
apac
sach      Fr_stm2      ;Fr_stm2=(|Ff_s|^2)/2^16
```

```
ssxm
spm      3
lt        Fr_stm2
mpy       #37
pac
splk      #23408,temp
add       temp
sac1      kinv
```

```
sub       #7FFFh,0
bcnd      $06,lt
splk      #7FFFh,kinv
b         $05
```

```
$06      add       #1FFFh,0
bcnd      $05,gt
ssxm
spm      3
lt        Fr_stm2
mpy       #293
pac
splk      #15232,temp
```

```

add    temp
sac1   kinv

sub    #4000h,0
bcnd   $05,gt

ssxm
spm    3
lt     Fr_stm2
mpy    #2340
pac
splk   #7168,temp
add    temp
sac1   kinv

sub    #2000h,0
bcnd   $05,gt

spm    0           ;Determinazione del puntatore "dinamico"
lt     Fr_stm2     ;della tabella dell'inverso del modulo del flusso
mpy    #293
pac
sac1   kinv

$05    lacc    #Tab_I_F      ;lettura valore da tabella
add    kinv
tblr   Inv_ModF

spm    0           ;determinazione di Frd e Frq (componenti flusso "ibrido")
lt     Fr_r
mpy    Frd_stm.h
sph    temp        ;temp=(Fr/2^16*Frd_stm/2^16)/2^16

lt     temp
mpy    Inv_ModF
sp32   temp32      ;temp32=(Inv_ModF)*(Fr/2^16*Frd_stm/2^16)/2^16

spm    #FDR_PM
splk   #FDR,temp
fmul32s16u    temp32,temp,Mulreg
rpt    #15
sfl
sacc32 Frd

spm    0
lt     Fr_r
mpy    Frq_stm.h
sph    temp        ;temp=(Fr/2^16*Frq_stm/2^16)/2^16

lt     temp
mpy    Inv_ModF
sp32   temp32      ;temp32=(Inv_ModF)*(Fr/2^16*Frq_stm/2^16)/2^16

spm    #FDR_PM
splk   #FDR,temp
fmul32s16u    temp32,temp,Mulreg
rpt    #15
sfl
sacc32 Frq

```

*calcola la differenza fra flusso rotorico riferimento e stimato

```
lacc32      Frd
```

```
sub32      Frd_stm
sach       XXX

lacc       #Cost_DFR
sac1       TEMP
spm        1
lt         TEMP
mpy        XXX
sp32       DFRd
```

```
lacc32     Frq
sub32      Frq_stm
sach       XXX
mpy        XXX
sp32       DFRq
rovm
```

```
ret
```

```
*****
* Stimatore Pulsazione Rotorica                                     *
*****
```

Stm_W:

```
.newblock

ldp      #b1_saddr>>7
spm      0
lt       Fsd_stm_v.h
mpy      Fsq_stm.h
pac
lt       Fsq_stm_v.h
mpy      Fsd_stm.h
spac
sach     temp      ;temp=(Fsd_v*Fsq-Fsd*Fsq_v)/2^16
spm      #Ka_PM
lt       temp
mpy      #Ka
sph      temp      ;temp=(Fsd_v*Fsq-Fsd*Fsq_v)*Ki

spm      0
lt       W
mpy      FS2.h
sph      temp1     ;temp1=(Fs2*W)/2^32

spm      #Kb_PM
lt       temp1
mpy      #Kb
sph      temp1     ;temp1=(Fs2*W)*Ki*Tc

lacc     W
sub      temp1
add      temp
sac1     W          ;W = W-(Fs2*W)*Ki*Tc+(Fsd_v*Fsq-Fsd*Fsq_v)*Ki
                        ;H+1 H H+1 H      H      H+1 H+1 H
ret
```

```
*****
* VERIFICA DI SINCRONISMO DI FINE TERZO                             *
*****
```

Sincro_FineTerzo:

```
.newblock
ldp      #0E8h
bit      EVIFRA,6      ;Si copia il bit 9 del registro EVIFRA nel TC
```

Appendice A

```
bcnd    STACCA,TC    ;Si testa il bit precedente (Flag Underflow Tm1)
                        ;se =1 ->Underflow raggiunto ->Stacca
                        ;se =0 ->Attendi Overflow (TEST)
TEST    bit    EVIFRA,6
        bcnd   SSS,TC
        b      TEST

SSS     splk    #07FFh,EVIFRA ;Reset Flag di Underflow Tm1

ret
```

```
*****
* SI PREPARANO LE USCITE PER DARE LA CONFIGURAZIONE SCELTA PER
* IL SUCCESSIVO TERZO TERZO DEL CICLO SUCCESSIVO
*****
PrepUsc_TerTerzo:
```

```
.newblock

ldp     #b1_saddr>>7
lacc    PunTab

splk    #003Ch,TSTACCA

add     #2
tblr    CONFIGTERZOTERZO
lacc    CONFIGTERZOTERZO
and     #0100000000000000b
ldp     #gptcon>>7
sac1    CMPR1
ldp     #b1_saddr>>7
lacc    CONFIGTERZOTERZO
and     #0010000000000000b
ldp     #gptcon>>7
sac1    CMPR2
ldp     #b1_saddr>>7
lacc    CONFIGTERZOTERZO
and     #0001000000000000b
ldp     #gptcon>>7
sac1    CMPR3

freq    CONFIGSECONDOTERZO,CONFIGTERZOTERZO

ret
```

```
*****
* VERIFICA DI SINCRONISMO DI FINE META CICLO
*****
Sincro_FineMeta:
```

```
.newblock

ldp     #0E8h
bit     EVIFRB,13
bcnd    STACCA,TC
TEST2   bit     EVIFRB,13
        bcnd   METACICLO,TC
        b      TEST2

METACICLO

splk    #07FFh,EVIFRB
ret
```


Appendice A

```
lt      Cref1          ;Carica Cref1 nel treg
splk    #4104,TEMP     ;Scrive 4104 in Temp
mpy     TEMP           ;Moltiplica per Temp
spl     Cref1          ;Salva il risultato in Cref1
ret                                           ;Uscita dalla Routine

ret
```

* Seconda lettura Tensione E_DC e riferimento Coppia Cref

Lett_EdcCref2:

.newblock

```
rsxm                                         ;Disattiva l'estensione di segno
ldp    #adctrl1>>7                         ;seleziona la pagina di memoria
lacc   adcfifo1,10                         ;Il valore della conversione è contenuto nei bit 15-6 del
                                           ; registro

ldp    #b1_saddr>>7                       ;Seleziona la pagina di memoria
sach   E_DC2                              ;il valore viene memorizzato in E_DC2
ssxm                                         ;Attiva l'estensione di segno
spm    3                                  ;Fissa PM a Shift Right 6
lt      E_DC2                             ;Carica E_DC2 nel treg
mpy     #2050                             ;Moltiplica per 2050
spl     E_DC2                             ;Scrive il risultato in E_DC2
ldp    #adctrl1>>7                         ;seleziona la pagina di memoria
rsxm                                         ;disabilita l'estensione di segno
lacc   adcfifo2,10                         ;Il valore della conversione è contenuto nei bit 15-6 del
                                           ; registro

ssxm                                         ;abilita l'estensione di segno
sub     #511<<1,15                         ;sottrae 512<<16 per ritrovare il segno del potenziometro
ldp    #b1_saddr>>7                         ;seleziona la pagina di memoria
sach   Cref2                              ;il valore viene memorizzato in Cref2
spm    3                                  ;Fisso PM a Shift Right 6
lt      Cref2                             ;Carica Cref1 nel treg
splk    #4104,TEMP                         ;Scrive 4104 in Temp
mpy     TEMP                              ;Moltiplica per Temp
spl     Cref2                             ;Salva il risultato in Cref2
ret                                           ;Uscita dalla Routine

ret
```

* Routine di soppressione disturbi sulla tensione del bus DC

*

* e sulla Coppia di riferimento time: 2 us

*

Clean_EdcCref:

```
.newblock
ldp    #b1_saddr>>7                       ;sceglie la pagina di memoria

lacc   E_DC,16                            ;carica E_DC nell'accumulatore
sub     E_DC1,16                          ;sottrae E_DC1
abs                                           ;ne ricava il valore assoluto
sach   DI                                ;lo memorizza in DI

lacc   E_DC                              ;carica E_DC nell'accumulatore
sub     E_DC2                              ;sottrae E_DC2
abs                                           ;ne ricava il valore assoluto
sub     DI                                ;calcola DI2-DI1
bcnd    $1,geq                            ;se DI2<DI1 va a $1 altrimenti
```

	lacc	E_DC2	;carica E_DC2 nell'accumulatore
	sac1	E_DC	;e lo assume come E_DC
	B	\$3	;prosegue con la Coppia
\$1	lacc	E_DC1	;carica E_DC1 nell'accumulatore
	sac1	E_DC	;e lo assume come E_DC

*****Filtro su E_DC*****

\$3	ldp	#b1_saddr>>7	
	lacc	W	
	abs		
	sub	#1826	;Se W >500 g' ---> Filtro
	bcnd	\$4,lt	
	ldp	#b0_saddr>>7	
	lacc	E_DCVV	;(E_DCVV+E_DCV+2*E_DC)/4
	add	E_DCV	
	ldp	#b1_saddr>>7	
	add	E_DC,1	
	sfr		
	sfr		
	sac1	E_DC	
\$4	ldp	#b0_saddr>>7	;E_DC->E_DCV->E_DCVV
	lacc	E_DCV	
	sac1	E_DCVV	
	ldp	#b1_saddr>>7	
	lacc	E_DC	
	ldp	#b0_saddr>>7	
	sac1	E_DCV	
	ldp	#b1_saddr>>7	
	lacc	Cref,16	;carica Cref nell'accumulatore
	sub	Cref1,16	;sottrae Cref1
	abs		;ne ricava il valore assoluto
	sach	DI	;lo memorizza in DI
	lacc	Cref	;carica Cref nell'accumulatore
	sub	Cref2	;sottrae Cref2
	abs		;ne ricava il valore assoluto
	sub	DI	;calcola DI2-DI1
	bcnd	\$2,geq	;se DI2<DI1 va a \$1 altrimenti
	lacc	Cref2	;carica Cref2 nell'accumulatore
	sac1	Cref	;e lo assume come Cref
	ret		;prosegue
\$2	lacc	Cref1	;carica Cref1 nell'accumulatore
	sac1	Cref	;e lo assume come Cref
	lacc	Cref	
	bcnd	pila,lt	;se Cref <0 => va a pila
	sub	#Cost_CNOM	
	bcnd	picco,lt	
	lacc	#Cost_CNOM	;se Cref > Cnom impongo Cref=Cnom
	sac1	Cref	
	ret		
pila	add	#Cost_CNOM	
	bcnd	picco,gt	
	lacc	#Cost_CNOM	;se Cref > Cnom impongo Cref=Cnom
	neg		
	sac1	Cref	
picco	ret		

Appendice A

```
*****
* Calcolo Flusso Statorico nel riferimento rotante e suo modulo^2
*****
Calc_FSRot:
```

```
.newblock
ldp    #b1_saddr>>7

spm    #CFS1_PM
lt      Fr_r          ;ora flusso rotorico e statorico
mpy     #CFS1          ;sono uguali: uno è scalizzato 16 bit l'altro a 32 bit
sp32    Fsd_rot

spm    #CFS2_PM
lt      Crefg
mpy     #CFS2
pac
sach    Temp
spm     2              ;è il *2^4
lt      Temp
mpy     Inv_Fr
pac
sfl          ;*2 così ho 2^4*2 = 2^5 che si semplifica
sfl          ;col denominatore di CFS2
sfl
sfl
sfl
sacc32   Fsq_rot
SPM      0
LT       Fsq_rot.h
mpy      Fsq_rot.h
pac
LT       Fsd_rot.h
mpy      Fsd_rot.h
apac
sacc32   FS2RIF

lacc     #Cost_F2M      ;puntatore modulo flusso
sub      FS2RIF.h      ;statorico di riferimento
sac1     K2

spm     #MF_Pm
lt      K2
mpy     #MF
sph     k2

lacc     #Tab_F
add      k2
tblr     ModFR
ret
```

```
*****
* Regolatore automatico del flusso rotorico
*****
Calc_Reg_Aut
```

```
.newblock
```

```
*****contatore di uscita banda*****
```

```
ldp     #b1_saddr>>7
lacc     C
bcnd     $1,GT
b        $2
```


	\$1	sub	Crefg	;C positiva
	bcnd	\$3,gt		
	add	#Cost_Cbnd1		
	bcnd	H1,gt		
	add	#Cost_Cbnd2		
	bcnd	FUO,lt		
	splk	#0,ContF		
	lacc	ContP		
	add	#1		
	sac1	ContP		
	b	PIU		
H1	splk	#0,ContP		
	b	PIU		
\$3	sub	#Cost_Cbnd1		
	bcnd	\$4,gt		
	splk	#0,ContP		
	b	PIU		
\$4	b	PIU		
\$2	sub	Crefg	;C negativa	
	bcnd	\$5,gt		
	add	#Cost_Cbnd1		
	bcnd	H2,gt		
	b	MEN		
H2	splk	#0,ContN		
	b	MEN		
\$5	sub	#Cost_Cbnd1		
	bcnd	\$6,gt		
	splk	#0,ContN		
	b	MEN		
\$6	sub	#Cost_Cbnd2		
	bcnd	FUO,gt		
	splk	#0,ContF		
	lacc	ContN		
	add	#1		
	sac1	ContN		
	b	Men		
FUO	lacc	ContF	;si interviene se la coppia stimata sta al di sotto	
	add	#1	;anche della banda2 di coppia, situazione che si ha	
	sac1	Contf	;nel caso di dinamiche elevate, come togliere rapidamente	
	sub	#1	;il carico, in questo caso si deflussa subito con un gradino	
	bcnd	REG,lt	;di flusso più grande che nel caso di dinamica lenta	
	lacc	Fr_r		
	sub	#Cost_DFVEL		
	sac1	Fr_r		
	b	REG		
PIU	lacc	ContP	;si individua se la coppia stimata è rimasta x volte	
	sub	#2	;consecutive fuori dalla banda1	
	bcnd	FGI,geq		
	lacc	ContP		
	bcnd	REG,neq		
	lacc	auto		
	bcnd	REG,eq		
	b	FSU		
MEN	lacc	ContN		
	sub	#2		
	bcnd	FGI,geq		
	lacc	ContN		

Appendice A

```

        bcnd    REG,neq
        lacc    Auto
        bcnd    REG,eq
        b       FSU

FSU     lacc    Fr_r           ;se i controllo è arrivato in questo punto allora siamo
        add     #Cost_DeltaF   ;tornati in banda in seguito ad un deflussaggio, quindi
        sacf    Fr_r           ;proviamo a riflussare la macchina, non oltre al Fn
        b       LIM2

FGI     lacc    Fr_r           ;se i controllo è arrivato in questo punto allora siamo
        sub     #Cost_DeltaF   ;stati fuori banda1 consecutivamente per x volte, è il
        sacf    Fr_r           ;momento di deflussare, non sotto il flusso minimo
        splk    #1,auto
H6      b       LIM1

LIM1    lacc    Fr_r           ;non si deve scendere al di sotto del flusso minimo
        sub     #Cost_Flmin
        bcnd    REG,gt
        splk    #Cost_Flmin,Fr_r
        b       REG

LIM2    lacc    Fr_r           ;non si deve superare il valore del flusso nominale
        sub     #Cost_Flnom
        bcnd    REG,lt
        splk    #Cost_Flnom,Fr_r
        b       REG

REG     lacc    #Cost_Flnom     ;si calcola il puntatore della tabella dell'inverso
        sub     Fr_r           ;del flusso rotorico
        sacf    pt
        spm     #InvDKF_PM
        lt      pt
        mpy     #InvDKF
        pac
        sfl
        sach    pt            ;pt=(F_nom-Fr_r)*InvDKF

        lacc    #Tab_Inv_Freg
        add     pt
        tblr    Inv_Fr

        ret

```

* Coppia di riferimento *

Calc_Coppia;

.newblock

```

ldp     #b1_saddr>>7
lacc    Crefg           ;si pone la coppia di riferimento direttamente
sacf    Cref_v          ;proporzionale al flusso rotorico di riferimento
spm     1
lt      Cref
mpy     Fr_r
sph     Ctem
spm     #InvFL_PM
lt      Ctem
mpy     #InvFL
pac
sach    Crefg,1

```

```

        spm    #DEF2_PM
        lt     FS2RIf.h
        mpy    #DEF2
        pac
        sach   Cmax,4          ;coppia di riferimento 2°deflussaggio

pic     lacc   Cref_v          ;si pone una limitazione alla derivata della
        sub    Crefg          ;coppia di riferimento proporzionale a Fr_r
        abs
        sub    #100
        bcnd   ela,leq
        lacc   Cref_v
        sub    Crefg
        bcnd   era,geq
        lacc   Cref_v
        add    #100
        sacl   Crefg
        ret
era     lacc   Cref_v
        sub    #100
        sacl   Crefg
ela     ret

```

```

*****
* CALCOLO DEL VETTORE TENSIONE STATORICA
*****

```

Calc_Vettore:

```

        .newblock

        ldp    #b1_saddr>>7

        spm    0
        lt     Fsd_stm.h
        mpy    Fsd_stm.h
        pac
        lt     Fsqr_stm.h
        mpy    Fsqr_stm.h
        apac
        sacc32 FS2

        lacc   #Cost_F2M
        sub    FS2.h
        sacl   K1

        spm    #MF_PM
        lt     K1
        mpy    #MF
        sph    k1          ;puntatore modulo Fs

        lacc   #Tab_F
        add    k1
        tblr   ModF

        spm    0
        lt     Fsd_stm.h
        mpy    Frd_stm.h
        pac
        lt     Fsqr_stm.h
        mpy    Frq_stm.h
        apac
        sach   PS          ;PS=Fsd*Frd+Fsqr*Frq

        ssxm

```

Appendice A

	spm	3	
	lt	PS	
	mpy	#9	
	pac		
	sfr		
	splk	#2926,temp	
	add	temp	
	sac1	pippo	
	sub	#4095,0	
	bcnd	\$08,lt	
	splk	#4095,pippo	
	b	\$09	
\$08	add	#1023,0	
	bcnd	\$09,gt	
	lt	PS	
	mpy	#36	
	pac		
	add	#1904	
	sac1	pippo	
	sub	#2048,0	
	bcnd	\$09,gt	
	lt	PS	
	mpy	#293	
	pac		
	add	#896	
	sac1	pippo	
	sub	#1024,0	
	bcnd	\$09,gt	
	spm	0	;Determinazione del puntatore "dinamico"
	lt	PS	;della tabella dell'inverso del prodotto scalare
	mpy	#146	
	spl	pippo	
\$09	lacc	#Tab_P	
	add	pippo	
	tblr	Inv_Ps	;lettura valore da tabella
	sovm		
	lacc	ModFR	
	sub	ModF	
	sac1	Diff_F	;variazione di flusso richiesta
	lacc	Crefg	
	sub	C	
	sac1	Diff_c	;variazione di coppia richiesta
	lacc	Diff_c	;limitazione dell'ampiezza della
	abs		;variazione di coppia richiesta
	sub	#2000	
	bcnd	DEV1,leq	
	lacc	Diff_c	
	bcnd	DEV2,gt	
	lacc	#2000	
	neg		
	sac1	Diff_c	
	b	DEV1	
DEV2	splk	#2000,Diff_c	

DEV1	lacc	Diff_F	;limitazione dell'ampiezza della
	abs		;variazione di flusso richiesta
	sub	#2000	
	bcnd	DEV3,leq	
	lacc	Diff_F	
	bcnd	DEV4,gt	
	lacc	#2000	
	neg		
	sac1	Diff_F	
	b	DEV3	
DEV4	splk	#2000,Diff_F	
DEV3	zac		
	spm	2	;calcolo della tensione asse d
	lt	Fsq_stm.h	;parte della formula relativa alla
	mpy	Inv_PS	;variazione di coppia richiesta
	sph	Temp3	
	spm	#VC_PM	
	lt	Temp3	
	mpy	#VC	
	sph	Temp3	
	spm	2	
	lt	Temp3	
	mpy	Diff_c	
	spac		
	spm	2	;parte di formula relativa alla
	lt	Frd_stm.h	;variazione di flusso richiesta
	mpy	Inv_PS	
	sph	Temp2	
	lt	temp2	
	mpy	ModF	
	sph	Temp2	
	spm	#VB_PM	
	lt	Temp2	
	mpy	#VB	
	sph	Temp2	
	spm	2	
	lt	Temp2	
	mpy	Diff_F	
	apac		
	rpt	#11	
	sfl		
	spm	#VA_PM	;parte di formula relativa alla
	lt	w	;forza controelettrica
	mpy	#VA	
	sph	temp	
	spm	2	
	lt	temp	
	mpy	Fsq_stm.h	
	spac		
	sach	Vsd	
	spm	2	;calcolo della tensione asse q
	lt	Fsd_stm.h	
	mpy	Inv_PS	
	sph	Temp3	
	spm	#VC_PM	
	lt	Temp3	
	mpy	#VC	
	sph	Temp3	
	spm	2	
	lt	Temp3	

```

mpy    Diff_C
pac

spm    2
lt     Frq_stm.h
mpy    Inv_PS
sph    Temp2
lt     temp2
mpy    ModF
sph    Temp2
spm    #VB_PM
lt     Temp2
mpy    #VB
sph    Temp2
spm    2
lt     Temp2
mpy    Diff_F
apac

rpt    #11
sfl

spm    #VA_PM           ;parte A
lt     w
mpy    #VA
sph    temp
spm    2
lt     temp
mpy    Fsd_stm.h
apac

sach   Vsq

rovm

```

*calcolo delle componenti normalizzate

```

spm    #band_PM           ;calcolo delle bande di tensione verticali e oblique
lt     E_dc               ;adattandole alla tensione sul bus DC
mpy    #band
sph    Banda
spm    #band2_PM
lt     E_dc
mpy    #band2
pac
sach   Banda2,3

spm    #ADAT_PM           ;adattamento delle componenti d e q del vettore
lt     Vsd                ;tensionestatorica per evitare problemi di overflow
mpy    #ADAT              ;nei calcoli delle componenti
sph    Vsd_P              ;ruotate e di individuazione del settore
lt     Vsq                ;(in particolare ho diviso per 4 da scalizzatore)
mpy    #ADAT
sph    Vsq_P

lacc   Vsd_P              ;valori assoluti delle componenti adattate
abs    Vsq_P              ;per riportacinel primo quadrante
sac1   Vsd_a
lacc   Vsq_P
abs    Vsq_P
sac1   Vsq_a

ret

```

 * INDIVIDUAZIONE POSIZIONE DEL VETTORE TENSIONE STATORICA *

Calc_SetTensione:

```
.newblock

ldp      #b1_saddr>>7
spm      #Tan30_PM
lt        Vsd_P
mpy       #Tan30
sph       TEMP3H          ;Vqdiscr1=Vsd_P*(Tg30)
mpy       #Tan60m
pac
sach      TEMP3L,1        ;Vqdiscr2=Vsd_P*(Tg60/2)*2

lt        Vsd_a
mpy       #Tan60m
pac
sach      temp,1
lacc      Vsqa
sub       Temp
sac1      temp            ;temp=Vqa-Vda*tan60

lacc      Vsd_P

bcnd      FDPOS,GT        ;Vsd>0 ?
lacc      Vsqa_P
bcnd      SECQ,GT         ;Vsqa>0 ?
b         TERQ

FDPOS     lacc      Vsqa_P
          bcnd      PRIQ,GT      ;Vsqa>0 ?
          b         QUAQ

PRIQ      lacc      Vsqa_P
          sub       TEMP3H
          bcnd      SETTORE1POS,LT
          lacc      Vsqa_P
          sub       TEMP3L
          bcnd      SETTORE2NEG,LT
          b         SETTORE2POS

SECQ      lacc      Vsqa_P
          add       TEMP3L
          bcnd      SETTORE3NEG,GT
          lacc      Vsqa_P
          add       TEMP3H
          bcnd      SETTORE3POS,GT
          b         SETTORE4NEG

TERQ      lacc      Vsqa_P
          sub       TEMP3H
          bcnd      SETTORE4POS,GT
          lacc      Vsqa_P
          sub       TEMP3L
          bcnd      SETTORE5NEG,GT
          b         SETTORE5POS

QUAQ      lacc      Vsqa_P
          add       TEMP3L
          bcnd      SETTORE6NEG,LT
          lacc      Vsqa_P
          add       TEMP3H
```

Appendice A

bcnd SETTORE6POS,LT
b SETTORE1NEG

; SETTORE 1

SETTORE1NEG lacc #SET1NEG
sac1 PunTab
splk #-1,Sett
lacc Vsd_a
sac1 Vsd_n
lacc Vsq_a
sac1 Vsq_n

b EXIT

SETTORE1POS lacc #SET1POS
sac1 PunTab
splk #1,Sett
lacc Vsd_a
sac1 Vsd_n
lacc Vsq_a
sac1 Vsq_n

b EXIT

; SETTORE 2

SETTORE2NEG lacc #SET2NEG
sac1 PunTab
splk #-2,Sett
lacc temp
neg
sac1 temp1

b COMP

SETTORE2POS lacc #SET2POS
sac1 PunTab
* splk #0,Nsettore
splk #2,Sett
lacc temp
sac1 temp1

b COMP

; SETTORE 3

SETTORE3NEG lacc #SET3NEG
sac1 PunTab
splk #-3,Sett
lacc temp
sac1 temp1

b COMP

SETTORE3POS lacc #SET3POS
sac1 PunTab
splk #3,Sett
lacc temp
neg
sac1 temp

b COMP

; SETTORE 4


```
SETTORE4NEG  lacc  #SET4NEG
              sacl  PunTab
              splk  #-4,Sett
              lacc  Vsd_a
              sacl  Vsd_n
              lacc  Vsq_a
              sacl  Vsq_n
```

```
b    EXIT
```

```
SETTORE4POS  lacc  #SET4POS
              sacl  PunTab
              splk  #4,Sett
              lacc  Vsd_a
              sacl  Vsd_n
              lacc  Vsq_a
              sacl  Vsq_n
```

```
b    EXIT
```

```
;  SETTORE 5
SETTORE5NEG  lacc  #SET5NEG
              sacl  PunTab
              splk  #-5,Sett
              lacc  temp
              neg
              sacl  temp1
```

```
b    COMP
```

```
SETTORE5POS  lacc  #SET5POS
              sacl  PunTab
              splk  #5,Sett
              lacc  temp
              sacl  temp1
```

```
b    COMP
```

```
;  SETTORE 6
SETTORE6NEG  lacc  #SET6NEG
              sacl  PunTab
              splk  #-6,Sett
              lacc  temp
              sacl  temp1
```

```
b    COMP
```

```
SETTORE6POS  lacc  #SET6POS
              sacl  PunTab
              splk  #6,Sett
              lacc  temp
              neg
              sacl  temp1
```

```
b    COMP
```

```
COMP          spm    #Invcos_PM      ;calcoli relativi alla rotazione del vettore Vs per
              lt      Vsd_a          ;riportarci nelle condizioni di effettuare la scelta
              mpy     #Invcos        ;delle configurazioni rispetto al settore 1+
              pac
              sfl
              sfl
              spm     #Cos30_PM
              lt      temp
```

Appendice A

```

    mpy    #Cos30
    apac
    sach    Vsd_n

    spm    #Sen30_PM
    lt     temp1
    mpy    #Sen30
    sph    Vsq_n

```

EXIT ret

```

*****
* INDIVIDUAZIONE DELLA CONFIGURAZIONE                                     *
*****

```

Calc_Config:

.newblock

```

    ldp    #b2_saddr>>7    ;si impongono,all'avviamento,le configurazioni
    lacc    IniCi          ;altrimenti si ha un avviamento casuale
    add     #1              ;(per 500 cicli dopo il comando di RUN
    sac1    Inici           ;si applica la configurazine nulla)

```

```

    ldp    #b2_saddr>>7
    lacc    IniCi
    sub     #500
    bcnd    salta,gt
    ldp     #b1_saddr>>7

```

```

    lacc    #SET1POS
    sac1    PunTab

```

ret

salta ldp #b2_saddr>>7
 splk #1000,Inici

```

    ldp    #b1_saddr>>7    ;si individua la banda verticale di
    lacc    Vsd_n          ;appartenza di Vs
    sub     banda
    bcnd    VET0,leq
    sub     banda
    bcnd    VET6,leq
    sub     banda
    bcnd    VETB3,leq
    sub     banda
    bcnd    VETB4,leq
    sub     banda
    bcnd    VETB5,leq
    b       FUORI

```

VET6 lacc PunTab
 add #25
 sac1 PunTab
 splk #6,v
 ret

VETB3 add Banda ;si calcola la componente di Vs in direzione
 sac1 Temp ;perpendicolare alla banda obliqua per individuare se
 spm #Sen30_PM ;è più vicino al vettore1 oppure al 6
 lt Temp
 mpy #Sen30
 pac
 spm #Cos30_PM

	lt	Vsq_n	
	mpy	#Cos30	
	apac		
	sach	Vob1	
	lacc	Vob1	
	sub	Banda	
	bcnd	VET6,leq	
VET1	lacc	PunTab	
	add	#5	
	sac1	PunTab	
	splk	#1,v	
	ret		
VETB4	spm	#Sen30_PM	;si calcola la componente di Vs in direzione
	lt	Vsd_n	;perpendicolare alla banda obliqua per individuare
	mpy	#Sen30	;se è più vicino al vettore1 oppure al 7
	pac		
	spm	#Cos30_PM	
	lt	Vsq_n	
	mpy	#Cos30	
	spac		
	sach	Vob2	
	lacc	Vob2	
	sub	Banda	
	bcnd	VET1,leq	
VET7	lacc	PunTab	
	add	#20	
	sac1	PunTab	
	splk	#7,v	
	ret		
VETB5	add	Banda	;si calcola la componente di Vs in direzione
	sac1	Temp	;perpendicolare alla banda obliqua per individuare se
	spm	#Sen30_PM	;è più vicino al vettore 2 oppure al 7
	lt	Temp	
	mpy	#Sen30	
	pac		
	spm	#Cos30_PM	
	lt	Vsq_n	
	mpy	#Cos30	
	apac		
	sach	Vob1	
	lacc	Vob1	
	sub	Banda	
	bcnd	VET7,leq	
VET2	lacc	PunTab	
	add	#10	
	sac1	PunTab	
	splk	#2,v	
	ret		
FUORI	spm	#Sen30_PM	;si calcola la componente di Vs in direzione
	lt	Vsd_n	;perpendicolare alla banda obliqua per
	mpy	#Sen30	;individuare se è più vicino al vettore
	pac		;2 oppure al 3, questo vale anche nel caso che il vettore
	spm	#Cos30_PM	;calcolato esca dell'esagono delle configurazioni
	lt	Vsq_n	
	mpy	#Cos30	
	spac		
	sach	Vob2	
	lacc	Vob2	
	sub	banda2	
	bcnd	VET2,leq	
	lacc	PunTab	

Appendice A

```
        add    #15
        sac1   PunTab
        splk   #3,v
        ret
VET0    splk   #0,v
        ret
```

```
*****
* SI PREPARANO LE USCITE PER DARE LA CONFIGURAZIONE SCELTA PER          *
* IL SUCCESSIVO TERZO TERZO DEL CICLO SUCCESIVO                          *
*****
```

PrepUsc_PriTerzo:

```
.newblock
ldp      #b1_saddr>>7
lacc     PunTab
splk     #000Fh,TSTACCA
tblr     CONFIGPRIMOTERZO
lacc     CONFIGPRIMOTERZO
and      #0100000000000000b
ldp      #gptcon>>7
sac1     CMPR1
ldp      #b1_saddr>>7
lacc     CONFIGPRIMOTERZO
and      #0010000000000000b
ldp      #gptcon>>7
sac1     CMPR2
ldp      #b1_saddr>>7
lacc     CONFIGPRIMOTERZO
and      #0001000000000000b
ldp      #gptcon>>7
sac1     CMPR3
ldp      b1_saddr>>7
freq     ONFIGTERZOTERZO,CONFIGPRIMOTERZO

ret
```

```
*****
* Routine di caricamento dati sulla RAM della Evaluation_Board          *
* Si attiva con l'azionamento dello switch n°8                        *
*****
```

Debug98:

```
ldp      #b1_saddr>>7
save32   Fsq_stm
ldp      #b1_saddr>>7
save32   Fsd_stm
ldp      #b1_saddr>>7
save32   Frq_stm
ldp      #b1_saddr>>7
save32   Frd_stm

ret
```

```
*****
* Routine visualizzazione su DAC   3/5 us                               *
*****
```

Write_DAC:

```
.newblock

ldp      #b2_saddr>>7
in        Sw_status,switches
bit       sw_status,15-0
cc        w1,tc                ; (SW1)-->[DAC 0,1]
```

```

bit    sw_status,15-1
cc      w2,tc                ; (SW2)-->[DAC 2,3]
bit    sw_status,15-2
cc      w3,tc                ; (SW3)-->[DAC 0,1]
bit    sw_status,15-3
cc      w4,tc                ; (SW4)-->[DAC 2,3]

spm     0
out     dac0_val,dac0
out     dac1_val,dac1
out     dac2_val,dac2
out     dac3_val,dac3
out     UpdateDac,dac_update ; aggiorna l'uscita dei DAC
ldp     #b1_saddr>>7
ret

```

; SWITCH 1 ON verso DAC 0,1

```

w1:      ldp     #b1_saddr>>7
         lacc     Crefg,12
         add     #800h<<1,15
         ldp     #b2_saddr>>7
         sach     dac0_val

         ldp     #b1_saddr>>7
         lacc     W,12
         add     #0800h<<1,15
         ldp     #b2_saddr>>7
         sach     dac1_val

ret

```

; SWITCH 2 ON verso DAC 2,3

```

w2:      ldp     #b1_saddr>>7
         lacc     C,12          ;procedura per la visualizzazione di grandezze a 16 bit:
;         right   #4          ;lacc valore16bit,12 - add#0800h<<1,15 - ecc..
         add     #0800h<<1,15
         ldp     #b2_saddr>>7
         sach     dac2_val

         ldp     #b1_saddr>>7
         lacc     Ia,12         ;procedura per la visualizzazione di grandezze a 32 bit:
;         right   #4          ;lacc32 valore32bit - right #4 - add#0800h<<1,15 - ecc..
         add     #0800h<<1,15
         ldp     #b2_saddr>>7
         sach     dac3_val
ret

```

; SWITCH 3 ON verso DAC 0,1

```

w3:      ldp     #b1_saddr>>7
         lacc     Cmax,12
;         right   #4
         add     #0800h<<1,15
         ldp     #b2_saddr>>7
         sach     dac0_val

         ldp     #b1_saddr>>7
         lacc     NCOMM,12
;         right   #4
         add     #0800h<<1,15
         ldp     #b2_saddr>>7
         sach     dac1_val

```

ret

; SWITCH 4 ON verso DAC 2,3

```
w4:      ldp      #b1_saddr>>7
        lacc32   Fsd_stm
        right    #4
        add      #0800h<<1,15
        ldp      #b2_saddr>>7
        sach     dac2_val
```

```
        ldp      #b1_saddr>>7
        lacc32   Fsq_stm
        right    #4
        add      #0800h<<1,15
        ldp      #b2_saddr>>7
        sach     dac3_val
```

ret

```
*****
* Routine di blocco esecuzione programma e visualizzazione su LED *
*****
```

STACCA .newblock

```
ldp      #gptcon>>7
splk     #0000h,ACTR
```

```
LAMP      ldp      #b1_saddr>>7
        lacc      TSTACCA
        ldp      #b2_saddr>>7
        sac1     LED_STATUS
        out      LED_STATUS,LEDS
        lacc     #32767,6
```

```
C1        sub      #1
        bcnd     C1,GT
        lacc     #0000h
        sac1     LED_STATUS
        out      LED_STATUS,LEDS
        lacc     #32767,6
```

```
C2        sub      #1
        bcnd     C2,GT
        b        LAMP
```

```
*****
* DEFINIZIONE VARIABILI USATE NEL PROGRAMMA *
*****
```

```
*****
* SEZIONE DATI B2 *
*****
```

```
DW      ".B2",waitstate ;usata in Iniz_Hardware
DW      ".B2",led_status ;variabile stato LED
DW      ".B2",sw_status  ;variabile stato Switch
DW      ".B2",dac0_val
DW      ".B2",dac1_val
DW      ".B2",dac2_val
DW      ".B2",dac3_val
DW      ".B2",UpdateDac
DW      ".B2",Dflg       ;Indicatore Deflussaggio
DW      ".B2",LimC       ;indicatore di Limitazione di Coppia
DW      ".B2",IniCi
```

```
DW ".B1",KVSDMED;variabili per calcolo tensioni medie
DW ".B1",KVSQMED;variabili per calcolo tensioni medie
DW ".B1",VSDMED ;componente d della tensione stellata media applicata allo statore
DW ".B1",VSQMED ;componente q della tensione stellata media applicata allo statore
DW ".B0",mulreg1b0
DW ".B0",mulreg2b0
DW ".B0",e_dcv ;variabile usata nel filtro E_DC
DW ".B0",e_dcqv ;variabile usata nel filtro E_DC
```

* Elenco delle variabili per DSVM *

```
DW ".B1",E_DC ;Tensione bus DC
DW ".B1",E_DC1
DW ".B1",E_DC2
DW ".B1",CONFIGPRIMOTERZO
DW ".B1",CONFIGSECONDOTERZO
DW ".B1",CONFIGTERZOTERZO
DL32 ".B1",Fr_stm2
DW ".B1",Inv_ModF
DW ".B1",PunTab ;puntatore tabelle configurazioni
DW ".B1",TSTACCA ;Variabile per la verifica del rispetto della durata dei tre terzi di ciclo
DW ".B1",kinv
DW ".B1",Ctem
```

* Elenco delle variabili controllo velocità e coppia *

```
DW ".B1",W ;Velocità stimata
DW ".B1",C ;COPPIA STIMATA
DW ".B1",Cref ;Coppia riferimento
DW ".B1",Crefg ;Cref proporzionale al flusso di riferimento
DW ".B1",Cref_v
DW ".B1",Cref2 ;Variabili ausiliarie per filtrare il valore->
DW ".B1",Cref1 ;->della coppia di riferimento del potenziometro
DW ".B1",Cmax ;Coppia Massima
DW ".B1",pt
```

* Elenco variabili Flussi *

```
DW ".B1",Fr_r ;Flusso Rotorico di Riferimento
DW ".B1",Inv_Fr ;Inverso Flusso Rotorico di Riferimento
DW ".B1",ContN ;Flusso Rotorico di Riferimento in deflussaggio
DW ".B1",ContP ;Flusso Rotorico di Riferimento in deflussaggio
DW ".B1",Auto ;Inverso Flusso Rotorico di Rif in deflussaggio
DW ".B1",ContF ;Inverso Flusso Rotorico di Rif in deflussaggio
DL32 ".B1",Fsd_stm ;Flusso statorico stimato d
DL32 ".B1",Fs_q_stm ;Flusso statorico stimato q
DL32 ".B1",Fsd_stm_v ;Flusso statorico stimato d ciclo precedente
DL32 ".B1",Fs_q_stm_v ;Flusso statorico stimato q ciclo precedente
DL32 ".B1",DFrd ;Errore flusso rotorico d
DL32 ".B1",DFrq ;Errore flusso rotorico q
DL32 ".B1",Frd_stm ;Flusso rotorico stimato d
DL32 ".B1",Frd_q_stm ;Flusso rotorico stimato q
DL32 ".B1",Frd ;Flusso rotorico d
DL32 ".B1",Frd_q ;Flusso rotorico q
DL32 ".B1",TVsmed_d ;Prodotto V*Tc d
DL32 ".B1",TVsmed_q ;Prodotto V*Tc q
DL32 ".B1",TRI_d
DL32 ".B1",TRI_q
DL32 ".B1",Fsd_rot ;Componente d del flusso statorico di rif.nel sist.del fl.rotorico
DL32 ".B1",Fs_q_rot ;Componente q del flusso statorico di rif.nel sist.del fl.rotorico
DL32 ".B1",FS2;Modulo al quadrato del flusso statorico
DL32 ".B1",FS2RIF ;Riferimento del modulo quadrato del FS
DW ".B1",TEMP3L ;Variabile temporanea 3L
```

Appendice A

```
DW ".B1",TEMP3H ;Variabile temporanea 3H
DW ".B1",NCOMM ;Variabile temporanea 3H
```

```
*****
* Elenco variabili DSVM predittiva *
```

```
*****
DW ".B1",ModF ;Modulo flusso statorico stimato
DW ".B1",ModFR ;Modulo flusso statorico di riferimento
DW ".B1",Temp2 ;Variabile temporanea
DW ".B1",Temp3 ;Variabile temporanea
DW ".B1",Vsd ;Tensione statorica asse d
DW ".B1",Vsqr ;Tensione statorica asse q
DW ".B1",Vsd_a ;Valore assoluto della tensione statorica ruotata asse d
DW ".B1",Vsqr_a ;Valore assoluto della tensione statorica ruotata asse q
DW ".B1",Vob1 ;Componente della Vs perpendicolare alla banda obliqua
DW ".B1",Vob2 ;Componente della Vs perpendicolare alla banda obliqua
DW ".B1",Banda ;Banda di tensione
DW ".B1",Banda2 ;Banda doppia di tensione
DW ".B1",Vsqr_n ;Tensione statorica ruotata di asse q
DW ".B1",Vsd_n ;Tensione statorica ruotata di asse d
DW ".B1",V ;Variabile vettore scelto per Debug98
DW ".B1",Diff_c ;Differenza fra coppia di riferimento e stimata
DW ".B1",Diff_F ;Differenza moduli flussi statorici di riferimento e stimato
DW ".B1",Inv_PS ;Inverso prodotto scalare flusso statorico e rotorico stimati
DL32 ".B1",PS ;Prodotto scalare flussi statorico e rotorico stimati
DW ".B1",K1 ;Puntatore tabella per modulo flusso statorico stimato
DW ".B1",K2 ;Puntatore tabella per modulo flusso statorico di riferimento
DW ".B1",pippo ;Puntatore tabella per l'inverso del prodotto scalare
DW ".B1",Vsd_p ;Valore assoluto ed adattato della componente d
DW ".B1",Vsqr_p ;Valore assoluto ed adattato della componente q
*****
```

```
*****
* Elenco variabili correnti *
```

```
*****
DW ".B1",Ia ;Corrente fase a
DW ".B1",Ib ;Corrente fase b
DW ".B1",DI ;Scarto fra lettura e precedente
DW ".B1",Id ;Corrente asse d
DW ".B1",Iq ;Corrente asse q
DL32 ".B1",TEMP32
*****
```

```
*****
* Registri ausiliari della moltiplicazione *
```

```
DW ".B1",MulReg
```

```
*****
* Altre variabili *
```

```
*****
DW ".B1",Temp_Var ;Variabile temporanea (non cancellare serve in DEBUG.ASM)
DW ".B1",Temp ;Variabile temporanea
DW ".B1",Temp1 ;Variabile temporanea
DW ".B1",xxx ;Variabile temporanea
DW ".B2",outH
DW ".B2",outL
DW ".B1",Sett ;variabile per verifica Debug98 del settore flusso
*****
```

```
*****
* Tabelle nella Program Memory *
```

```
*****
; Tabella di configurazioni di leds
```

```
Tab_Of_Leds: .word 1b
              .word 10b
              .word 100b
```



```
.word 1000b
.word 10000b
.word 100000b
.word 1000000b
.word 10000000b
.word 0b
```

```
*****
* Tabelle ricopiate nella Program Memory *
*****
```

```

        .copy "DEBUG.ASM"
        .copy "CONFIG.ASM"

NULLA   .word 0000000000000000b
        .word 0000000000000000b
        .word 0000000000000000b
        .word 0
        .word 0

        .end
```

Appendice B

I codici di programma per la trazione del veicolo elettrico

B.1 Codice sorgente per l'implementazione del modulo di condizionamento sul microcontrollore INTEL

B.1.1 Macc.c

```
//#include <c:\user\fff\c96\c96init.h>
/* #include <c:\c196\c96init.h>
```

```
*/
```

```
#include "define.h"
#include "ramdp.h"
#include "display.h"
#include "es696reg.h"
#include "es696ext.h"
#include "varp.h"
```

```
/*
```

ROUTINE "MacchinaA": Verifica se il pedale del freno è azionato e stabilisce quale riferimento di frenatura e quale rampa di frenatura applicare.

Ingressi: cf (stato del pedale del freno)
 ca (stato del pedale dell'acceleratore)

Parametri: tfr1 (coppia frenante 1, con pedale freno non schiacciato)
 tfr2 (coppia frenante 2, con pedale freno schiacciato)

Uscite: ca1 (condizionamento sullo stato del pedale acceleratore)
 tfr (riferimento di coppia in caso di frenata)

```
*/
```

```
void macchinaA (char ca, char cf, short tfr1, short tfr2)
{
    if (cf==0)
    {
```

```
        ca1=0;
        tfr=tfr2;
        rampaf=RAMPA3;
    }
    else
    {
        ca1=ca;
        tfr=tfr1;
        rampaf=RAMPA2 ;
    }
}

/*
```

ROUTINE: "MacchinaB": Definisce il riferimento di coppia o di frenatura in base alla posizione della leva del cambio (ma: marcia avanti, re: retromarcia)

Ingressi: ain: riferimento del potenziometro del pedale acceleratore

Output: tsp: riferimento di coppia da produrre
tf: riferimento di coppia da applicare in caso di frenata
ca2: condizionamento per pedale acceleratore

Parametri: tfr: coppia di frenatura(tfr1 o tfr2 già selezionato)

*/

void macchinaB (short tfr,short init,char ca1,short ain,short vel,char ma,char re)

```
{
static int statusb;
if (init == 1)
{
    statusb = 0;
    ca2=0;
    tsp=0;
}
else
{
    switch (statusb)
    {
    case 0:          /* Stato di riposo */
        ca2=0;
        tsp=0;
        if(ma==1&re==0)
        {
            statusb=1;
            break;
        }
        if(ma==0&re==1)
        {
            statusb=3;
            break;
        }
        else
            break;

    case 1:
        tsp=+ain;

        if (velocita<0)
```

```
    tf=0;
else
    tf=-tfr;

ca2=ca1;

if(ma==0)
{
if (velocita<0)
    statusb = 0;
else
    statusb=2;
}
break;

case 2:
    ca2=0;
    tf=-tfr;

    if((ma==0) && (re==0))
    {
        statusb = 0;
        break;
    }

    if(ma==1)
    {
        statusb = 1;
        break;
    }

    if((ma==0) &&(re==1))
    {
        statusb=3;
        break;
    }
    else
        break;

case 3:
    ca2=ca1;
    tsp=-ain;

    if (velocita>0)
        tf=0;
    else
        tf=tfr;

    if(re==0)
    {
        if (velocita>0)
            statusb = 0;
        else
            statusb=4;
    }

    break;

case 4:
    ca2=0;
    tf=+tfr;

    if((ma==0) && (re==0))
    {
```

```
        statusb=0;
        break;
    }
    else if((ma==1) && (re==0))
    {
        statusb=1;
        break;
    }
    else if((ma==0) && (re==1))
    {
        statusb=3;
        break;
    }
    else
        break;
}
}
}
```

/*

Routine:"MacchinaC": In base al bit di controllo del pedale dell'
 acceleratore stabilisce quale riferimento e
 quale rampa dare in uscita.

Ingressi: ca2 (condizionamento dello stato del pedale acceleratore)
 tsp (riferimento coppia accelerante)
 tf (riferimento di coppia in caso di frenatura)
 RAMPAF (rampa di frenatura)
 vel (soglia di velocità)
 tist (coppia istantanea misurata)

Uscite: t (riferimento finale di coppia)
 abil (bit di abilitazione dell'inverter)
 pend (rampa scelta)

*/

```
void macchinaC (char ca2,short init,short tsp,short tf,short rampaf,short vel,short tist)
{
```

```
static int statusc;
```

```
if (init == 1)
```

```
{
```

```
    statusc = 0;
```

```
    t = 0;
```

```
/*          abil=1;                25/03/02 F.C. */
```

```
    abil = 0;
```

```
}
```

```
else
```

```
{
```

```
    switch (statusc)
```

```
    {
```

```
        case 0:
```

```
            t=0;
```

```
/*          abil=1;                25/03/02 F.C. */
```

```
            abil = 0;
```

```
            if (ca2==1)
```

```
            {
```

```
                statusc=1;
```

```
                break;
```

```
            }
```

```
            else
```

```
        break;

    case 1:
        t=tsp;
        abil=1;
        pend=RAMPA1;
        if (ca2==0)
        {
            statusc=2;
            break;
        }
        else
            break;

    case 2:
        t=tf;
        abil=1;
        pend=rampaf;
        if (ca2==1)
        {
            statusc=1;    /* 25/03/02 F.C. */
            break;
        }
        else if(vel==0)
        {
            statusc=3;
            break;
        }
        else
            break;

    case 3:
        t=0;
        abil=1;
        pend=RAMPA4;
        if (tist==0)
        {
            statusc=0;
            break;
        }
        else
            break;
    }
}
}
```

/*

ROUTINE "MacchinaSoglia": Verifica se la grandezza in ingresso è contenuta entro
un valore di soglia oppure no.

Ingresso: x (grandezza in ingresso che può essere >0 o <0)
soglia (valore assoluto della soglia)

Parametri:

Uscita: y (=0 se x è interno alla soglia, =1 se x è fuori dalla soglia)

*/

short macchinaS(short x, short soglia)

```
{
short y;

    if(x>=0)
    {
        if(x >= soglia)
            y=1;
        else
            y=0;
    }

    else
    {
        if(-x < soglia)
            y=0;
        else
            y=1;
    }

    return (y);

}
```

B.2 Codici sorgente per l'implementazione del controllo SFVC con stimatore dinamico

B.2.1 Asinc.asm

```
;-----
;
;
;   File: Asinc.asm
;   Project: ES696/5
;
;   Descrizione: Corpo del programma
;-----

.list
.include "c:\320tools\sf240regs.h"
.copy "320sf240.h"
.include "es696_3.h"
.include "asnc_cst.h"
.include "macro.asm"

.text

.def    _asinc
.ref    _init_peripheral
.ref    _test
.ref    _start
.ref    _elabora
.ref    _sci
.ref    _ramdp
.ref    _refrsh
.ref    _startSFVC
```



```
.text

_async:

*
* -----
* INIZIALIZZAZIONE PERIFERICHE INTERNE ED AVVIO PROGRAMMA
* -----
*

        CALL    _init_peripheral      ;Inizializzazione DSP

        CALL    _startSFVC

        CALL    _test                  ;Test della ram dual port in congiunzione col uC

        CALL    _start                 ;Scambio parametri con uC ed avvio

*
* -----
* PARTE CICLICA A 333us
* -----
*

LOOP:

        LAR     AR5,#EVIFRB            ;AR5 punta al dato da accedere
        MAR     *,AR5

*
LOOP1:

*      SETC     XF                     ;Set del pin XF
*      NOP
*      NOP
*      CLRC     XF                     ;Clear del pin XF

        BIT     *,15-T3PINT            ;Attesa fine periodo di T3
        BBZ     LOOP1

*
        DINT
        LACC     #1,T3PINT              ;Azzeramento del flag di interrupt
        OR      *
        SACL     *
        EINT

*
        CALL    _elabora

        CALL    _sci

        CALL    _ramdp

        CALL    _refrsh                 ; Passaggio valori alla RRI

*
        B       LOOP
*

.end
```

B.2.2 Asrout.asm

```

;-----
;
; File: Asrout.asm
; Project: ES696/5
;
; Descrizione: File di routine
;-----

.list
.include "c:\320tools\sf240regs.h"
.copy "320f240.h"
.include "es696_3.h"
.include "asnc_cst.h"
.include "macro.asm"

.text

.ref    ACCB
.ref    ACCC
.ref    ACCD
.ref    ONE
.ref    MINUS
.ref    MAX      ;Costante 7FFFh
.ref    MIN      ;Costante 8000h (-8000h)
.ref    H4000    ;Costante 4000h

*
*
=====
* ROUTINE "INIT_PERIPHERAL" CHE ESEGUE l'inizializzazione
* delle periferiche del DSP
* =====
*

.def    _init_peripheral

_init_peripheral:
;
;   SETC    INTM                      ;Disable interrupts
;
;   LDP     #MTH_MAIN_PAGE
;   RDBYTE          ACCC,RMDINT      ;Lettura a 3FEh disattiva eventuale
;                                   ;Interrupt da micro-controllore
;
;   LDP     #0                      ;DP-->0000h-007Fh
;   SPLK    #0000h,IMR              ;Mask all core interrupts
;   LACC    IFR                     ;Read Interrupt flags
;   SACL    IFR                     ;Clear all interrupt flags
;
;   SETC    SXM                     ;Set Sign Extension Mode
;   CLRC    CNF                     ;Config Block B0 to Data mem
;
;   CLRC    XF                      ;Clear del pin XF
*
;   Set_Clock                       ;Clock di sistema
;
*
;Watch Dog

```

```
LDP  #00E0h          ;DP-->7000h-707Fh
SPLK  #01101111b, WDCR ;Disable WD if VCCP=5V,
                        ;64 prescale, No reset
WDOGR                        ;Reset Watch Dog Timer per
                        ;azzerare interrupt pendenti
;
*                          ;Programmazione attivit... pin di I/O

LDP  #DIO_PAGE
SPLK  #0000111100000011b,PADATDIR

                        ;IOPA0, IOPA1, IOPA2 and IOPA3 output,
                        ;IOPA0 = 1, IOPA1 = 1, IOPA2 = 0,
                        ;IOPA3 = 0

SPLK  #00000000100000000b,PBDATDIR

                        ;IOPB0 output, IOPB1 - IOPB7 input
                        ;IOPB0 = 0

SPLK  #0000000000000000b,PCDATDIR
                        ;IOPC0 - IOPC7, input
*

;Wait state generator

LDP  #MTH_MAIN_PAGE
SPLK  #0110b,ACCB      ;Set wait state generator for:
OUT   ACCB,WSGR        ;Program Space 0 wait states,
                        ;Data Space 1 wait states,
                        ;I/O Space 1 wait state
;

EV_Init                        ;Inizializzazione Event Manager
                        ;(aggiunta inizializzazione Encoder)

*

CALL  _sci_init              ;Inizializzazione seriale
;
ADC_init                      ;Inizializzazione convertitore AD
;

INT_init                      ;Inizializzazione interrupt
;

RET

*
*
*
*
=====
* ROUTINE "TEST" CHE ESEGUE UN CONTROLLO SU RAM DP E LOGICA
* DI CONTROLLO
* =====
*
.def    _test                ;Label di accesso alla routine
*
.text
*
_test:
*
LTRDP1
```

```

        WDOGR                                ;Reset Watch Dog

        UCONT_NO_READY    LTRDP1            ;Attesa della scrittura da parte del uC
*
*   Lettura e complementazione dei bytes da 83FEh a 8000h sulla RAMDP
*
        LDP    #MTH_MAIN_PAGE
        LAR    AR6,#RMDINT
        LAR    AR5,#(RMDINT-RDP_BASE)
        MAR    *,AR6
LTRDP2
        LACC    *                            ;La prima lettura a 3FEh azzerà INTRAMD
        XOR    MINUS                        ;Complemento il valore letto e lo riscrivo
        SACL    *-,AR5                      ;Scrittura di dato all'indirizzo ACCB di RAMDP
*
        BANZ    LTRDP2,*-,AR6
*
        RDBYTE    ACCC,INTRAM                ;Lettura di dato all'indirizzo 3FFh di RAMDP
*
        LAC    ACCC
        XOR    MINUS                        ;Complemento il valore letto e lo riscrivo
        SACL    ACCC
*
        WRBYTE    ACCC,INTRAM                ;Scrittura di dato all'indirizzo 3FFh di RAMDP
*                                           provoca un fronte negativo di segnale
*                                           INTRAM che avvisa il uC che il DSP ha
*                                           terminato la sua fase di test
*
LTRDP3

        WDOGR                                ;Reset WDT
*
        UCONT_NO_READY    LTRDP3            ;Attesa della scrittura da parte del uC

        ;OK sul test dal uC
*
        RDBYTE    ACCC,RMDINT                ;Lettura a 3FEh azzerà INTRAMD
*
        WDOGR                                ;Rest WDT
*
        RET
*
*
*
*
=====
* ROUTINE "START" CHE SINCRONIZZA IL DSP COL uC E CARICA I
* PARAMETRI FISSI DURANTE IL FUNZIONAMENTO
* =====
*
        .def    _start                ;Label di accesso alla routine

        .ref    ALRMW                ;Variabile gestita a bit e scritta su RAM DP
        .ref    CONFIG                ;Variabile con bits di configurazione
        .ref    K0IMV                ;Coefficienti della regolazione PID della
        .ref    M1                    ;Coefficienti delle rette della
        .ref    M2                    ;regolazione V/f
        .ref    TVFMAX                ;Valore massimo di TVF
        .ref    M1_2                  ;Coefficienti delle rette della
        .ref    M2_2                  ;regolazione V/f
        .ref    TVFMAX_2              ;Valore massimo di TVF
        .ref    ROT_A                 ;Seno della fase introdotta dal filtro analogico
        .ref    IALIM1
        .ref    KVB                    ;Costante per la compensazione della

```

```

.ref    CONTAS    ;tensione di barra
.ref    NUMCL     ;Periodo del PERIOD R. in funz. asincrono
.ref    DTCLT     ;LSW del numeratore per il calcolo di CONT

```

* DEDICATO A ELISA 4-3-03

```

.ref    FRVF      ;Variabili che contengono le frequenze
.ref    FRVF20    ;caratteristiche della regolazione V/f:
                ;fine regolazione, 1/20 freq
.ref    M1        ;Coefficienti delle rette della
.ref    M2        ;regolazione V/f
.ref    N1H       ;Elisa TVB
.ref    N2H       ;Elisa TVB
.ref    N1L       ;Elisa TVB
.ref    N2L       ;Elisa TVB
.ref    TVFMAX_2  ;Massimo valore di TVF
.ref    FRVF_2    ;Variabili che contengono le frequenze
.ref    FRVF20_2  ;caratteristiche della regolazione V/f:
                ;fine regolazione, 1/20 freq
.ref    M1_2      ;Coefficienti delle rette della
.ref    M2_2      ;regolazione V/f
.ref    N1H_2     ;Elisa TVB
.ref    N2H_2     ;Elisa TVB
.ref    N1L_2     ;Elisa TVB
.ref    N2L_2     ;Elisa TVB
.ref    DTPST     ;Variabile dove immagazzinare DELTAP(ASINC) in
                ;attesa dell'aggiornamento
.ref    DTST      ;Tempo morto da passare a RRI
.ref    DLTDCB    ;Extra incremento per rendere pi— rapida
                ;l'andata a regime della corrente di DCB
                ;(1 per Sinus/LIFT, 0 per Sinus/IFD)
.ref    FDCB      ;Frequenza bassima da produrre durante DCB.
.ref    IAMPID    ;Integratore del regolatore di corrente
.ref    IAREG     ;Regolatore di corrente
.ref    IADCB     ;Valore nominale della corrente di DCB
.ref    TVFDCB    ;Variabile che contiene il valore di TVF
.ref    IADCB     ;Valore nominale della corrente di DCB
.ref    STODCB    ;Ultimo valore di TVF prima di interrompere
                ;una DCB
.ref    FRZDCB    ;Coefficiente per la riduzione del valore
                ;di TVF in DCB (STODCB)
.ref    TVFST     ;Variabile che contiene il valore di TVF
.ref    VMODST    ;Vettore da produrre
.ref    CONSTST
.ref    IATTF     ;Valore filtrato della corrente di fase
.ref    IATTFs    ;Memoria del filtro su IATTF
.ref    IATFST    ;IATTF * 4
.ref    IATTF     ;Corrente ulteriormente filtrata per agganciamento
                ;Speed Search Ta = 255 * 250uS

```

*

```

.text

```

*

```

_start:

```

*

```

LDP    #MTH_MAIN_PAGE

```

*

```

WRBYTE    ACCC,INTRAM    ;Scrittura di dato ONE all'indirizzo
                        ;3FFH di RAMDP (DSP pronto)

```

*

```

;ATTESA SCRITTURA DI uC SU RAM DP

```

```

LSTR4:

```

```

WDOGR     ;Rest WDT

```

*


```

*
* =====
* ROUTINE "ELABORA"
* =====
*

        .def      _elabora      ;Label di accesso a questa routine

        .ref      CONFIG        ;Variabile con bits di configurazione
        .ref      ALRMW         ;Variabile gestita a bit e scritta su RAM DP
        .ref      RESALR        ;Variabile gestita a bit e scritta su RAM DP
        .ref      Ia            ;Corrente di fase A
        .ref      Ib            ;Corrente di fase B
        .ref      Ic            ;Corrente di fase C
        .ref      VBARRA
        .ref      KDCNTMK
        .ref      SPACE1
        .ref      SPACE2
        .ref      SPACE3

        .ref      INDGT
        .ref      BITS1         ;Variabile gestita a bit e letta da RAM DP
        .ref      IAMPID        ;Integratore del regolatore di corrente
        .ref      IAREG         ;Regolatore di corrente
        .ref      ROT_A         ;Seno della fase introdotta dal filtro analogico
        .ref      ROT_B         ;Coseno della fase introdotta dal filtro analogico
        .ref      ROT_C         ;Seno della fase introdotta dal filtro analogico
        .ref      IATTF         ;Valore filtrato della corrente di fase
        .ref      IATTFS        ;Memoria del filtro su IATTF
        .ref      POUT          ;Potenza istantanea erogata
        .ref      RS            ;Resistenza di statore
        .ref      POUTS         ;Variabile di appoggio per il calcolo del
                                ;filtro su POUT
        .ref      KDCONT        ;Coefficiente per la normalizzazione di POUT a
                                ;10kHz
        .ref      CDTA          ;Compensazione del tempo morto sulla fase A
        .ref      CDTB          ;Compensazione del tempo morto sulla fase B
        .ref      CDTC          ;Compensazione del tempo morto sulla fase C
        .ref      DTCLT         ;Parametri per compensazione tempo morto
        .ref      DTCGT
        .ref      SGLF
        .ref      SLPF
        .ref      TMSO0         ;Pilotaggio delle uscite digitali in T.M.

*
*_elabora:

        Rd_dig_input          ;Lettura ingressi digitali

*
        LDP      #MTH_MAIN_PAGE

*
        LAC      RESALR
        AND      ALRMW
        SACL     ALRMW        ;Reset degli allarmi

*

* PROVVISORIO
        LACC     #0
        SACL     CONFIG

        SBT_NZCONFIG,TT,L_ELAB_13 ;Inverter in Test Mode?
                                ;Se SI' salta

```

Appendice B

```
*
* GESTIONE INPUT OUTPUT DIGITALE
*
    LACC  #0Bh          ;Complementa i bits ALBL1, PT e ALFUSE
    XOR   INDGT         ;per poter dare allarme
    AND   #0Bh          ;Selezione di tutti i bits di INDGT
    SACL  ACCB          ;che possono dare allarme
*
    LACC  #0Ah          ;Azzera i bit di allarme non istantanei
    XOR   MINUS         ;ALFUSE e ALPT di ALRMW
    AND   ALRMW         ;Attivazione dei bits che daranno allarme
    OR    ACCB          ;Solo ALBL1 rimane memorizzato
    SACL  ALRMW
*
* Gestione di BITS1
*
    LAC   ONE,ALBL1
    AND   ALRMW         ;Test su bit ALBL1 di ALRMW (Š l'unico
                        ;bit che da immediatamente un allarme
    BZ    L_ELAB_1      ;Con un allarme si mantiene l'inverter
    LACC  #085h         ;in Stand By e si blocca una Speed S.
                        ;clear bits STBY, BRAKE e SPS di BITS1
L_ELAB_1:
    XOR   MINUS
    AND   BITS1
    SACL  BITS1
*
    SBT_Z BITS1,STBY,L_ELAB_2
    U51_ON          ;Si mantiene abilitato il buffer U51
*
    SBT_Z BITS1,BRAKE,L_ELAB_3
    BRAKE_ON        ;Abilita BRAKE
    B      L_ELAB_4
L_ELAB_2:
    U51_OFF         ;Si mantiene interdetto il buffer U51
*
L_ELAB_3:
    BRAKE_OFF       ;Disabilita BRAKE
L_ELAB_4:
*
    SBT_NZINDGT,BIT_0,L_ELAB_5 ;Ricerca eventuale blocco hardware
    OC_RESET        ;Reset a circuito di blocco
*
L_ELAB_5:
    RET
*
*
* Gestione PWM per TEST MODE
*
L_ELAB_13:
    SBT_Z BITS2,TTM,L_ELAB_26 ;Se non era già in Test Mode salta alla
                        ;inizializzazione
*
*
* ;Attivazione delle uscite non PWM
*
```



```
LACC #085h ;Acc <- 0 0 1000 0101
AND TMSO0 ;delle uscite testabili
SACL ACCB
*
SBT_NZACCB,TT_BL2N,L_ELAB_14
U51_ON
B L_ELAB_15

L_ELAB_14:

U51_OFF ;Si mantiene interdetto il buffer U51

L_ELAB_15:
*
SBT_Z ACCB,TT_BRAKE,L_ELAB_16
BRAKE_ON ;Abilita BRAKE
B L_ELAB_17

L_ELAB_16:

BRAKE_OFF ;Disabilita BRAKE

L_ELAB_17:
*
SBT_Z ACCB,TT_RESBLN,L_ELAB_18
DIO_Set_IOP PADATDIR, RESBLN
B L_ELAB_19

L_ELAB_18:

DIO_Clear_IOP PADATDIR, RESBLN

L_ELAB_19:
*
*
* PILOTAGGIO INDIVIDUALE DELLE USCITE PWM
*
LACC #0
SACL ACCB
*
SBT_Z TMSO0,TT_UB,L_ELAB_20
LACC #3,0
OR ACCB
SACL ACCB
L_ELAB_20
SBT_Z TMSO0,TT_UNB,L_ELAB_21
LACC #3,2
OR ACCB
SACL ACCB
L_ELAB_21
SBT_Z TMSO0,TT_VB,L_ELAB_22
LACC #3,4
OR ACCB
SACL ACCB
L_ELAB_22
SBT_Z TMSO0,TT_VNB,L_ELAB_23
LACC #3,6
OR ACCB
SACL ACCB
L_ELAB_23
SBT_Z TMSO0,TT_WB,L_ELAB_24
LACC #3,8
OR ACCB
SACL ACCB
```

Appendice B

```
L_ELAB_24
    SBT_Z  TMSO0,TT_WNB,L_ELAB_25
    LACC   #3,10
    OR     ACCB
    SACL   ACCB
L_ELAB_25
*
    LACC   ACCB
    LDP    #EV_PAGE           ;DP-->7400h-747Fh
    SACL   ACTR               ;Attivazione delle uscite PWM
*
    RET
*
*   Inizializzazioni per TEST MODE
*

L_ELAB_26
    SBS    BITS2,TTM          ;Set bit TTM di BITS2: non si entra pi—
                                ;nella inizializzazione
;
    DINT
    LDP    #00h               ;DP-->0000h-007Fh
    SPLK   #0000h,IMR         ;Disabilitazione interrupt da Group A
                                ;(INT 2), il PWM
    SPLK   #0000h,IFR         ;Azzeramento eventuali interrupt pendenti
    EINT
;
    LDP    #EV_PAGE           ;DP-->7400h-747Fh
    SPLK   #0000h,ACTR        ;Tutte le uscite PWM a 0
*
    RET
*
=====
* ROUTINE "RAMDP" ESEGUE GLI ACCESSI ALLA RAM DUAL PORT
* =====
*
    .def    _ramdp             ;Label di accesso a questa routine
*
    .ref    SEOUT              ;Dato da inviare alla consolle
    .ref    SEIN               ;Dato letto da consolle + bits
                                ;di protocollo
    .ref    ADDSEO             ;Indirizzo sul buffer di trasmissione
                                ;su RAM DP
    .ref    ADDSEI             ;Indirizzo sul buffer di ricezione
                                ;su RAM DP
    .ref    CICLOR             ;Variabile che scandisce l'accesso alla RAM DP
    .ref    CICLCF             ;Scansione della lettura della configurazione

    .ref    Ia
    .ref    Velocita           ;Velocità stimata
    .ref    Cmax
*
    .text
*
_ramdp:
*
    LDP    #MTH_MAIN_PAGE
*
LRDP_0:
    WDOGR                                ;Rest WDT
*
    UCONT_NO_READY    LRDP_0            ;Attesa della scrittura da parte del uC
```

```

*
RDBYTE      RESALR,RMDINT      ;Lettura a indirizzo 03FEh di RAMDP:
                                   ;disattiva segnale INTRAMD
*
LACC  RESALR
OR     #0FFFFh,8
SACL  RESALR
*
SRDNWD      BITS1,RDPBT1,3      ;Lettura di BITS1, FREQ10 e VBARRA
*
SWRNWD      ALRMW,RDPALR,5      ;Scrittura di ALRMW, POUT, IAREG, IATTF
                                   ;ANAU1
*
SWRNWD      Cmax,RDPCMX,2      ;Scrittura Cmax e Velocit...
*
*
*****

.ref      Cref      ;Prima grandezza da visualizzare
.ref      Flagdef    ;Seconda grandezza da visualizzare

SWRNWD      Cref,RDPIAT,1      ;Scrittura prima grandezza in RDPIAT (mors. 17) DAC 8 bit
SWRNWD      Flagdef,RDPPOUT,1 ;Scrittura seconda grandezza in RDPPOUT (mors. 18) DAC a 7 bit
*****

*
SBT_Z  BITS1,TRASM,LRDP_1      ;Se non c'è trasmissione salta
*
LAR     AR5,ADDSEO
MAR     *,AR5
LAC     *+      ;Acc <- [ADDSEO]
AND     #0FFh

SACL    SEOUT      ;SEOUT <- Acc
LAC     *,8
OR      SEOUT
SACL    SEOUT
*
LRDP_1
*
LAR     AR5,ADDSEI
MAR     *,AR5
LAC     SEIN      ;Acc <- SEIN
AND     #0FFh
SACL    *+      ;[ADDSEI] <- Acc
LAC     SEIN,8
SACH    *

*
SBT_NZ      BITS1,CONFVR,LRDP_2      ;Ricerca variazione della configurazione
*
*
* LETTURA DEI PARAMAETRI INTRODOTTI DA TASTIERA E LETTURA SCRITTURA DELLE
* VARIABILI LENTE
*
LAC     CICLOR
ADD     ONE
SACL    CICLOR
*
ADD     #SCN_V_SL      ;Acc <- Indirizzo di locazione che

```

```

;contiene indirizzo dove saltare per
;eseguire l'accesso desiderato
;ACCB <- Indirizzo dove saltare per
;eseguire l'accesso desiderato

TBLR  ACCB

LACC  ACCB
BACC

*
SCN_V_SL:.word LADDRD0      ;Tabella per scansione aggiornamenti lenti
.word  LADDRD1
.word  LADDRD2
.word  LADDRD4
.word  LADDRD5
.word  LADDRD6
.word  LADRDE

*
LADDRD0  LAC  MINUS      ;E' pronto per iniziare un nuovo ciclo
SACL  CICLCF      ;di configurazione
SBC  ALRMW,CFGACK
B  LRDP_E

*
LADDRD1  SRDNWD  KVB,RDPKVB,4      ;Lettura di KVB, TMSO0, RS e AUTOTV
B  LRDP_E

*
LADDRD2  SRDNWD  ROT_A,RDPRTA,4      ;Lettura di ROT_A, ROT_B, ROT_C e FDCB
B  LRDP_E

*
; LADDRD3  SWRNWD  IA,RDPIA,3      ;Scrittura IA, IB, IC
; B  LRDP_E
*

LADDRD4  SRDNWD  K0IMV,RDPKIV,3      ;Lettura delle costanti K0IMV,K1IMV,K2IMV
B  LRDP_E

*
LADDRD5  SWRNWD TVFST,RDPTVF,2      ;Scrittura word TVFST per il calcolo di
B  LRDP_E      ;VOUT, CONTST per la compensazione della
;fase

*
LADDRD6  SRDNWD  IADCB,RDPIDC,4      ;Lettura di IADCB, IALIM1, IALIM2 e
B  LRDP_E      ;IALIM3

*
LADRDE  LAC  MINUS      ;All'inizio si aggiunge subito ONE
SACL  CICLOR      ;L'ultima lettura del ciclo azzerà CICLOR
B  LRDP_E
RET

*
*
LRDP_2
*
* LETTURA DEI PARAMAETRI DI CONFIGURAZIONE
*
*
LAC  CICLCF
ADD  ONE
SACL  CICLCF

*
ADD  #SCN_V_CF      ;Acc <- Indirizzo di locazione che
;contiene indirizzo dove saltare per
;eseguire l'accesso desiderato
TBLR  ACCB      ;ACCB <- Indirizzo dove saltare per
;eseguire l'accesso desiderato
LACC  ACCB
BACC

*
SCN_V_CF:.word  LADCF0      ;Tabella per scansione aggiornamenti
;configurazione

```

```

        .word  LADCF1
        .word  LADCF2
        .word  LADCF3
        .word  LADCF4
        .word  LADCF5
*       .word  LADCF6
*       .word  LADCF7
        .word  LADCF8
        .word  LADCF9
        .word  LADCFE
*
LADCF0   SRDNWD   M1,RDPM1,4           ;Lettura delle costanti M1, N1H,L, M2
        B       LRDP_E
*
LADCF1   SRDNWD   N2L,RDPN2L,5         ;Lettura delle costanti N2H,L, TVFMAX,
        B       LRDP_E                ;FRVF e FRVF20
*
LADCF2   SRDNWD   M1_2,RDP2M1,4        ;Lettura delle costanti M1_2, N1_2H,L
        B       LRDP_E                ;e M2_2
*
LADCF3   SRDNWD   N2L_2,RDP2N2L,5      ;Lettura delle costanti M2H,L, TVFMAX,
        B       LRDP_E                ;FRVF e FRVF20
*
LADCF4   SRDNWD   NUMCL,RDPNUM,4       ;Lettura di NUMCH,L, CSTKDC e MOD
        B       LRDP_E
*
LADCF5   SRDNWD   CONTAS,RDPCTS,5      ;Lettura di CONTAS, CNTASN, KDCTAS,
        B       LRDP_E                ;KDCNTN e DTS
*
*LADCF6
*       B       LRDP_E
*
*LADCF7
*       B       LRDP_E
*
LADCF8   SRDNWD   DTCLT,RDPDLT,4       ;Lettura delle costanti DTCLT, DTCGT,
        B       LRDP_E                ;SGLF e SLPF
*
LADCF9   SRDNWD   DLTDCB,RDPDDC,4      ;Lettura di DLTDCB, FRZDCB, della word
        B       LRDP_E                ;CONFIG di configurazione e ISSN
                                      ;corrente di Speed Search.
*
LADCFE   LAC      MINUS                 ;All'inizio si aggiunge subito ONE
        SACL     CICLCF                 ;L'ultima lettura del ciclo azzera CICLCF
                                      ;attiva segnale INTRAM*
        SACL     CICLOR
        SBS      ALRMW,CFGACK
        B       LRDP_E
*
LRDP_EWRBYTE  INDGT,INTRAM             ;Scrittura di INDGT a indirizzo 03FFh di
                                      ;RAMDP: attiva segnale INTRAM*

        RET
*
*
* =====
* ROUTINE "REFRSH" CHE ESEGUE L'AGGIORNAMENTO DELLE
* VARIABILI DA PASSARE ALLA R.R.I.
* =====
*
        .def     _refrsh                 ;Label di accesso alla routine
*
        .ref     BITS3
        .ref     CNT320

```

```

.ref    DT320
*
.text
*
_refrsh:
LDP     #MTH_MAIN_PAGE
*
*                                     ;Messa in scala delle grandezze del 320P14 con
*                                     ;il clock interno del F240 a 20MHz
LT      CONTST
MPY     #M_S_CONT_F240
PAC
SACH    CNT320,7
*
LARP    AR5
*
LT      DTST
MPY     #M_S_DT_F240
PAC
SACH    ACCB,5
*
LT      KDCONT
MPY     #M_S_KD_F240
PAC
SACH    KDCONT,4                                     ;KDCONT Š premoltiplicato per 1/2
*
LT      CDTA
MPY     #M_S_CDT_F240
PAC
SACH    CDTA,4
LT      CDTB
MPY     #M_S_CDT_F240
PAC
SACH    CDTB,4
LT      CDTC
MPY     #M_S_CDT_F240
PAC
SACH    CDTC,4
*
LACC    ACCB
SUB      DT320
BZ      L_REF_1                                     ;Se è cambiato il tempo morto occorre aggiornare
*                                     ;anche la programmazione di DBTCON (si può fare
*                                     ;poichè le variazioni che implicano cambiamenti
*                                     ;del tempo morto sono eseguite in standby
LAR      AR5,#DBTCON
LACC     ACCB,8
OR       #DBTCON_L
SACL     *
*
LACC     ACCB
SACL     DT320
L_REF_1
*
LAR      AR5,#BITS3
*
DINT                                           ;Si disabilita l'interrupt: l'aggiornamento non
*                                           ;deve essere disturbato per non passare alla RRI
*                                           ;dei valori incoerenti
*
LACC     BITS1
SACL     *+                                     ;Aggiornamento BITS3 con BITS1
*                                           ;Passaggio da RAMDP (pag. P0) a
*                                           ;parte INTERRUPT (pag. P2)

```

```

;      LAC      DTPST          ;Aggiornamento DELTAP
;      SACL     *+
;      LAC      DTPST+1
;      SACL     *+
*
;      LAC      VMODST         ;Aggiornamento VMOD
;      SACL     *+
*
      LACC      VBARRA,5       ;Aggiornamento di E_DC con VBARRA con shiftamento a snx di 5 bit
*****
*
*
*      ;Adattamento della VBARRA da 10 bit a 16 bit
*      ;CON SEGNO positivo (VBARRA=[0,+2^15-1]) per il passaggio alla E_DC
*
*****
*
      SACL      *+             ;Passaggio da RAMDP (pag. P0) a
                               ;parte INTERRUPT (pag. P2) (VBARRA in E_DC)
*
      LAC      CNT320          ;Aggiornamento CONT messo in scala
      SACL     *+
*
      LAC      KDCONT          ;Aggiornamento KDCONT messo in scala
      SACL     *+
*
      EINT
      NOP
      DINT
*
      LAC      DT320           ;Aggiornamento DT messo in scala
      SACL     *+
*
      LAC      CDTA            ;Aggiornamento CPDTA
      SACL     *+
*
      LAC      CDTB            ;Aggiornamento CPDTB
      SACL     *+
*
      LAC      CDTC            ;Aggiornamento CPDTC
      SACL     *+
*
      WDOGR                   ;Reset Watch Dog Timer
*
      EINT                     ;Si riabilita l'int.
*
      RET
*

*
* =====
* ROUTINE "SCI" CHE ESEGUE LA LETTURA E SCRITTURA DI DATI DA E
* PER LA CONSOLLE
* =====
*
*
      .def      _sci           ;Label di accesso alla routine
      .ref      BITS1
      .ref      BITS2
      .ref      ALRMW

```

Appendice B

```
.ref    SEOUT          ;Dato da inviare alla consolle
.ref    SEIN           ;Dato letto da consolle + bits
                        ;di protocollo
.ref    ADDSEO         ;Indirizzo sul buffer di trasmissione
                        ;su RAM DP
.ref    ADDSEI         ;Indirizzo sul buffer di ricezione
                        ;su RAM DP

KSTX: .set    102h

*
_sci: .equ     $

        LDP     #MTH_MAIN_PAGE
*
        SBT_Z   BITS1,TRASM,LSRER          ;Se non c'è trasmissione salta
*
        SBT_NZ   BITS2,UARTW,LSRT1        ;Se la trasmissione è già attivata
                                                ;salta
*
        SBS     BITS2,UARTW                ;Inizio operazione di trasmissione
*
        LACC    #RDPSET
        SACL    ADDSEO                    ;Inizializzazione ADDSEO
*
        RS485_TX_ON                ;Abilitazione linea RS485 a display in
                                                ;trasmissione
*
        RET
*
LSRT1
        SBT_NZ   ALRMW,END_T,LSRET         ;Se la trasmissione deve terminare:
                                                ;salta in attesa che il uC se ne accorga
*
        LACC    #RDPSET
        AND     #0FFFFh
        SUBS    ADDSEO                    ;Se il puntatore è già al termine della
        BLEZ    LSRT2                    ;buffer: la trasmissione è terminata
*
        LDP     #SCI_PAGE
        SBT_Z   SCICTL2,TX_EMPTY,LSRET    ;Attesa di Buffer di trasmissione VUOTO
*
        LDP     #MTH_MAIN_PAGE
        LACC    SEOUT                    ;Se non c'è più nulla da trasmettere
        BZ      LSRT3                    ;esci
*
        AND     #100h
        BZ      LSRT4                    ;Ricerca presenza 90 bit da trasmettere
*
        SET_NONOBIT                ;90 bit a 1
LSRT4
        LAR     AR5,#SCITXBUF
        MAR     *,AR5
        LACC    SEOUT
        AND     #0FFh
        SACL    *                        ;Scrivi dato su buffer di trasmissione
                                                ;(in Acc c'è ancora SEOUT)
        LAC     ONE,1                    ;ADDSEO <- ADDSEO + 2
        ADDS    ADDSEO                    ;Incrementa l'indirizzo dove leggere sulla
        SACL    ADDSEO                    ;RAM DP il nuovo dato da trasmettere
        RET
*
LSRT3:
```



```

LACC #RDPSET
SACL ADDSEO                                ;Si posiziona ADDSEO al termine del buffer
                                           ;per non avere conflitti sulla RAMDP
                                           ;quando il uC scriverà il nuovo messaggio

RET
*
LSRT2:
SBS   ALRMW,END_T                          ;Avverte uC che ha completato la trasmissione
                                           ;di tutti i caratteri

RET
*
LSRER:
SBT_Z BITS1,ENDR,LSRR3                    ;Se la ricezione è terminata salta
*
SBT_Z BITS2,UARTW,LSRR1                    ;Se la trasmissione è già disattivata
                                           ;salta
*
SBC   BITS2,UARTW                          ;Fine operazione di trasmissione
*
RS485_TX_OFF                              ;Disabilitazione linea RS485 a display
                                           ;in trasmissione
RS485_RX_ON                               ;Abilitazione linea RS485 a display
                                           ;in ricezione
*
LDP   #SCI_PAGE
LACC  SCIRXBUF                             ;Si legge comunque il buffer di
                                           ;ricezione per svuotarlo e riattivare
                                           ;la ricezione dopo un OVERRUN

RET
*
LSRR1
LAR   AR4,#SEIN
MAR   *,AR4
*
LDP   #SCI_PAGE
SBT_Z SCIRXST,RXRDY,LSRET                  ;Attesa di Buffer di ricezione PIENO
                                           ;(attesa ricezione carattere)
*
ZAC
SBT_Z SCIRXST,RXWAKE,LSRR4                ;Il primo bit Š a 1 (1STX) ?
*
LACC #100h
LSRR4
SACL  *                                    ;SEIN <- 1 se 1STX
*
LACC  SCIRXBUF                             ;Si legge comunque il buffer di
                                           ;ricezione per svuotarlo e riattivare
                                           ;la ricezione dopo un OVERRUN

LDP   #MTH_MAIN_PAGE
AND   #0FFh
ADD   SEIN
SACL  SEIN
                                           ;Si utilizzano solo gli 8LSBits

SBT_NZ BITS2,UARTR,LSRR2                  ;Se è già iniziata la ricezione:
                                           ;salta l'inizializzazione del puntatore
                                           ;ADDSEI
*
LACC  #KSTX
SUB   SEIN
BNZ   LSRET                                ;Se il dato ricevuto non Š KSTX (102H):
                                           ;Esci
*
SBS   BITS2,UARTR                          ;Inizio operazione di ricezione
*
LACC  #RDPSIN                              ;Inizializzazione di ADDSEI all'inizio

```

```

        SACL  ADDSEI                ;del buffer di ricezione
        RET

*
LSRR2:  LAC   ADDSEI                ;ADDSEI <- ADDSEI + 2
        ADD   ONE,1                ;Incrementa l'indirizzo dove scrivere sulla
        SACL  ADDSEI                ;RAM DP il nuovo dato ricevuto

*
        LACC  #RDPSPK              ;Se ADDSEI > 200H+RDPSPK:
        SUB   ADDSEI
        BGEZ  LSRET
        LACC  #RDPSPK
        SACL  ADDSEI                ;ADDSEI <- 200H+RDPSPK

*
        RET

*
LSRR3:
        SBT_Z ALRMW,END_T,LSRET    ;Se la trasmissione deve terminare:
                                     ;salta in attesa che il uC sene accorga

*
        SBC   BITS2,UARTR          ;Clear bit UARTR di BITS2: fine operazione
                                     ;di ricezione
        SBC   ALRMW,END_T          ;Clear bit END_T di ALRMW: avverte uC
                                     ;che la trasmissione ̈ disabilitata

*
        LACC  #RDPSPK
        SACL  ADDSEI                ;Inizializzazione ADDSEI per non avere
                                     ;conflitti sulla RAMDP

*
        RS485_TX_OFF              ;Disabilitazione linea RS485 a display
                                     ;in trasmissione
        RS485_RX_OFF              ;Disabilitazione linea RS485 a display
                                     ;in ricezione

*
LSRET:  RET

*
;-----
; void sci_init(void) inizializzazione porta SCI
;
;
; Nota: la configurazione pu• essere modificata solo con
; SW RESET = 0 (reset in corso)
;-----

; void seriale_init(void)
; .def _sci_init
; _sci_init:
;     ldp    #SCICCR/80h
;
;     splk   #00010011b,SCICTL1
;
;             ;Reserved, Receive error interrupt disabled,
;             ;SW reset, Internal clock enabled, No address
;             ;bit, Sleep mode disabled, Transmitter enabled,
;             ;Riceiver enabled
;
;     splk   #01011111b,SCICCR
;
;             ;1 Stop Bit, Even (inutile), Parity disabled,
;             ;SCI enabled, Address-bit protocol selected,
;             ;8 bit character length
;
;     splk   #01011111b,SCICCR

```

```
                ;1 Stop Bit, Even (inutile), Parity disabled,

splk    #00000000b,SCICTL2

                ;Receive buffer interrupt disabled, Transmitter
                ;buffer interrupt disabled.

splk    #baud9615_H,SCIHBAUD ;Selezione baud rate
splk    #baud9615_L,SCILBAUD ;Selezione baud rate

splk    #00100010b,SCIPC2 ;Pin 44 is SCITXD, Pin 44 is SCIRXD

splk    #00110011b,SCICTL1

                ;Reserved, Receive error interrupt disabled,
                ;No SW reset, Internal clock enabled, No address
                ;bit, Sleep mode disabled, Transmitter enabled,
                ;Receiver enabled

ldp     #OCRA/80h

        lacc    PADATDIR
        or      #00000110000000010b
        sac1    PADATDIR ;IOPA1 and IOPA2 output, IOPA1 = 1, IOPA2 = 0

ret

*
*
*
.end
```

B.2.3 *Asncpwm.asm*

```
;-
;
;
;   File: Asncpwm.asm
;   Project: ES696/5
;
;
;   Descrizione: Routine di risposta all'interrupt
;
;-

.include "c:\320tools\vf240regs.h"
.copy "320f240.h"
.include "es696_3.h"
.include "asnc_cst.h"
.include "macro.asm"

*****
*   Inclusion del file per le operazioni matematiche a 32 bit   *
*****

.include "Math32.h"

*****
```

```

.def      _as_pwm
.ref      I$SAVE
.ref      I$REST

.ref      ACCB
.ref      ACCC
.ref      ACCD
.ref      ONE

.ref      CONTMK
.ref      DELTAPK
.ref      KDCNT_I
.ref      KDCNTMK

.ref      BITS1          ;La word BITS1 viene letta dalla RAM DP impiegata dando un
                        ;significato ad ogni suo bit

*****
*          Inizio definizione nuove subroutine                                     *
*=====
.ref      Azzera          ;nuova routine di azzeramento in standby
.ref      ADC_Iab1        ;nuova routine di PRIMA acquisiz. di Ia, Ib
.ref      ADC_Iab2        ;nuova routine di SECONDA acquisiz. di Ia e Ib
.ref      I_Offset1       ;nuova routine di compensazione offset correnti 1 acq.
.ref      I_Offset2       ;nuova routine di compensazione offset correnti 2 acq
.ref      Freq_Vel
.ref      Period_Vel
.ref      Scegli_Vel
.ref      CleanE_DC        ;nuova routine per la media pesata della E_DC
.ref      Scegli_Corrente  ;nuova routine filtro euristico pesato sulle correnti
.ref      Calcola_Correnti
.ref      Calc_Par
.ref      Calc_TRI
.ref      Stm_Fr_Corr
.ref      Stm_Fs_Corr
.ref      Stm_Fs
.ref      Stm_Fr
.ref      Stm_misto
.ref      Stm_Theta
.ref      Stm_W
.ref      Calc_DFr
.ref      Calc_MaxVs
.ref      Calc_Ref_Over    ;Supplemento di coppia a bassa velocità
.ref      Limit_Cref
.ref      Stm_C
.ref      Calc_FSRot
.ref      Calc_FSRef
.ref      Reg_FS
.ref      Calc_ArgV
.ref      Limit_Vs
.ref      Calc_Settore
.ref      Calc_TempApp
.ref      Calc_DVX
.ref      Calc_Vs1
.ref      Calc_Delta
.ref      Imposta_Tempi

*=====
*          Fine definizione nuove subroutine                                     *
*****

```

```
.text

_as_pwm:

.newblock

*
CALL    I$SAVE          ;Salvataggio dello stato
*
SETC    SXM             ;Set Sign Extension Mode
*
ADC_Reset_Int_Flag      ;Reset del Flag di Interrupt
*

*****
* Test per la discriminazione dello stato di MARCIA o di STANDBY.
* Se il bit 0 della variabile BITS1 (BITS3 nella parte interrupt) è nullo si ha una
* condizione di STANDBY e conseguentemente tutte le variabili del controllo
* vengono mantenute nulle, se invece è uguale a 1 si ha la condizione di MARCIA e
* in tal caso le variabili hanno il valore imposto dalle routine della parte interrupt.
*****

ldp      #MTH_MAIN_PAGE

bit      BITS1,15-0

bcnd     standby,ntc

*****
*      Inizio chiamate alle nuove subroutine in marcia
*=====

call     ADC_Iab1        ;Prima acquisiz. e lettura di Ia e Ib
call     I_Offset1       ;Compensazione degli offset sulle correnti
call     ADC_Iab2        ;Seconda acquisizi. e lettura correnti Ia e Ib
call     I_Offset2       ;Compensazione degli offset sulle correnti
call     CleanE_DC       ;Filtro a media pesata sulla tensione del bus DC
call     Freq_Vel        ;Lettura Encoder e stima della velocità
                        ;in modalità frequenzimetro
call     Period_Vel      ;Lettura Encoder e stima della velocità
                        ;in modalità periodimetro
call     Scegli_Vel      ;Sceglie modalità periodimetro o frequenzimetro
call     Scegli_Corrente ;Filtro euristico pesato sulle correnti
call     Calcola_Correnti ;Calcolo componenti di asse D e Q
call     Calc_Par        ;Calcolo parametri per stimatore in corrente
call     Calc_TRI        ;Calcolo Prodotto Tc*R*Is
call     Stm_Fr_Corr      ;Stimatore Flusso Rotorico: modello in CORRENTE
call     Stm_Fs_Corr      ;Stimatore Flusso Statorico: modello in CORRENTE
call     Stm_Fs          ;Stimatore Flusso Statorico: modello in TENSIONE
call     Stm_Fr          ;Stimatore Flusso Rotorico: modello in TENSIONE
call     Stm_misto       ;Stimatore misto
call     Stm_Theta       ;Stima posizione del Flusso Rotorico
call     Stm_W           ;Stima velocità del Flusso Rotorico
call     Calc_DFfr       ;Calcolo errore Flusso Rotorico
call     Calc_MaxVs      ;Calcolo della Massima Tensione Disponibile
call     Calc_Ref_Over    ;Calcolo dei riferimenti con supplemento di coppia
call     Limit_Cref      ;Limitazione della coppia di riferimento filtrata da pot.
call     Stm_C           ;Stimatore di Coppia
call     Calc_FSRot      ;Calcolo Flusso Statorico richiesto nel Riferimento del Flusso Rotorico
call     Calc_FSRef      ;Calcolo Flusso Statorico richiesto nel Riferimento Statorico
call     Reg_FS          ;Regolatore di Flusso Statorico
call     Calc_ArgV       ;Calcolo della posizione della Tensione Richiesta
call     Limit_Vs        ;Limitazione della Tensione Richiesta
```

Appendice B

call	Calc_Setto	;Calcolo del Settore di applicazione della Tensione
call	Calc_TempApp	;Calcolo coefficienti per compensazione Tempi Morti
call	Calc_DVX	;Calcolo Errore dovuto ai Tempi Morti
call	Calc_Vs1	;Calcolo Tensione Corretta in base ai Tempi Morti
call	Calc_Delta	;Calcolo Duty Cycles per modulazione SVM
call	Imposta_Tempi	;Impostazione dei tempi per SVM Hardware

=====

* Fine chiamate alle nuove subroutine *

MAR	*,AR1	;Stack pointer
B	I\$\$REST	;Ripristino dello stato e ritorno al programma
		;principale (l'istruzione RET Š all'interno di
		;I\$\$REST)

standby

call	Azzera	
call	ADC_Iab1	;Prima acquisiz. e lettura di Ia e Ib
call	I_Offset1	;Compensazione degli offset sulle correnti
call	ADC_Iab2	;Seconda acquisizi. e lettura correnti Ia e Ib
call	I_Offset2	;Compensazione degli offset sulle correnti
call	CleanE_DC	;Filtro a media pesata sulla tensione del bus DC
call	Calc_MaxVs	;Calcolo della Massima Tensione Disponibile
call	Freq_Vel	;Lettura Encoder e stima della velocità
		;in modalità frequenzimetro
call	Period_Vel	;Lettura Encoder e stima della velocità
		;in modalità periodimetro
call	Scegli_Vel	;Sceglie modalità periodimetro o frequenzimetro

*

MAR	*,AR1	;Stack pointer
B	I\$\$REST	;Ripristino dello stato e ritorno al programma
		;principale (l'istruzione RET Š all'interno di
		;I\$\$REST)

B.2.4 Macro.asm

```

;-----
;
;      File: Macro.asm
;      Project: ES696/5
;
;      Descrizione: File di macro
;-----

*****
*
* GENERAL PORPOUSE
*
*****

*

RDBYTE      .macro  DATO,IND

*      RAMDP[IND] --> DATO
*      Macro che esegue la lettura di un BYTE DATO all'indirizzo IND dalla memoria
*      esterna indipendentemente dalla pagina
*      NOTA: Utilizza AR5
*

*
*      LAR      AR5,#:IND:          ;AR5 punta al dato da accedere
*      MAR      *,AR5
*
*      LACC      *
*      SACL      :DATO:
*
*      .endm
*

WRBYTE      .macro  DATO,IND

*      DATO --> RAMDP[IND]
*      Macro che esegue la scrittura di un BYTE DATO all'indirizzo IND
*      NOTA: Utilizza AR5
*

*      LAR      AR5,#:IND:          ;AR5 punta al dato da accedere
*      MAR      *,AR5
*
*      LACC      :DATO:
*      SACL      *
*
*      .endm
*

;----- MACRO -----
; if /INTRAMD != 0 branch to label
; Attesa via libera da micro_controllore
; Nota: Utilizza AR5
;-----

UCONT_NO_READY .macro label
*      LAR      AR5,#XINT1CR          ;AR5 punta al dato da accedere
*      MAR      *,AR5
*

```

Appendice B

```
        BIT      *,15-XINTA1_DATA      ;Attesa della scrittura da parte del uC
        BBNZ label

    .endm

;_____ MACRO_____ *
; Clear bit di porta IOP *
; Nota: Utilizza AR5 per indirizzamento indiretto *
;_____ *

DIO_Clear_IOP .macro port, bit
    LAR      AR5,#:port:                ;AR5 punta al dato da accedere
    MAR      *,AR5
*
    LACC ONE,:bit:
    XOR      #0ffffh
    AND      *
    SACL     *
    .endm

;_____ MACRO_____ *
; Set bit di porta IOP *
; Nota: Utilizza AR5 per indirizzamento indiretto *
;_____ *

DIO_Set_IOP .macro port, bit
    LAR      AR5,#:port:                ;AR5 punta al dato da accedere
    MAR      *,AR5
*
    LACC ONE,:bit:
    OR       *
    SACL     *
    .endm

;_____ MACRO_____ *
; Disabilita U51 buffer uscita PWM tramite set del pin BL2N collegato alla *
; porta IOPA *
; Nota: Utilizza AR5 *
;_____ *

U51_OFF .macro
    DIO_Set_IOP PADATDIR, BL2N
    .endm

;_____ MACRO_____ *
; Abilita U51 buffer uscita PWM tramite clear del pin BL2N collegato alla *
; porta IOPA *
; Nota: Utilizza AR5 *
;_____ *

U51_ON.macro
    DIO_Clear_IOP PADATDIR, BL2N
    .endm

;_____ MACRO_____ *
; Reset del circuito di protezione contro la sovracorrente: *
; Set-Reset del pin RESBLN *
; Nota: Utilizza AR5 *
;_____ *

OC_RESET .macro
    DIO_Set_IOP PADATDIR, RESBLN
```



```
DIO_Clear_IOP PADATDIR, RESBLN
.endm

;_____ MACRO_____ *
; Disattiva IGBT di frenatura *
; Nota: Utilizza AR5 *
;_____ *
```

```
BRAKE_OFF .macro
    DIO_Clear_IOP PBDATDIR, PWM7
.endm

;_____ MACRO_____ *
; Attiva IGBT di frenatura *
; Nota: Utilizza AR5 *
;_____ *
```

```
BRAKE_ON .macro
    DIO_Set_IOP PBDATDIR, PWM7
.endm

;_____ MACRO_____ *
;      Rd_dig_input
; Lettura ingressi digitali
;
; Costruisce la variabile INDGT
;_____ *
```

```
Rd_dig_input .macro
    LACC    #0
    LAR     AR5,#XINT2CR      ;AR5 punta al dato da accedere
    MAR     *,AR5
*
    BIT     *,15-BL1N
    BBZ     label1?
    OR      #DI_BL1N
label1?
    LAR     AR5,#PBDATDIR      ;AR5 punta al dato da accedere
*
    BIT     *,15-T
    BBZ     label2?
    OR      #DI_PT
label2?
*
    BIT     *,15-BYPASS
    BBZ     label3?
    OR      #DI_BYPSW
label3?
*
    LAR     AR5,#PCDATDIR      ;AR5 punta al dato da accedere
*
    BIT     *,15-FUSEOK
    BBZ     label4?
    OR      #DI_FSOK
label4?
*
    LAR     AR5,#INDGT          ;AR5 punta al dato da accedere
    SACL    *
*
    .endm
```

Appendice B

```
; _____ MACRO _____ *
```

```
; ; Abilita transceiver RS485 per display in trasmissione *
```

```
; ; porta IOPA *
```

```
; ; Nota: Utilizza AR5 *
```

```
; _____ *
```



```
RS485_TX_ON .macro
```

```
    DIO_Set_IOP PADATDIR, DE485
```

```
.endm
```



```
; _____ MACRO _____ *
```

```
; ; Disabilita transceiver RS485 per display in trasmissione *
```

```
; ; porta IOPA *
```

```
; ; Nota: Utilizza AR5 *
```

```
; _____ *
```



```
RS485_TX_OFF .macro
```

```
    DIO_Clear_IOP PADATDIR, DE485
```

```
.endm
```



```
; _____ MACRO _____ *
```

```
; ; Abilita transceiver RS485 per display in ricezione *
```

```
; ; porta IOPA *
```

```
; ; Nota: Utilizza AR5 *
```

```
; _____ *
```



```
RS485_RX_ON .macro
```

```
    DIO_Clear_IOP PADATDIR, RE485
```

```
.endm
```



```
; _____ MACRO _____ *
```

```
; ; Disabilita transceiver RS485 per display in ricezione *
```

```
; ; porta IOPA *
```

```
; ; Nota: Utilizza AR5 *
```

```
; _____ *
```



```
RS485_RX_OFF .macro
```

```
    DIO_Set_IOP PADATDIR, RE485
```

```
.endm
```



```
; _____ MACRO _____ *
```

```
; ; Set del bit TXWAKE (90 bit a 1) *
```

```
; ; Nota: Utilizza AR5 *
```

```
; _____ *
```



```
SET_NONOBIT .macro
```

```
    DIO_Set_IOP SCICTL1,TXWAKE
```

```
.endm
```



```
; _____ MACRO _____ *
```

```
SRDNWD .macro DATO,IND,NW
```

```
*    RAMDP[IND] --> DATO
```

```
* Macro che esegue la lettura SINCRONA da RAM DP di NW Word a partire
```

```
* dall'indirizzo IND e le scrive in locazioni di RAM interna consecutive a
```

```
* partire dalla locazione DATO
```

```
* NOTA: Si ricordi che la RAM DP e' acceduta a BYTES
```

```
* Registri usati AR5, AR6, AR7
```

```
; _____ *
```

```
;
```

```
*
```

```

*
*
    LAR    AR5,#:NW:-1
    LAR    AR6,#:DATO:      ;Si carica l'indirizzo della prima cella
                           ;di dati su AR6; i dati saranno puntati
                           ; da AR1
    LAR    AR7,#:IND:      ;AR7 contiene :IND: cioe' l'offset di
                           ;locazione che contiene DATO
    MAR    *,AR7
*
LSRDNW?
    LACC    #0FFh
    AND     *+              ;Lettura LSbyte e AR7 <- AR7 + 1
                           ;(punta al byte successivo su RAMDP)
    ADD     *+,8,AR6        ;Si aggiunge il MSByte e AR7 <- AR7 + 1
                           ;(punta al byte successivo su RAMDP)

    SACL    *+,AR5          ;Salvataggio in DATO e AR6 <- AR6 + 1
                           ;(punta al dato successivo)
*
    BANZ    LSRDNW?,*-,AR7
*
    .endm
*

;_____MACRO_____
SWRNWD     .macro    DATO,IND,NW
*           DATO --> RAMDP[IND]
* Macro che esegue la scrittura SINCRONA di NW Word da locazioni di RAM
* interna consecutive a partire dalla locazione DATO in RAM DP a partire
* dall'indirizzo IND
*
* NOTA: Si ricordi che la RAM DP e' acceduta a BYTES
* Registri usati AR5, AR6, AR7
;_____
*
*
*
    LAR    AR5,#:NW:-1
    LAR    AR6,#:DATO:      ;Si carica l'indirizzo della prima cella
                           ;di dati su AR6; i dati saranno puntati
                           ; da AR1
    LAR    AR7,#:IND:      ;AR7 contiene :IND: cioe' l'offset di
                           ;locazione che contiene DATO
    MAR    *,AR6
*
LSWRNW?
    LACC    #0FFh
    AND     *,AR7
    SACL    *+,AR6          ;Scrittura nibble basso e incremento
                           ;del puntatore alla ram dp
    LACC    *+,8,AR7        ;Scrittura del nibble alto, incremento
    SACH    *+,AR5          ;del puntatore al dato da scrivere
                           ;e incremento del puntatore alla ram dp
*
    BANZ    LSWRNW?,*-,AR6
*
    .endm
*
    .text

;_____MACRO_____
; clear data.bit
;_____

```

Appendice B

```
SBC      .macro data,bit
          LACC #1,bit
          XOR  #0FFFFh
          AND  data
          SACL data
          .endm

;_____ MACRO _____*
; set data.bit*
;_____*
```

```
SBS      .macro data,bit
          LACC #1,bit
          OR   data
          SACL data
          .endm

;_____ MACRO _____*
; if data.bit != 0 branch to label*
;_____*
```

```
SBT_NZ   .macro data,bit, label
          BIT  data,15-bit
          BBNZ label
          .endm

;_____ MACRO _____*
; if data.bit == 0 branch to label*
;_____*
```

```
SBT_Z    .macro data,bit, label
          BIT  data,15-bit
          BBZ  label
          .endm

;_____ MACRO _____*
```

```
RASX     .macro  A,B,N
*
*      A,A+1/2**N --> B,B+1   (1 <= N <= 16)
* Macro che esegue lo shift ARITMETICO di N bit a destra delle words
* A(h),A+1(l) e trasferisce il risultato nelle words B(h),B+1(l)
;_____*
```

```
*
      LAC   :A:+1,16-:N:      ;Load, right shift
      SACH  :B:+1             ;Save part
      LAC   #0FFFFh,16-:N:    ;Get mask
      XOR   #0FFFFh          ;Invert
      AND   :B:+1             ;Apply mask
      SACL  :B:+1             ;Store back to B+1
      LAC   :A:,16-:N:        ;Load high , right sshift
      SACH  :B:               ;Save in B high
      OR    :B:+1             ;Combine with B Low
      SACL  :B:+1             ;Save back
*
      .endm
*
*
*
*
```

```

;_____MACRO_____*
```

```

DIV32_16_A .macro DIVIDENDO,DIVISORE,QUOT
*      (DIVIDENDO,DIVIDENDO+1)/DIVISORE --> QUOT
* Macro che esegue la divisione di un numero a 32 bits (0 - 7FFFFFFh)
* per un numero a 16 bits (0 - 7FFFh).
* !!!!!!! ENTRAMBI I NUMERI DEVONO ESSERE POSITIVI !!!!!!!
*
* E' eseguito un controllo degli estremi del risultato
*
* Registri utilizzati NESSUNO
;_____*
```

```

*
      LACC  :DIVIDENDO:+1,16
      ADDS  :DIVIDENDO:    ;Acc <- dividendo
*
      SUB   DIVISORE,15    ;Confronto Dividendo con Divisore moltiplicato
      BLZ   L1DV?          ;per 8000h, se il risultato S >= 0 il quoziente
                           ;risulterebbe >= 8000: errore
      LACC  #7FFFh
      B     L2DV?
*
L1DV?
      ADD   DIVISORE,15    ;Si ripristina Dividendo sull'accumulatore;
*
      RPTK  #15
      SUBC  DIVISORE      ;Divisione
*
L2DV?
      SACL  QUOT          ;Salvataggio risultato
*

      .endm
;_____MACRO_____*
```

```

COSENO .macro ALFA,COS
*      COS(ALFA) --> COS  (0 <= ALFA <= 3000h(180°) 4000h <= COS <= -4000h)
* Macro che esegue il calcolo del coseno dell'angolo ALFA
* Impiega il registri ACCB, ACCC,
;_____*
```

```

*
      .ref   LCOS
      LACC  :ALFA:,5
      ABS   ;Acc <- Abs(ALFA * 20h)
      SACH  ACCB,4      ;ACCB <- ALFA/80h: estrazione dei 7 MSBit
*
      SUB   ACCB,12      ;Acc <- (ALFA - ACCB*80h)*20h: selezione dei
                           ;7 LSBit di ALFA
      SACL  ACCC         ;ACCC <- 7LSB di ALFA premoltiplicati per 20h
*
      LACC  #LCOS        ;Carico l'indirizzo della base della tabella
      ADD   ACCB,1       ;Sommo l'offset all'interno della tabella
                           ;moltiplicato per 2 (la tabella contiene
                           ;contemporaneamente valore iniziale e pendenza
;
      TBLR  :COS:        ;Leggo il valore iniziale dalla Program Memory
;
      ADD   ONE          ;Aggiungo 1 all'accumulatore e leggo SLOPE
      TBLR  ACCB         ;dalla Prog. M. (e' nella locazione successiva)
;
      LT    ACCB         ;Carico su Reg. T
      MPY   ACCC         ;moltiplico per i 7 LSBit
      PAC   ;aggiungo il valore iniziale premoltiplicato

```

Appendice B

```

        ADD    :COS;,15          ;per 8000h
        SACH   :COS;,1          ;Salvo il COSENO predividendolo per 8000h
*
        .endm
*
*
;_____MACRO_____
SQR    .macro  A,SQRT
*      SQR(A+1(h),A(l)) --> ROUT (0 <= A+1,A < 400000h) (0 <=ROUT <= 800h)
* Macro che esegue il calcolo dlla radice quadrata della Double Word A,A+1
* Registri impiegati NESSUNO
;_____
*
        .ref    SQRTAB          ;A+1 contiene i 6 MSB del radicando
        LACC    #SQRTAB         ;Carico l'indirizzo della base della tabella
        ADD     :A;+1,1         ;Sommo l'offset all'interno della tabella
        ADD     #1              ;moltiplicato per 2 (la tabella contiene
*                               ;contemporaneamente valore iniziale e pendenza
*
        TBLR    :SQRT:          ;Leggo la pendenza iniziale dalla Program Memory
        LT      :SQRT:
*
        SUB     #1              ;Aggiungo 1 all'accumulatore e leggo il valore
        TBLR    :SQRT:          ;iniziale dalla Prog. M. (e' nella locazione
*                               ;successiva)
*
        LAC     :A;,12          ;Selezione i 12 MSBit di A
        AND     #0FFFh,16
        SACH    :A:
*
        MPY     :A:              ;moltiplico per i 12 LSBit
        PAC     ;aggiungo il valore iniziale premoltiplicato
        ADDH    :SQRT:          ;per 10000h
        ADD     #1,15           ;Arrotondamento
        SACH    :SQRT:          ;Salvo SQRT predividendolo per 10000h
*
        .endm
*
;_____MACRO_____
; reset watch-dog
; Modifica il Data Page Pointer
;_____
WDOGR    .macro
        LAR     AR5,#WDKEY
        MAR     *,AR5
        SPLK    #05555h,*      ;Reset Watch Dog Timer per
        SPLK    #0AAAAh,*      ;azzerare interrupt pendenti
        .endm

*****
*
* EVENT MANAGER MACROS AND DEFINITIONS
*
*****
*
*
;_____MACRO_____;
```

```

; EV_Init_T3
;
;
;
EV_Init_T3 .macro
*
;
;Generazione periodo main
LDP    #EV_PAGE          ;DP-->7400h-747Fh
SPLK    #000100000000000b,T3CON ;Stop immediately on emulation suspend,
;Continuous UP mode, Prescale x/1,
;Use own TENABLE, Timer disable,
;Internal clock source, Reload when
;counter is 0, Disable timer compare
;operation, Use own period reg
; (first write).
SPLK    #T3_PERIOD,T3PR      ;333us periodo main
SPLK    #0h,T3CNT           ;Clear Timer 3
SPLK    #0001000001000000b,T3CON ;Timer 3 enable (second write)

    .endm
;

; _____ MACRO _____
; EV_Init_PWM
;
;
;
EV_Init_PWM .macro
;
;P.W.M. Outputs
LDP    #00E8h          ;DP-->7400h-747Fh
SPLK    #0666h,ACTR    ;Out.1 act. High, Out.2 act. Low,
;Out.3 act. High, Out.4 act. Low,
;Out.5 act. High, Out.6 act. Low,
SPLK    #DT_4us,DBTCON ;4us, Enable dead bands generators,
;Prescale x/1
SPLK    #014dh,CMPR1   ;333
SPLK    #029ah,CMPR2   ;666
SPLK    #01f4h,CMPR3   ;500

SPLK    #0307h,COMCON  ;Reload CMPRx when T1CNT=0, No SVM,
;Reload ACTR when T1CNT=0, Full compare
;enabled, PWM1-6 in PWM mode
SPLK    #8307h,COMCON  ;Enable compare operation
;
    .endm
*

; _____ MACRO _____
; EV_Init_SVM
;
;
;
EV_Init_SVM .macro
;
;P.W.M. Outputs
LDP    #00E8h          ; DP-->7400h-747Fh
SPLK    #0000011001100110b,ACTR ;Out.1 act. High, Out.2 act. Low,
;Out.3 act. High, Out.4 act. Low,
;Out.5 act. High, Out.6 act. Low

*** SPLK    #DT_4us,DBTCON ;4us, Enable dead bands generators,
;Prescale x/1

SPLK    #DT_3us,DBTCON ;3us, Enable dead bands generators,

```

Appendice B

```
***      SPLK    #DT_5us,DBTCON                ;5us, Eneable dead bands generators,

                                                ;Prescale x/1

      SPLK    #0h,CMPR1                        ;0
      SPLK    #0h,CMPR2                        ;0
      SPLK    #0h,CMPR3                        ;0

      SPLK    #0001001000000111b,COMCON        ;Abilita SVM, abilita Full Compare Output,
                                                ;Full Compare 1, Full Compare, Full Compare 3
                                                ;in modo PWM.
      SPLK    #1001001000000111b,COMCON        ;Abilita Full compare op.

      .endm

;_____MACRO_____
; EV_Value_GPTCON
; Assegnazione valore a GPTCON con conservazione eventuale start a ADC
;_____

EV_Value_GPTCON .macro ADC
*
      LDP     #EV_PAGE                        ;DP-->7400h-747Fh
      SPLK    #0 + :ADC:,GPTCON

      .endm

;_____MACRO_____
; EV_Init_GPTCON
; Inizializzazione GPTCON per Event Manager ed eventuale controllo su start
; conversion a convertitori ADC
;_____

EV_Init_GPTCON .macro ADC
*
      EV_Value_GPTCON ADC_GPT_Init

      .endm

;_____MACRO_____
; EV_Init_T1
;
;_____

EV_Init_T1 .macro
      SPLK    #T1_PERIOD,T1PR
      SPLK    #0h,T1CNT                      ;Clear Timer 1
      SPLK    #0E802h,T1CON                  ;No effect
      SPLK    #06802h,T1CON                  ;Stop after period is completed on
                                                ;emulation suspend, Continuous UP/DOWN
                                                ;mode, Prescale x/1, Timer disable,
                                                ;Internal clock source, Reload when
                                                ;counter is 0, Eneable timer compare
                                                ;operation (first write).
      SPLK    #06842h,T1CON                  ;Timer 1 eneable (second write)
;
      .endm
*
```



```
*****

;_____ MACRO _____;
; EV_Init_ENCODER                                     ;
;                                                     ;
;                                                     ;
;_____

EV_Init_ENCODER .macro

    ldp    #0E1h

    splk   #30h,OCRB                                ;Bit 4,5 di OCRB settati => pin QEP1,QEP2 attivi

    ldp    #0E8h

    splk   #0FFFh,T2PR                              ;Timer2 per il conteggio impulsi dell'encoder

    splk   #0,T2CNT                                  ;Azzero contatore Encoder

    splk   #1101100001110000b,T2CON                 ;GPT2 Dir Up/Down pilotato da circuito QEP

    splk   #0E000h,CAPCON                           ;Capture units 1 e 2 disab. => pins in mode QEP
                                                    ;Capture unit 3 e 4 disabilitate
;
    .endm
*
*****

;_____ MACRO _____;
; EV_Init                                             ;
; Inizializzazione Event Manager                    ;
;_____

EV_Init .macro

    EV_Init_T3                                     ;Inizializzazione ed avvio Timer 3

    EV_Init_GPTCON

    EV_Init_T1                                     ;Inizializzazione ed avvio Timer 1

    EV_Init_SVM

    EV_Init_ENCODER                               ;Inizializzazione dell'Encoder

    .endm

;_____ MACRO _____;
; INT_Init                                           ;
; Inizializzazione Interrupt controller              ;
;_____

INT_Init .macro

    LDP    #00h                                    ;DP-->0000h-007Fh
    SPLK   #0020h,IMR                             ;Abilitazione interrupt da INT 6 (fine
                                                    ;conversione)
    .endm

;_____ MACRO _____;
; Set_Clock                                           ;
```



```
SPLK #ADC_START_BY_SOFT_SCALE10, ADCTRL2 ;Start ADC Immediately
.endm

;_____MACRO_____
; ADC_Start_Selch_3_11_IntDis
;
;
;_____
;

ADC_Start_Selch_3_11_IntDis .macro
    LDP    #ADC_PAGE
    SPLK   #ADC_En12_Selch_3_11_IntDis_Start,ADCTRL1
.endm

;_____MACRO_____
; ADC_StartBySoft_Ch_3_11
;
;
;_____
;

ADC_StartBySoft_Ch_3_11 .macro
    ADC_Start_Selch_3_11_IntDis
    ADC_StartBySoft
.endm

;_____MACRO_____
; ADC_Reset_Int_Flag
;
;
;_____
;

ADC_Reset_Int_Flag .macro
    LDP #ADC_PAGE
    LACC ADCTRL1
    OR  #ADC_BIT_INTFLAG
    SACL ADCTRL1
.endm

;_____MACRO_____
; ADC_init inizializzazione convertitore AD
;-----
;

ADC_Init .macro
    ADC_StartByT1period_Ch_2_10
    ADC_StoreRes ACCB,ACCC,MTH_MAIN_PAGE ;Svuotamento FIFO
    ADC_StoreRes ACCB,ACCC,MTH_MAIN_PAGE ;Svuotamento FIFO

    .endm

;_____MACRO_____
; ADC_WaitEndConv
;
;
;_____
;

ADC_WaitEndConv .macro

conversion?
*    LDP    #ADC_PAGE
*    BIT   ADCTRL1,15-ADCINTFLAG
*    BBZ   conversion?

    LDP    #ADC_PAGE
```

Appendice B

```
LACC #0d8h ;Test su bits 4-3 (ADCFIFO1) e 7-6 (ADCFIFO2)
AND ADCTRL2
BZ conversion?

.endm

; _____ MACRO _____ ;
; ADC_StoreRes
;
; Nota: Il risultato è reso bipolare
; _____ ;

ADC_StoreRes .macro result1, result2, result_page
    LDP #ADC_PAGE ; Pagina dei Registri ADC
    LACC ADCFIFO1,10 ;read result
    AND #03FFh,16 ;Selezione dei 10bits utili
    LDP #:result_page: ;DP <- pagina che contiene la variabile
    SUB H4000,11 ;Si rende il risultato bipolare
    SACH :result1:
    LDP #ADC_PAGE ; Pagina dei Registri ADC
    LACC ADCFIFO2,10 ;read result
    AND #03FFh,16 ;Selezione dei 10bits utili
    LDP #:result_page: ;DP <- pagina che contiene la variabile
    SUB H4000,11
    SACH :result2:

.endm

;**ADC_START_BY_T1_Period .set 0000000100000000b ;Start alla conversione ADC dal PERIOD
;del TIMER 1 (cioè dal picco)

ADC_START_BY_T1_Period .set 0000000010000000b ;Start alla conversione ADC dall'UNDERFLOW
;del TIMER 1 (cioè dallo zero)

ADC_GPT_Init .equ ADC_START_BY_T1_Period

; VERA
ADC_BIT_INTFLAG .set 0100h
; NEGATA
ADC_NBIT_INTFLAG .set 0FEFFh

ADC_En12_Selch_2_10_IntEn .set 1001101000100100b
;Complete conversion before halt, operation
;determined by Suspend-sft, Immediate
;start disabled, ADC1 and ADC2 enabled,
;Continuous conversion disabled, Interrupt
;enabled, NO Interrupt flag, Conv. in progress,
;Channel 10, Channel 2, NO action.

ADC_En12_Selch_2_10_IntDis .set 1001100000100100b
;Complete conversion before halt, operation
;determined by Suspend-sft, Immediate
;start disabled, ADC1 and ADC2 enabled,
;Continuous conversion disabled, Interrupt
;disabled, NO Interrupt flag, Conv. in progress,
;Channel 10, Channel 2, NO action.

ADC_En12_Selch_3_11_IntDis_Start .set 1011100000110110b
;Complete conversion before halt, operation
;determined by Suspend-sft, Immediate
;start Enabled, ADC1 and ADC2 enabled,
```

```

;Continuous conversion disabled, Interrupt
;disabled, NO Interrupt flag, Conv. in progress,
;Channel 11, Channel 3, NO action.

ADC_START_BY_EV_SCALE10 .set 0000010000000011b
;Start ADC By Event Manager, Prescaler 10
ADC_START_BY_SOFT_SCALE10 .set 0003h ;Start ADC By Event Manager Disabled,
;Scale 10

;_____ MACRO_____
; IPI_MeasureCurrOffset
;
;
;_____

IPI_MeasureCurrOffset .macro value, offset
    LAC value ; acc = value
    SUB #IPI_MAX_CURR_OFFSET ; acc = value - max_off
    BLEZ IPI_OFF_label_1? ; if (acc<=0) (value<=max_off) branch label_1?
    LAC #IPI_MAX_CURR_OFFSET,1 ; else (value>max_off): acc = max_off*2
    B IPI_OFF_label_2? ; branch label_2?
IPI_OFF_label_1?:
    ADD #IPI_MAX_CURR_OFFSET,1 ; acc = acc + max_off*2
    BGEZ IPI_OFF_label_2? ; if (acc>=0) (value>=-max_off) branch label_2?
    ZAC ; else (value<=-max_off) : acc = 0
IPI_OFF_label_2?:
    SUB #IPI_MAX_CURR_OFFSET ; acc = acc - max_off
    SACL offset ; offset = acc
.endm

;_____ MACRO_____
; IPI_CompensateCurrOffset
;
;_____

IPI_CompensateCurrOffset .macro value, offset
    LAC value ; acc = value
    SUB offset ; acc = value - offset
    SACL value ; value = value - offset
.endm

IPI_MAX_CURR_OFFSET .set 0020h ; massimo offset su acquisizione corrente

;_____ MACRO_____
SVP_calcdt .macro curr,cdt,appoggio
;
; Calcolo della entit... della compensazione del tempo morto in funzione della
; corrente di fase
;
; "appoggio" Š una variabile intermedia
;_____

    LACC SGLF ;Compensazione fase A
    SUB curr
    SACL appoggio
    BLEZ L_CDT_2?
    LT appoggio
*
    MPY SLPF
    PAC
    ADD cdt,12
    SUB DTCLT,12
    BLEZ L_CDT_1?
    ZAC

```

Appendice B

```
L_CDT_1?:
    ADD    DTCLT,12
    SACH   cdt,4
L_CDT_2?:
*
    .endm

*****
*          Definizione nuova macro per la modulazione SVM          *
*****

;_____ MACRO_____
copy    .macro          iniz,fin,dest
;
; Copia della stringa compresa tra "iniz" e "fin" nella
; variabile finale "dest"
;_____

    .if (($symlen(iniz)=0)|($symlen(fin)=0)|($symlen(dest)=0))
        .emsg "Errore - Parametro errato in macro copy"
        .mexit
    .endif

    lar ar4,#:dest:
    mar *,ar4
    rpt #:fin:-:iniz:-1
    blpd #:iniz,#+

    .endm

*****
* Definizione di nuove macro per lo start software alla conversione delle correnti (11-10-01) *
* destinatoato alla doppia acquisizione per il filtro euristico pesato del controllo SFVC      *
*****

;_____ MACRO_____
; ADC_StartBySoft_Ch_2_10
;
;
;_____

ADC_StartBySoft_Ch_2_10 .macro
    ADC_Start_Selch_2_10_IntDis
    ADC_StartBySoft
    .endm

;_____ MACRO_____
; ADC_Start_Selch_2_10_IntDis
;
;
;_____

ADC_Start_Selch_2_10_IntDis .macro
    LDP    #ADC_PAGE
    SPLK   #ADC_En12_Selch_2_10_IntDis_Start,ADCTRL1
    .endm

ADC_En12_Selch_2_10_IntDis_Start .set 1011100000100100b
;Complete conversion before halt, operation
;determined by Suspend-sft, Immediate
;start Enabled, ADC1 and ADC2 enabled,
;Continuous conversion disabled, Interrupt
;disabled, NO Interrupt flag, Conv. in progress,
;Channel 11, Channel 3, NO action.
```

B.2.5 *Asnc_var.asm*

```

;-----
;
; File: Asnc_var.asm
; Project: ES696/5
;
; Descrizione: File contenente la definizione e l'inizializzazione variabili.
;-----

.include "c:\320tools\vf240regs.h"
.copy "320f240.h"
.include "es696_3.h"
.include "asnc_cst.h"

*
*-----
; DEFINIZIONE LOCAZIONI GENERAL PURPOSE PER PAGINA 0 (MAIN)

.def ACCB
.def ACCC
.def ACCD
.def ONE
.def MINUS
.def MAX ;Costante 7FFFh
.def MIN ;Costante 8000h (-8000h)

ACCB .usect "P0" ,1,1 ;Variabile a disposizione di tutti i moduli
ACCC .usect "P0" ,1,1 ;Variabile a disposizione di tutti i moduli
ACCD .usect "P0" ,1,1 ;Variabile a disposizione di tutti i moduli
ONE .usect "P0" ,1,1
MINUS .usect "P0" ,1,1
MAX .usect "P0" ,1,1 ;Costante 7FFFh
MIN .usect "P0" ,1,1 ;Costante 8000h (-8000h)

.sect ".cinit"
.word MIN-ACCB+1,ACCB
.word 0000h ;ACCB
.word 0000h ;ACCC
.word 0000h ;ACCD
.word 0001h ;ONE
.word 0ffffh ;MINUS
.word 7fffh ;MAX
.word 8001h ;MIN

.def ALRMW ;Variabile gestita a bit e scritta su RAM DP
.def RESALR ;Variabile gestita a bit e scritta su RAM DP
.def FREQ10 ;Frequenza istantanea da produrre
.def OLDF10 ;Frequenza istantanea del passo precedente
.def VMODST ;Vettore da produrre
.def TVFSTM ;Max valore di TVFST per calcolo di VMODST
.def TVFST ;Variabile che contiene il valore di TVF
;calcolato dalla REGVF da passare alla RRI
.def TVFDCB ;Variabile che contiene il valore di TVF
;calcolato dalla DCBRT
.def STODCB ;Ultimo valore di TVF prima di interrompere
;una DCB
.def DLTDCB ;Extra incremento per rendere pi— rapida
;l'andata a regime della corrente di DCB
;(1 per Sinus/LIFT, 0 per Sinus/IFD)
.def FRZDCB ;Coefficiente per la riduzione del valore
;di TVF in DCB (STODCB)

```

.def	CONFIG	;Variabile con bits di configurazione
.def	ISSN	;Corrente durante Speed Search.
.def	INDGT	;Variabile che contiene i bit letti da DSP su IOP
.def	IATTF	;Valore filtrato della corrente attiva
.def	IATTFS	;Memoria del filtro su IATTF
.def	K0IMV	;Coefficienti della regolazione PID della
.def	K1IMV	;corrente di barra positiva in SOVRACARICO
.def	K2IMV	
.def	DERIM	;Differenza filtrata fra errori di corrente
.def	IAMPID	
.def	IAREG	;Regolatore di corrente
.def	M1	;Coefficienti delle rette della
.def	M2	;regolazione V/f
.def	N1H	
.def	N1L	
.def	N2H	
.def	N2L	
.def	TVFMAX	;Valore massimo di TVF
.def	FRVF	;Variabili che contengono le frequenze
.def	FRVF20	;caratteristiche della regolazione V/f: ;fine regolazione, 1/20 freq
.def	M1_2	;Coefficienti delle rette della
.def	N1H_2	
.def	N1L_2	
.def	M2_2	;regolazione V/f
.def	N2H_2	
.def	N2L_2	
.def	TVFMAX_2	;Valore massimo di TVF
.def	FRVF_2	;Variabili che contengono le frequenze
.def	FRVF20_2	;caratteristiche della regolazione V/f: ;fine regolazione, 1/20 freq
.def	COSTDP	;Costante per il calcolo di DELTAP in ASINC
.def	DTPST	;Variabile dove immagazzinare DELTAP(ASINC) in ;attesa dell'aggiornamento
.def	VMODM	;Costante 7800h
.def	SEME	;Per generatore pseudo casuale
.def	INCR	;Incremento per generatore pseudo casuale
.def	POUT	;Potenza istantanea erogata
.def	POUTS	;Variabile di appoggio per il calcolo ;del filtro su POUT
.def	ROT_A	;Seno della fase introdotta dal filtro analogico
.def	ROT_B	;Coseno della fase introdotta dal filtro analogico
.def	ROT_C	;Seno della fase introdotta dal filtro analogico
.def	FDCB	;Frequenza bassima da produrre durante DCB.
.def	SEOUT	;Dato da inviare alla consolle
.def	SEIN	;Dato letto da consolle + bits ;di protocollo
.def	ADDSEO	;Indirizzo sul buffer di trasmissione ;su RAM DP
.def	ADDSEI	;Indirizzo sul buffer di ricezione ;su RAM DP
.def	IALIM1	
.def	IALIM2	
.def	IALIM3	
.def	ERRIM	
.def	KVB	;Costante per la compensazione della ;tensione di barra
.def	RS	;Resistenza di statore
.def	AUTOTV	
.def	CONTST	;Variabile che memorizza il periodo ;del PERIOD REG. in attesa dell'aggiornamento
.def	CONTAS	;Periodo del PERIOD R. in funz. asincrono
.def	CNTASN	;Periodo del PERIOD R. in funz. asincrono

	.def	KDCTAS		;per max freq. di carrier ;Coefficiente per la normalizzazione di POUT a ;10kHz in funzionamento asincrono
	.def	KDCNTN		;Coefficiente per la normalizzazione di POUT a ;10kHz in funzionamento asincronoper max ;freq. di carrier
	.def	KDCONT		;Coefficiente per la normalizzazione di POUT a ;10kHz
	.def	DTST		;Tempo morto da passare a RRI
	.def	NUMCL		;LSW del numeratore per il calcolo di CONT
	.def	NUMCH		;MSW del numeratore per il calcolo di CONT
	.def	CSTKDC		;Costante per la costruzione di KDCONT in ;funzionamento sincrono
	.def	MOD		;Per modulazione random (0 disabilitata)
	.def	DTCLT		;Parametri per compensazione tempo morto
	.def	DTCGT		
	.def	SGLF		
	.def	SLPF		
	.def	BITS1		;Variabile gestita a bit e letta da RAM DP
	.def	BITS2		;Variabile gestita a bit e letta da RAM DP
	.def	K0IM		;Coefficienti della regolazione PID della
	.def	K1IM		;corrente di barra positiva
	.def	K2IM		
	.def	VBARRA		;tensione di barra letta da uC.
	.def	ANAUX1		;Ingresso analogico ausiliario
	.def	ANAUXS		;Memoria del filtro su ANAUX1
	.def	CICLOR		;variabile che scandisce le variabili da leggere
	.def	CICLCF		;Scansione della lettura della configurazione ;dalla RAMDP
	.def	KSPEED		;Coefficiente di riduzione della tensione ;di fase durante la Speed S.
	.def	IATTF		;Corrente ulteriormente filtrata per agganciamento ;Speed Search
	.def	IATFST		;IATTF * 4
	.def	IADCB		;Valore nominale della corrente di DCB
	.def	CNT320		;Valore di CONT da passare alla RRI messo in ;scala per la frequenza a18MHz
	.def	DT320		;Valore di DT da passare alla RRI messo in ;scala per la frequenza a18MHz
	.def	TMSO0		;Pilotaggio delle uscite digitali in T.M.
ERRIM	.usect "P0"	,6		
IAMPID	.usect "P0"	,2		;Integratore del regolatore PID di IAM
ALRMW	.usect "P0"	,1,1		;Variabile gestita a bit e scritta su RAM DP
POUT	.usect "P0"	,1		;Potenza istantanea erogata
IAREG	.usect "P0"	,1,1		;Regolatore di corrente
IATTF	.usect "P0"	,1		;Valore filtrato della corrente attiva
ANAUX1	.usect "P0"	,1,1		;Valore filtrato dell'ingresso analogico ausiliario
SEIN	.usect "P0"	,1,1		;Dato letto da consolle + bits di protocollo
TVFST	.usect "P0"	,1		;Variabile che contiene il valore di TVF ;calcolato dalla REGVF da passare alla RRI
CONTST	.usect "P0"	,1		;Variabile che memorizza il periodo
ANAUXS	.usect "P0"	,1,1		;Memoria del filtro su ANAUX1
IATTFs	.usect "P0"	,1		;Memoria del filtro su IATTF
DERIM	.usect "P0"	,1		;Differenza filtrata fra errori di corrente
SEME	.usect "P0"	,1		;Per generatore pseudo casuale
INCR	.usect "P0"	,1		;Incremento per generatore pseudo casuale
ROT_A	.usect "P0"	,1,1		;Seno della fase introdotta dal filtro analogico
ROT_B	.usect "P0"	,1,1		;Coseno della fase introdotta dal filtro analogico
ROT_C	.usect "P0"	,1,1		;Seno della fase introdotta dal filtro analogico
FDCB	.usect "P0"	,1,1		;Frequenza bassima da produrre durante DCB.
KSPEED	.usect "P0"	,1		;Coefficiente di riduzione della tensione ;di fase durante la Speed S.

POUTS	.usect "P0"	,1	;Variabile di appoggio per il calcolo del filtro ;su POUT
IATTF	.usect "P0"	,1	;Corrente ulteriormente filtrata per agganciamento ;Speed Search
IATFST	.usect "P0"	,1	;IATTF * 4
TVFDCB	.usect "P0"	,1	;Variabile che contiene il valore di TVF ;calcolato dalla DCBRT
KDCONT	.usect "P0"	,1	;Coefficiente per la normalizzazione di POUT a ;10kHz
BITS1	.usect "P0"	,1,1	;Variabile gestita a bit e letta da RAM DP
FREQ10	.usect "P0"	,1	;Frequenza istantanea da produrre
VBARRA	.usect "P0"	,1	;tensione di barra letta da uC.
SEOUT	.usect "P0"	,1,1	;Dato da inviare alla consolle
OLDF10	.usect "P0"	,1	;Frequenza istantanea del passo precedente
STODCB	.usect "P0"	,1	;Ultimo valore di TVF prima di interrompere ;una DCB
VMODST	.usect "P0"	,1	;Vettore da produrre
CDTA	.usect "P0"	,1	;Compensazione del tempo morto sulla fase A
CDTB	.usect "P0"	,1	;Compensazione del tempo morto sulla fase B
CDTC	.usect "P0"	,1	;Compensazione del tempo morto sulla fase C
M1	.usect "P0"	,1,1	;Coefficienti delle rette della
N1L	.usect "P0"	,1,1	;regolazione V/f
N1H	.usect "P0"	,1,1	
M2	.usect "P0"	,1,1	
N2L	.usect "P0"	,1,1	
N2H	.usect "P0"	,1,1	
TVFMAX	.usect "P0"	,1,1	;Valore massimo di TVF
FRVF	.usect "P0"	,1,1	;Variabili che contengono le frequenze
FRVF20	.usect "P0"	,1,1	;caratteristiche della regolazione V/f: ;fine regolazione, mezza freq, 1/20 freq
M1_2	.usect "P0"	,1,1	;Coefficienti delle rette della
N1L_2	.usect "P0"	,1,1	;regolazione V/f
N1H_2	.usect "P0"	,1,1	
M2_2	.usect "P0"	,1,1	
N2L_2	.usect "P0"	,1,1	
N2H_2	.usect "P0"	,1,1	
TVFMAX_2	.usect "P0"	,1,1	;Valore massimo di TVF
FRVF_2	.usect "P0"	,1,1	;Variabili che contengono le frequenze
FRVF20_2	.usect "P0"	,1,1	;caratteristiche della regolazione V/f: ;fine regolazione, mezza freq, 1/20 freq
*			
VMODM	.usect "P0"	,1,1	;Costante 7800h
TVFSTM	.usect "P0"	,1,1	;Max valore di TVFST per calcolo di VMODST
DTPST	.usect "P0"	,2,1	;Variabile dove immagazzinare DELTAP(ASINC) in ;attesa dell'aggiornamento
COSTDP	.usect "P0"	,1,1	;Costante per il calcolo di DELTAP in ASINC
NUMCL	.usect "P0"	,1,1	;LSW del numeratore per il calcolo di CONT
NUMCH	.usect "P0"	,1,1	;MSW del numeratore per il calcolo di CONT
CSTKDC	.usect "P0"	,1,1	;Costante per la costruzione di KDCONT in ;funzionamento sincrono
MOD	.usect "P0"	,1,1	;Per modulazione random (0 disabilitata)
CONTAS	.usect "P0"	,1,1	;Periodo del PERIOD R. in funz. asincrono
CNTASN	.usect "P0"	,1,1	;Periodo del PERIOD R. in funz. asincrono ;per max freq. di carrier
KDCTAS	.usect "P0"	,1,1	;Coefficiente per la normalizzazione di POUT a ;10kHz in funzionamento asincrono (letto da RAMDP)
KDCNTN	.usect "P0"	,1,1	;Coefficiente per la normalizzazione di POUT a ;10kHz in funzionamento asincrono (letto da RAMDP) ;per max freq. di carrier
DTST	.usect "P0"	,1,1	;Tempo morto da passare a RRI
DTCLT	.usect "P0"	,1,1	;Parametri per compensazione tempo morto
DTCGT	.usect "P0"	,1,1	
SGLF	.usect "P0"	,1,1	

```

SLPF      .usect "P0"      ,1,1
INDGT     .usect "P0"      ,1,1      ;Variabile che contiene i bit letti da DSP su IOP
BITS2     .usect "P0"      ,1,1      ;Variabile gestita a bit
K0IMV     .usect "P0"      ,1,1      ;Coefficienti della regolazione PID della
K1IMV     .usect "P0"      ,1,1      ;corrente di barra positiva in SOVRACARICO
K2IMV     .usect "P0"      ,1,1
K0IM      .usect "P0"      ,1,1      ;Coefficienti della regolazione PID della
K1IM      .usect "P0"      ,1,1      ;corrente di barra positiva
K2IM      .usect "P0"      ,1,1      ;
CICLOR     .usect "P0"      ,1,1      ;variabile che scandisce le variabili da leggere
                                   dalla RAMDP
CICLCF     .usect "P0"      ,1,1      ;Scansione della lettura della configurazione
RESALR     .usect "P0"      ,1,1      ;Variabile gestita a bit e scritta su RAM DP
KVB        .usect "P0"      ,1,1      ;Costante per la compensazione della tensione
                                   ;di barra
TMSO0      .usect "P0"      ,1,1      ;Pilotaggio delle uscite digitali in T.M.
RS         .usect "P0"      ,1        ;Resistenza di statore
AUTOTV     .usect "P0"      ,1        ;Correzione automatica del boost.
DLTDCB     .usect "P0"      ,1,1      ;Extra incremento per rendere pi— rapida
                                   ;l'andata a regime della corrente di DCB
                                   ;(1 per Sinus/LIFT, 0 per Sinus/IFD)
FRZDCB     .usect "P0"      ,1,1      ;Coefficiente per la riduzione del valore
                                   ;di TVF in DCB (STODCB)
CONFIG     .usect "P0"      ,1,1      ;Variabile con bits di configurazione
ISSN       .usect "P0"      ,1,1      ;Corrente durante Speed Search.
IADCB      .usect "P0"      ,1,1      ;Valore nominale della corrente di DCB
IALIM1     .usect "P0"      ,1,1      ;Corrente di limitazione in accelerazione
IALIM2     .usect "P0"      ,1,1      ;Corrente di limitazione in running
IALIM3     .usect "P0"      ,1,1      ;Corrente di limitazione in decelerazione
ADDSEO     .usect "P0"      ,1,1      ;Indirizzo sul buffer di trasmissione
                                   ;su RAM DP
ADDSEI     .usect "P0"      ,1,1      ;Indirizzo sul buffer di ricezione
                                   ;su RAM DP
CNT320     .usect "P0"      ,1,1      ;Valore di CONT da passare alla RRI messo in
                                   ;scala per la frequenza a 18MHz
DT320      .usect "P0"      ,1,1      ;Valore di DT da passare alla RRI messo in
                                   ;scala per la frequenza a 18MHz

```

```

.sect      ".cinit"      ;XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX

```

```

.word      DT320-ERRIM+1,ERRIM ; OCCHIO AGLI ESTREMI
.word      0000h,0000h,0000h,0000h,0000h,0000h      ;ERRIM
.word      0000h,0000h      ;IAMPID
.word      0000h      ;ALRMW
.word      0000h      ;POUT
.word      0000h      ;IAREG
.word      0000h      ;IATTF
.word      0000h      ;ANAU1
.word      0000h      ;SEIN
.word      0000h      ;TVFST
.word      0000h      ;CONTST
.word      0000h      ;ANAUXS
.word      0000h      ;IATTFs
.word      0000h      ;DERIM
.word      0000h      ;SEME
.word      055Bh      ;INCR
.word      0000h      ;ROT_A
.word      0000h      ;ROT_B
.word      0000h      ;ROT_C
.word      0000h      ;FDCB
.word      0000h      ;KSPEED
.word      0000h      ;POUTS
.word      0000h      ;IATTFf
.word      0000h      ;IATFST

```

```

.word 0000h      ;TVFDCB
.word 0000h      ;KDCONT
.word 0000h      ;BITS1
.word 0000h      ;FREQ10
.word 0000h      ;VBARRA
.word 0000h      ;SEOUT
.word 0000h      ;OLDF10
.word 0000h      ;STODCB
.word 0000h      ;VMODST
.word 0000h      ;CDTA
.word 0000h      ;CDTB
.word 0000h      ;CDTC
.word 0000h      ;M1
.word 0000h      ;N1L
.word 0000h      ;N1H
.word 0000h      ;M2
.word 0000h      ;N2L
.word 0000h      ;N2H
.word 0000h      ;TVFMAX
.word 0000h      ;FRVF
.word 0000h      ;FRVF20
.word 0000h      ;M1_2
.word 0000h      ;N1L_2
.word 0000h      ;N1H_2
.word 0000h      ;M2_2
.word 0000h      ;N2L_2
.word 0000h      ;N2H_2
.word 0000h      ;TVFMAX_2
.word 0000h      ;FRVF_2
.word 0000h      ;FRVF20_2
.word 3FFFh      ;VMODM
.word 1080h      ;TVFSTM
.word 0000h,0000h ;DTPST
.word 346Eh      ;COSTDP
.word 8000h      ;NUMCL
.word 0138h      ;NUMCH
.word 0FB8h      ;CSTKDC
.word 0000h      ;MOD
.word 0000h      ;CONTAS
.word 0000h      ;CNTASN
.word 0000h      ;KDCTAS
.word 0000h      ;KDCNTN
.word 0000h      ;DTST
.word 0000h      ;DTCLT
.word 0000h      ;DTCGT
.word 0000h      ;SGLF
.word 0000h      ;SLPF
.word 0000h      ;INDGT
.word 0000h      ;BITS2
.word 0000h      ;K0IMV
.word 0000h      ;K1IMV
.word 0000h      ;K2IMV
.word 0001h      ;K0IM
.word 0002h      ;K1IM
.word 0003h      ;K2IM
.word 0FFFFh     ;CICLOR
.word 0FFFFh     ;CICLCF
.word 0FFFFh     ;RESALR
.word 1000h      ;KVB
.word 0000h      ;TMSO0
.word 0000h      ;AUTOTV
.word 0000h      ;RS
.word 0000h      ;DLTDCB

```

```
.word 0000h ;FRZDCB
.word 0000h ;CONFIG
.word 0000h ;ISSN
.word 0000h ;IADCB
.word 0000h ;IALIM1
.word 0000h ;IALIM2
.word 0000h ;IALIM3
.word RDPSET ;ADDSEO
.word RDPSPK ;ADDSEI
.word 0000h ;CNT320
.word 0000h ;DT320
```

*

* DEFINIZIONE VARIABILI GENERAL PORPOUSE IN PAGINA 1 280h - 2FFh

*

```
.def GPSPWM
```

```
GPSPWM .usect "P1",7,1 ;Riserva locazioni per le variabili general
;purpose; va linkato all'inizio della pagina
```

```
.sect ".cinit"
.word 7,GPSPWM
.word 0000h ;ACCB
.word 0000h ;ACCC
.word 0000h ;ACCD
.word 0001h ;ONE
.word 0FFFFh ;MINUS
.word 7FFFh ;MAX
.word 8001h ;MIN
; .word 4000h ;H4000
```

*

* DEFINIZIONE VARIABILI IN PAGINA 1 280h - 2FFh

*

```
.def VMOD ;Vettore da produrre
.def DELTAP
.def DELTAPK
.def PTR1
.def BITS
.def CONT ;Variabile che contiene il periodo
;del PERIOD REG. espresso in periodi
;Tout, e' il semiperiodo del Carrier
.def CONTMK ;Variabile che contiene il periodo
;del PERIOD REG. espresso in periodi
;Tout, e' il semiperiodo del Carrier
.def KDCNT_I
.def KDCNTMK
.def ALFA ;Angolo all'interno del settore
.def SECT ;Settore (066) dove si trova il
;vettore da produrre
.def CDTA ;Compensazione del tempo morto sulla
;fase A
.def CDTB ;Compensazione del tempo morto sulla
;fase B
.def CDTC ;Compensazione del tempo morto sulla
;fase C
.def POUT ;Potenza istantanea erogata
.def RO1 ;Duty cycle del primo vettore della SVPWM
.def RO2 ;Duty cycle del secondo vettore della SVPWM
.def SPACE1 ;Variabili che contengono i valori
.def SPACE2 ;delle SPACE D. da caricare
.def SPACE3 ;sugli ACTION REG.
```

```
.def    DT                ;Variabile il TEMPO MORTO espresso in TCLKIN
.def    MARKMX            ;Massima Mark producibile
.def    DT_2              ;Variabile che contiene meta'
                        ;TEMPO MORTO espresso in TCLKIN
.def    ACTST0            ;Variabili che contengono i
.def    ACTST1            ;valori da caricare sugli
.def    ACTST2            ;ACTION REGISTER
.def    CPDTA             ;Compensazione del tempo morto sulla fase A
.def    CPDTB             ;Compensazione del tempo morto sulla fase B
.def    CPDTC             ;Compensazione del tempo morto sulla fase C
```

* INIZIO DEFINIZIONE NUOVE VARIABILI IN PAGINA 2 300h - 380h

*=====

* Routine Freq_Vel

```
.def    Sign              ;Variabile per il segno della velocità
.def    Campvel
.def    Tempflu
.def    Oldcount          ;Conteggio dell'Encoder nell'ultimo Tc trascorso
.def    Velocita1         ;Variabile di transito per Velocità
```

* Routine Period_Vel

```
.def    Timer             ;Aggiornamento del temporizzatore
.def    Velocita2         ;Variabile di transito per Velocità
.def    Oldtimer
```

* Routine Scegli_Vel

```
.def    Velocita          ;Velocità stimata
```

* Routine ADC_IabCref

```
.def    Ia                ;Corrente nella fase A
.def    Ib                ;Corrente nella fase B
.def    Ic                ;Corrente nella fase C
.def    Cref              ;Coppia di riferimento impostata da potenziometro
```

* Routine ADC_Iab2 (parte di variabili in pag. P2)

```
.def    IDa               ;Variabile per seconda acquisizione della corrente nella fase A
.def    IDb               ;Variabile per seconda acquisizione della corrente nella fase B
```

* Routine I_Offset

```
.def    BITS3             ;Variabile gestita a bit dalla RRI
                        ;per il passaggio dalla RAMDP
                        ;alla parte INTERRUPT
.def    OffsetA           ;Variabile offset fase A
.def    OffsetB           ;Variabile offset fase B
```

* Routine CleanE_DC (filtro a media pesata sulla E_DC)

```
.def    E_DC              ;Tensione del bus DC
.def    E_DCV             ;Tensione del bus DC al ciclo k-1 => IN REALTA' ALLOCATA IN P1
.def    E_DCVV            ;Tensione del bus DC al ciclo k-2 => IN REALTA' ALLOCATA IN P1
```

* Routine Calcola_Correnti

.def	Idold	;Componente D della corrente statorica al ciclo precedente
.def	Id	;Componente D della corrente statorica al ciclo attuale
.def	Iqold	;Componente Q della corrente statorica al ciclo precedente
.def	Iq	;Componente Q della corrente statorica al ciclo attuale

* Routine Calc_Par

.def	V2	;Velocità stimata ^2
.def	Tempmul	;Variabile temporanea per la moltiplicazione tramite macro
.def	OTC2	;Variabile per lo stimatore in corrente del secondo ordine
.def	COTC	;Variabile per lo stimatore in corrente del secondo ordine
.def	RMOTC2	;Variabile per lo stimatore in corrente del secondo ordine
.def	Ismd	;Variabile per lo stimatore in corrente del secondo ordine
.def	Ismq	;Variabile per lo stimatore in corrente del secondo ordine

* Routine Calc_TRI

.def	TRI_d	;Variabile per il calcolo delle cadute resistive
.def	TRI_q	;Variabile per il calcolo delle cadute resistive

* Routine Stm_Fr_Corr

.def	Frd_new	;Fl. Rotorico di asse D dello stim. in corr. del sec. ordine
.def	Frq_new	;Fl. Rotorico di asse Q dello stim. in corr. del sec. ordine
.def	Fd32	;Variabile di appoggio dello stim. in corr. del sec. ordine
.def	Tempmulb	;Variabile temporanea per la moltiplicazione tramite macro
.def	Tempflu32	;Variabile temporanea a 32 bit
.def	Parte1	;Variabile temporanea a 32 bit
.def	Parte2	;Variabile temporanea a 32 bit
.def	Parte3	;Variabile temporanea a 32 bit

* Routine Stm_Fs_Corr

.def	Fsd_new	;Fl. Statorico di asse D dello stim. in corr. del sec. ordine
.def	Fsq_new	;Fl. Statorico di asse Q dello stim. in corr. del sec. ordine

* Routine Stm_Fs

.def	TV_D	;Variabile ausiliaria a 32 bit
.def	TV_Q	;Variabile ausiliaria a 32 bit
.def	TEMP	;Variabile temporanea
.def	DFrd	;Errore Flusso Rotorico asse D
.def	DFrq	;Errore Flusso Rotorico asse Q
.def	Fsd_stm	;Flusso Statorico di asse D dello stimatore in tensione
.def	Fsq_stm	;Flusso Statorico di asse Q dello stimatore in tensione

* Routine Stm_Fr

.def	mulreg	;Variabile temporanea per la moltiplicazione tramite macro
.def	mulregb	;Variabile temporanea per la moltiplicazione tramite macro
.def	Frd_stm	;Flusso Rotorico di asse D dello stimatore in tensione
.def	Frq_stm	;Flusso Rotorico di asse Q dello stimatore in tensione

* Routine Stm_misto

.def	Fsdv	;Variabile propria dello stimatore misto
.def	Fsdi	;Variabile propria dello stimatore misto
.def	Temp_Var	;Variabile temporanea
.def	ALFA1	;Peso del Flusso stimato dallo stimatore in corrente
.def	ALFA2	;Peso del flusso stimato dallo stimatore in tensione

* Routine Stm_Theta

```
.def Cos ;Coseno Flusso Rotorico
.def Sen ;Seno Flusso Rotorico
.def CosV ;Coseno Flusso Rotorico del ciclo precedente
.def SenV ;Seno Flusso Rotorico del ciclo precedente
.def Coseno ;Variabile ausiliaria
.def Seno ;Variabile ausiliaria
```

* Routine Stm_W

```
.def WcV32 ;Velocità calcolata al ciclo k-1 a 32 bit
.def WcVV32 ;Velocità calcolata al ciclo k-2 a 32 bit
.def Wc32 ;Velocità calcolata al ciclo k a 32 bit
.def WfV32 ;Velocità filtrata al ciclo k-1 a 32 bit
.def WfVV32 ;Velocità filtrata al ciclo k-2 a 32 bit
.def Wf32 ;Velocità filtrata al ciclo k a 32 bit
.def yn ;Controlla se è stata bypassata già 1 volta=>
;=>la stima della velocità
.def W ;Velocità del Flusso Rotorico stimata a 16 bit (pulsazione)
.def Wc ;Velocità calcolata al ciclo k a 16 bit
.def Wfv ;Velocità filtrata al ciclo k-1 a 16 bit
.def Tempw ;Variabile di appoggio per la moltiplicazione tramite macro
.def TEMP32 ;Variabile temporanea a 32 bit
.def mulreg1b0 ;Variabile temporanea per la moltiplicazione tramite macro
.def mulreg2b0 ;Variabile temporanea per la moltiplicazione tramite macro
```

* Routine Calc_Dfr

```
.def Fr_r ;Flusso Rotorico di Riferimento (da tabella)
.def Frd ;Flusso rotorico di riferimento di asse D
.def Frq ;Flusso rotorico di riferimento di asse Q
.def XXX ;Variabile temporanea
```

* Routine Calc_MaxVs

```
.def Vs_max ;Modulo del vettore spazio della tensione limite applicabile
```

* Routine Calc_Ref_Over

```
.def K ;Fattore per il puntatore alle tabelle
.def InvW ;Reciproco della velocità stimata (da tabella)
.def V_W ;Rapporto Tensione-Velocità
.def Kc ;Fattore calcolato al ciclo k
.def KcV ;Fattore calcolato al ciclo k-1
.def KcVV ;Fattore calcolato al ciclo k-2
.def Inv_Fr ;Reciproco del Flusso Rotorico di riferimento (da tabella)
.def Cmax ;Coppia limite di riferimento (da tabella)
```

* Routine Stm_C

```
.def Cs ;Coppia stimata
```

* Routine ADC_IabCref

```
.def H4000 ;Variabile fissa usata come costante offset dei
;convertitori ADC, corrispondente alla tensione di 2.5V
```

```
*=====
* FINE DEFINIZIONE NUOVE VARIABILI IN PAGINA 2 300h - 380h
*****
*****
* INIZIO DEFINIZIONE NUOVE VARIABILI IN PAGINA 1 280h - 2FFh
*=====
```


* Routine Calc_FSRot

.def	Fsd_rot	;Flusso Statorico D nel rif.rotante (s.d.r. Flusso Rotorico)
.def	Fsq_rot	;Flusso Statorico Q nel rif.rotante (s.d.r. Flusso Rotorico)

* Routine Calc_FSRef

.def	Fsd_ref	;Flusso Statorico Riferimento D nel s.d.r. statorico
.def	Fsq_ref	;Flusso Statorico Riferimento Q nel s.d.r. statorico

* Routine Reg_Fs

.def	Vsd_ref	;Tensione richiesta di asse D
.def	Vsq_ref	;Tensione richiesta di asse Q

* Routine Calc_ArgV

.def	Vector_d	;Vettore di asse D di cui si deve calcolare la fase
.def	Vector_q	;Vettore di asse Q di cui si deve calcolare la fase
.def	CosAV	;Coseno Tensione richiesta
.def	SenAV	;Seno Tensione richiesta

* Routine Limit_Vs

.def	TotalBit	;Numero di bit
.def	Vd	;Tensione richiesta di asse D
.def	Vq	;Tensione richiesta di asse Q

* Routine Calc_Settore

.def	NSettore	;Numero del Settore del vettore tensione
.def	Delta1	;Duty Cycle 1 per la modulazione SVM
.def	Delta2	;Duty Cycle 2 per la modulazione SVM
.def	Radice3_2	;Variabile fissa usata come costante $\sqrt{3}/2$

* Routine Calc_DVX

.def	C11	;Flag Tempo Morto 1
.def	C12	;Flag Tempo Morto 2
.def	C13	;Flag Tempo Morto 3
.def	dV1	;Errore dovuto al Tempo Morto nella fase A
.def	dV2	;Errore dovuto al Tempo Morto nella fase B
.def	dV3	;Errore dovuto al Tempo Morto nella fase C
.def	dVq	;Correzione Tensione di asse D
.def	dVd	;Correzione Tensione di asse Q

* Routine Calc_Delta

.def	InvE	;Reciproco della tensione E_DC (da tabella)
.def	A_1	;Versore 1 componente D
.def	B_1	;Versore 1 componente Q
.def	A_2	;Versore 2 componente D
.def	B_2	;Versore 2 componente Q
.def	V_temp	;Tensione temporanea
.def	Mulregc	;Variabile temporanea per la moltiplicazione tramite macro

* Routine Imposta_Tempi

.def	Tempo1	;Tempo di applicazione 1
.def	Tempo2	;Tempo di applicazione 2
.def	Tempo3	;Tempo di applicazione 3
.def	NtX100	;Variabile fissa usata per SVM hardware (Cost_Nt*100)
.def	Comp1_Val	;Valore del comparatore 1 per SVM hardware

Appendice B

```
.def    Comp2_Val          ;Valore del comparatore 2 per SVM hardware

* Routine Calc_Phase

        .def    TotalBit_Temp ;Numero di bit temporaneo
        .def    NumBit        ;Numero di bit
        .def    Comp_d        ;Componente D
        .def    Comp_q        ;Componente Q
        .def    Modulo        ;Modulo
        .def    Inv_Mod1      ;Inverso del modulo 1
        .def    Inv_Mod2      ;Inverso del modulo 1
        .def    Interp        ;Interpolazione
        .def    Num_Of_Rep    ;Numero delle ripetizioni

* Variabile temporanea di appoggio per il salvataggio del contenuto del reg. aux. AR0 (utilizzato come stack pointer)

        .def    temp_ar0      ;Variabile temporanea

* Definizione di un flag di uso generale

        .def    Flagdef

*=====
*      FINE DEFINIZIONE NUOVE VARIABILI IN PAGINA 1 280h - 2FFh
*=====
*=====
*      INIZIO RISERVA LOCAZIONI PER LE NUOVE VARIABILI IN PAGINA 2
*=====

* Routine Freq_Vel

Sign          .usect "P2"      ,1
Campvel       .usect "P2"      ,1
Tempflu       .usect "P2"      ,1
Oldcount      .usect "P2"      ,1
Velocita1     .usect "P2"      ,1

* Routine Period_Vel

Timer         .usect "P2"      ,1
Velocita2     .usect "P2"      ,1
Oldtimer      .usect "P2"      ,1

* Routine ADC_IabCref

Ia            .usect "P2"      ,1
Ib            .usect "P2"      ,1
Ic            .usect "P2"      ,1
Cref          .usect "P2"      ,1

* Routine ADC_Iab2 (parte divariabili in pag. P2)

IDa           .usect "P2"      ,1
IDb           .usect "P2"      ,1

* Routine I_Offset

OffsetA       .usect "P2"      ,1
OffsetB       .usect "P2"      ,1

* Routine CleanE_DC (prima parte di variabili in P2)

BITS3         .usect "P2"      ,1
```

```

E_DC          .usect "P2"      ,1

* Routine Calcola_Correnti

Idold         .usect "P2"      ,1
Id            .usect "P2"      ,1
Iqold         .usect "P2"      ,1
Iq            .usect "P2"      ,1

* Routine Calc_Par

V2            .usect "P2"      ,2
Tempmul       .usect "P2"      ,1
OTC2          .usect "P2"      ,1
COTC          .usect "P2"      ,1
RMOTC2        .usect "P2"      ,1
Ismd          .usect "P2"      ,1
Ismq          .usect "P2"      ,1

* Routine Calc_TRI

TRI_d         .usect "P2"      ,2
TRI_q         .usect "P2"      ,2

* Routine Stm_Fr_Corr

Frd_new       .usect "P2"      ,2
Frq_new       .usect "P2"      ,2
Fd32          .usect "P2"      ,2
Tempmulb      .usect "P2"      ,1
Tempflu32     .usect "P2"      ,2
Parte1        .usect "P2"      ,2
Parte2        .usect "P2"      ,2
Parte3        .usect "P2"      ,2

* Routine Stm_Fs_Corr

Fsd_new       .usect "P2"      ,2
Fsq_new       .usect "P2"      ,2

* Routine Stm_Fs

TV_D          .usect "P2"      ,2
TV_Q          .usect "P2"      ,2
TEMP          .usect "P2"      ,1
DFrd          .usect "P2"      ,2
DFrq          .usect "P2"      ,2
Fsd_stm       .usect "P2"      ,2
Fsq_stm       .usect "P2"      ,2

* Routine Stm_Fr

mulreg        .usect "P2"      ,1
mulregb       .usect "P2"      ,1
Frd_stm       .usect "P2"      ,2
Frq_stm       .usect "P2"      ,2

* Routine Stm_misto

Fsdv          .usect "P2"      ,2
Fsdv          .usect "P2"      ,2
Temp_Var      .usect "P2"      ,1
ALFA1         .usect "P2"      ,1

```

Appendice B

ALFA2 .usect "P2" ,1

* Routine Stm_Theta

Cos .usect "P2" ,1
 Sen .usect "P2" ,1
 CosV .usect "P2" ,1
 SenV .usect "P2" ,1
 Coseno .usect "P2" ,1
 Seno .usect "P2" ,1

* Routine Stm_W

WcV32 .usect "P2" ,2
 WcVV32 .usect "P2" ,2
 Wc32 .usect "P2" ,2
 WfV32 .usect "P2" ,2
 WfVV32 .usect "P2" ,2
 Wf32 .usect "P2" ,2
 yn .usect "P2" ,1
 W .usect "P2" ,1
 Wc .usect "P2" ,1
 Wfv .usect "P2" ,1
 Tempw .usect "P2" ,1
 TEMP32 .usect "P2" ,2
 mulreg1b0 .usect "P2" ,1
 mulreg2b0 .usect "P2" ,1

* Routine Calc_Dfr

Fr_r .usect "P2" ,1
 Frd .usect "P2" ,2
 Frq .usect "P2" ,2
 XXX .usect "P2" ,1

* Routine Calc_MaxVs

Vs_max .usect "P2" ,1

* Routine Calc_Ref_Over

K .usect "P2" ,1
 InvW .usect "P2" ,1
 V_W .usect "P2" ,1
 Kc .usect "P2" ,1
 KcV .usect "P2" ,1
 KcVV .usect "P2" ,1
 Inv_Fr .usect "P2" ,1

Cmax .usect "P2" ,1

;Cmax e Velocit... DEVONO essere
 ;CONSECUTIVE per la RAMDP

* Routine Scegli_Vel

Velocita .usect "P2" ,1

* Routine Stm_C

Cs .usect "P2" ,1

* Routine ADC_IabCref

H4000 .usect "P2" ,1

```
*=====
*      FINE RISERVA LOCAZIONI PER LE NUOVE VARIABILI IN PAGINA 2
*****

*****
*      INIZIO RISERVA LOCAZIONI PER LE NUOVE VARIABILI IN PAGINA 1
*=====

* Routine Calc_FSRot

Fsd_rot      .usect "P1"      ,2
Fsq_rot      .usect "P1"      ,2

* Routine Calc_FSRef

Fsd_ref      .usect "P1"      ,2
Fsq_ref      .usect "P1"      ,2

* Routine Reg_Fs

Vsd_ref      .usect "P1"      ,2
Vsq_ref      .usect "P1"      ,2

* Routine Calc_ArgV

Vector_d      .usect "P1"      ,2
Vector_q      .usect "P1"      ,2
CosAV         .usect "P1"      ,1
SenAV         .usect "P1"      ,1

* Routine Limit_Vs

TotalBit      .usect "P1"      ,2
Vd            .usect "P1"      ,1
Vq            .usect "P1"      ,1

* Routine Calc_Setto

Nsetto       .usect "P1"      ,1
Delta1       .usect "P1"      ,1
Delta2       .usect "P1"      ,1
Radice3_2    .usect "P1"      ,1

* Routine Calc_DVX

C11           .usect "P1"      ,1
C12           .usect "P1"      ,1
C13           .usect "P1"      ,1
dV1           .usect "P1"      ,1
dV2           .usect "P1"      ,1
dV3           .usect "P1"      ,1
dVq           .usect "P1"      ,1
dVd           .usect "P1"      ,1

* Routine Calc_Delta

InvE          .usect "P1"      ,2
A_1           .usect "P1"      ,1
B_1           .usect "P1"      ,1
A_2           .usect "P1"      ,1
B_2           .usect "P1"      ,1
V_temp        .usect "P1"      ,1
Mulregc       .usect "P1"      ,1
```

Appendice B

* Routine Imposta_Tempi

Tempo1	.usect "P1"	,1
Tempo2	.usect "P1"	,1
Tempo3	.usect "P1"	,1
NtX100	.usect "P1"	,1
Comp1_Val	.usect "P1"	,1
Comp2_Val	.usect "P1"	,1

* Routine Calc_Phase

TotalBit_Temp	.usect "P1"	,1
NumBit	.usect "P1"	,1
Comp_d	.usect "P1"	,1
Comp_q	.usect "P1"	,1
Modulo	.usect "P1"	,2
Inv_Mod1	.usect "P1"	,1
Inv_Mod2	.usect "P1"	,1
Interp	.usect "P1"	,1
Num_Of_Rep	.usect "P1"	,1

* Variabile temporanea di appoggio per il salvataggio del contenuto del reg. aux. AR0 (utilizzato come stack pointer)

temp_ar0	.usect "P1"	,1

* Flag deflussaggio

Flagdef	.usect "P1"	,1

* Routine CleanE_DC (seconda parte di variabili in P1)

E_DCV	.usect "P1"	,1
E_DCvv	.usect "P1"	,1

*=====

* FINE RISERVA LOCAZIONI PER LE NUOVE VARIABILI IN PAGINA 1

BITS	.usect "P1"	,1	
PTR1	.usect "P1"	,2	
SECT	.usect "P1"	,1	;Settore (006) dove si trova il ;vettore da produrre
ALFA	.usect "P1"	,1	;Angolo all'interno del settore
RO1	.usect "P1"	,1	;Duty cycle del primo vettore della SVPWM
RO2	.usect "P1"	,1	;Duty cycle del secondo vettore della SVPWM
KDCNTMK	.usect "P1"	,1	;Valore di KDCONT corrispondente al CONT ;utilizzato
SPACE1	.usect "P1"	,1	;Variabili che contengono i valori
SPACE2	.usect "P1"	,1	;delle SPACE D. da caricare
SPACE3	.usect "P1"	,1	;sugli ACTION REG.
ACTST0	.usect "P1"	,1	;Variabili che contengono i
ACTST1	.usect "P1"	,1	;valori da caricare sugli
ACTST2	.usect "P1"	,1	;ACTION REGISTER
DELTAPK	.usect "P1"	,2	
VMOD	.usect "P1"	,1	;Vettore da produrre
CONTMK	.usect "P1"	,1	;Variabile che contiene il periodo ;del PERIOD REG. espresso in periodi ;Tout, e' il semiperiodo del Carrier
KDCNT_I	.usect "P1"	,1	;Immagine di KDCONT
DT	.usect "P1"	,1	;Variabile che contiene il TEMPO MORTO ;espresso in TCLKIN
CPDTA	.usect "P1"	,1	;Compensazione del tempo morto sulla fase A ;fase A
CPDTB	.usect "P1"	,1	;Compensazione del tempo morto sulla fase B

```

CPDTC      .usect "P1"      ,1      ;fase B
                                         ;Compensazione del tempo morto sulla fase C
                                         ;fase C
DELTA      .usect "P1"      ,2
MARKMX     .usect "P1"      ,1      ;Massima Mark producibile
CONT       .usect "P1"      ,1      ;Variabile che contiene il periodo
                                         ;del PERIOD REG. espresso in periodi
                                         ;Tout, e' il semiperiodo del Carrier
DT_2       .usect "P1"      ,1      ;Variabile che contiene met... TEMPO MORTO
                                         ;espresso in TCLKIN
ULTIMA1    .usect "P1"      ,1

```

```

.sect      ".cinit" ;XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX

```

```

.word      ULTIMA1-BITS+1,BITS ; OCCHIO AGLI ESTREMI
.word      0000h              ;BITS
.word      0000h,0000h        ;PTR1,PTR1+1
.word      0000h              ;SECT
.word      0000h              ;ALFA
.word      0000h              ;RO1
.word      0000h              ;RO2
.word      0000h              ;KDCNTMK
.word      0000h              ;SPACE1
.word      0000h              ;SPACE2
.word      0000h              ;SPACE3
.word      0000h              ;ACTST0
.word      0000h              ;ACTST1
.word      0000h              ;ACTST2
.word      0000h,0000h        ;DELTA PK,DELTA PK+1
.word      0000h              ;VMOD
.word      03E8h              ;CONTRMK
.word      0000h              ;KDCNT_I
.word      0078h              ;DT
.word      0000h              ;CPDTA
.word      0000h              ;CPDTB
.word      0000h              ;CPDTC
.word      0000h,0000h        ;DELTA PK,DELTA PK+1
.word      0370h              ;MARKMX
.word      03E8h              ;CONT
.word      003Ch              ;DT
.word      0000h              ;ULTIMA1

```

* INIZIO INIZIALIZZAZIONE NUOVE VARIABILI

*=====

```

.sect      ".cinit" ;XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX

```

```

.word      H4000-Sign+1,Sign; OCCHIO AGLI ESTREMI
.word      0000h              ;Sign (prima in P2)
.word      0001h              ;Campvel
.word      0000h              ;Tempflu
.word      0000h              ;Oldcount
.word      0000h              ;Velocita1
.word      0000h              ;Timer
.word      0000h              ;Velocita2
.word      0000h              ;Oldtimer
.word      0000h              ;Ia
.word      0000h              ;Ib
.word      0000h              ;IDa
.word      0000h              ;IDb
.word      0000h              ;Ic
.word      0000h              ;Cref
.word      0000h              ;OffsetA

```

```

.word    0000h        ;OffsetB
.word    0000h        ;BITS3 (BITS3 e E_DC devono essere consecutivi)
.word    0000h        ;E_DC
.word    0000h        ;Idold
.word    0000h        ;Id
.word    0000h        ;Iqold
.word    0000h        ;Iq
.word    0000h,0000h  ;V2
.word    0000h        ;Tempmul
.word    0000h        ;OTC2
.word    0000h        ;COTC
.word    0000h        ;RMOTC2
.word    0000h        ;Ismd
.word    0000h        ;Ismq
.word    0000h,0000h  ;TRI_d
.word    0000h,0000h  ;TRI_q
.word    0000h,0000h  ;Frd_new
.word    0000h,0000h  ;Frq_new
.word    0000h,0000h  ;Fd32
.word    0000h        ;Tempmulb
.word    0000h,0000h  ;Tempflu32
.word    0000h,0000h  ;Parte1
.word    0000h,0000h  ;Parte2
.word    0000h,0000h  ;Parte3
.word    0000h,0000h  ;Fsd_new
.word    0000h,0000h  ;Fsq_new
.word    0000h,0000h  ;TV_D
.word    0000h,0000h  ;TV_Q
.word    0000h        ;TEMP
.word    0000h,0000h  ;DFrd
.word    0000h,0000h  ;DFrq
.word    0000h,0000h  ;Fsd_stm
.word    0000h,0000h  ;Fsq_stm
.word    0000h        ;mulreg
.word    0000h        ;mulregb
.word    0000h,0000h  ;Frd_stm
.word    0000h,0000h  ;Frq_stm
.word    0000h,0000h  ;Fsdv
.word    0000h,0000h  ;Fsdi
.word    0000h        ;Temp_Var
.word    0000h        ;ALFA1
.word    0000h        ;ALFA2
.word    0000h        ;Cos
.word    0000h        ;Sen
.word    0000h        ;CosV
.word    0000h        ;SenV
.word    0000h        ;Coseno
.word    0000h        ;Seno
.word    0000h,0000h  ;WcV32
.word    0000h,0000h  ;WcVV32
.word    0000h,0000h  ;Wc32
.word    0000h,0000h  ;WfV32
.word    0000h,0000h  ;WfVV32
.word    0000h,0000h  ;Wf32
.word    0000h        ;yn
.word    0000h        ;W
.word    0000h        ;Wc
.word    0000h        ;Wfv
.word    0000h        ;Tempw
.word    0000h,0000h  ;TEMP32
.word    0000h        ;mulreg1b0
.word    0000h        ;mulreg2b0
.word    0000h        ;Fr_r
.word    0000h,0000h  ;Frd

```



```

.word    0000h,0000h    ;Frq
.word    0000h          ;XXX
.word    0000h          ;Vs_max
.word    0000h          ;K
.word    0000h          ;InvW
.word    0000h          ;V_W
.word    0000h          ;Kc
.word    0000h          ;KcV
.word    0000h          ;KcVV
.word    0000h          ;Inv_Fr
.word    0000h          ;Cmax
.word    0000h          ;Velocita
.word    0000h          ;Cs
.word    4000h          ;H4000 (ultima in P2)

.sect     ".cinit"      ;XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX

.word     Flagdef-Fsd_rot+1,Fsd_rot; OCCHIO AGLI ESTREMI
.word     0000h,0000h    ;Fsd_rot (prima in P1)
.word     0000h,0000h    ;Fsq_rot
.word     0000h,0000h    ;Fsd_ref
.word     0000h,0000h    ;Fsq_ref
.word     0000h,0000h    ;Vsd_ref
.word     0000h,0000h    ;Vsq_ref
.word     0000h,0000h    ;Vector_d
.word     0000h,0000h    ;Vector_q
.word     0000h          ;CosAV
.word     0000h          ;SenAV
.word     0000h,0000h    ;TotalBit
.word     0000h          ;Vd
.word     0000h          ;Vq
.word     0000h          ;NSettore
.word     0000h          ;Delta1
.word     0000h          ;Delta2
.word     376ch          ;Radice3_2
.word     0000h          ;C11
.word     0000h          ;C12
.word     0000h          ;C13
.word     0000h          ;dV1
.word     0000h          ;dV2
.word     0000h          ;dV3
.word     0000h          ;dVq
.word     0000h          ;dVd
.word     0000h,0000h    ;InvE
.word     0000h          ;A_1
.word     0000h          ;A_2
.word     0000h          ;B_1
.word     0000h          ;B_2
.word     0000h          ;V_temp
.word     0000h          ;Mulregc
.word     0000h          ;Tempo1
.word     0000h          ;Tempo2
.word     0000h          ;Tempo3
.word     0000h          ;NtX100
.word     0000h          ;Comp1_Val
.word     0000h          ;Comp2_Val
.word     0000h          ;TotalBit_Temp
.word     0000h          ;NumBit
.word     0000h          ;Comp_d
.word     0000h          ;Comp_q
.word     0000h,0000h    ;Modulo
.word     0000h          ;Inv_Mod1
.word     0000h          ;Inv_Mod2

```

Appendice B

```
.word    0000h        ;Interp
.word    0000h        ;Num_Of_Rep
.word    0000h        ;temp_ar0
.word    4000h        ;Flagdef          (ultima in P1)

*=====
*      FINE INIZIALIZZAZIONE NUOVE VARIABILI
*=====
*****

        .def      RDP_SPACE
RDP_SPACE .usect    "rdpspace",0400h,1      ;Riserva locazioni per le
                                           ;ram dual port

*****

*      AGGIUNTA DEFINIZIONE NUOVE VARIABILI IN PAGINA 3 380h - 400h
*=====

* Routine ADC_Iab1

        .def      Ia1          ;Prima acquisizione della corrente nella fase A
        .def      Ib1          ;Prima acquisizione della corrente nella fase B

* Routine ADC_Iab2 (parte di variabili in pag. P3)

        .def      Ia2          ;Seconda acquisizione della corrente nella fase A
        .def      Ib2          ;Seconda acquisizione della corrente nella fase B

* Routine Scegli_Corrente

        .def      Iaf          ;Corrente nella fase A filtrata al ciclo K
        .def      IafV         ;Corrente nella fase A filtrata al ciclo K-1
        .def      IafVV        ;Corrente nella fase A filtrata al ciclo K-2
        .def      Iaft         ;Variabile corrente ausiliaria nella fase A
        .def      Ibf          ;Corrente nella fase B filtrata al ciclo K
        .def      IbfV         ;Corrente nella fase B filtrata al ciclo K-1
        .def      IbfVV        ;Corrente nella fase B filtrata al ciclo K-2
        .def      Ibft         ;Variabile corrente ausiliaria nella fase B
        .def      DI           ;Scarto di corrente

* Puntatore per il calcolo della variabile V_W

        .def      Kinv
        .def      KinvV
        .def      KinvVV

*****

*      FINE DEFINIZIONE NUOVE VARIABILI IN PAGINA 3 380h - 400h
*=====

*****

*      INIZIO RISERVA LOCAZIONI PER LE NUOVE VARIABILI IN PAGINA 3
*=====

* Routine ADC_Iab1

Ia1      .usect "P3"      ,1
Ib1      .usect "P3"      ,1

* Routine ADC_Iab2 (parte di variabili in pag. P3)

Ia2      .usect "P3"      ,1
```

Ib2 .usect "P3" ,1

* Routine Scegli_Corrente

Iaf .usect "P3" ,1
 IafV .usect "P3" ,1
 IafVV .usect "P3" ,1
 Iaft .usect "P3" ,1
 Ibf .usect "P3" ,1
 IbfV .usect "P3" ,1
 IbfVV .usect "P3" ,1
 Ibft .usect "P3" ,1
 DI .usect "P3" ,1

* Routine Scegli_Cref

CreFF .usect "P3" ,1

* Puntatore per il calcolo della variabile V_W

Kinv .usect "P3" ,1
 KinvV .usect "P3" ,1
 KinvVV .usect "P3" ,1

* FINE RISERVA LOCAZIONI PER LE NUOVE VARIABILI IN PAGINA 3

*=====

.sect ".cinit" ;XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX

.word DI-Ia1+1,Ia1; OCCHIO AGLI ESTREMI

.word 0000h ;Ia1 (prima in P3)

.word 0000h ;Ib1

.word 0000h ;Ia2

.word 0000h ;Ib2

.word 0000h ;Iaf

.word 0000h ;IafV

.word 0000h ;IafVV

.word 0000h ;Iaft

.word 0000h ;Ibf

.word 0000h ;IbfV

.word 0000h ;IbfVV

.word 0000h ;Ibft

.word 0000h ;Kinv

.word 0000h ;KinvV

.word 0000h ;KinvVV

.word 0000h ;DI (ultima in P3)

B.2.6 SFVC.asm

```
;-----
;
;
;   File: SFVC.asm
;   Project: ES696/5
;
;   Descrizione: File contenente le routine del controllo SFVC con stimatore dinamico
;-----

*****
*
* File contenente le routine di risposta all'interrupt lanciato dalla fine della
* conversione delle correntiper azionamento SVM con deflussaggio ad alte prestazioni dinamiche:
*
* - correzione dei tempi morti con tecnica vettoriale
* - calcolo delle componenti vettoriali dell'errore eseguito tramite tabella
* - i fattori di scala sono definiti come simboli 13 bit Signed
* - gestione degli shifters tramite programma esterno
* - misura della velocità meccanica tramite encoder
* - regolatore di Flusso Statorico Modificato
* - guadagno Stimatore Flusso Modificato variabile con la Tensione
* - controllo Tempi Minimi
* - controllo Configurazioni Degeneri
* - deflussaggio ad alta e altissima velocità.
*
*****

        .include "c:\320tools\sf240regs.h"
        .copy "320f240.h"
        .include "es696_3.h"
        .include "asnc_cst.h"
        .include "macro.asm"

*****
*   Inclusione del file per le operazioni matematiche a 32 bit
*****

        .include "Math32.h"

*****

*****
*   Inclusione delle nuove tabelle
*****

        .include "Inv_E.tab"
        .include "Inv_W.tab"
        .include "Fr.tab"
        .include "Inv_Fr.tab"
        .include "Inv_F1.tab"
        .include "C.tab"
        .include "SqMod.tab"

*****

*****
*   Definizione della denominazione delle routine
*****

        .def      Azzera                ;nuova routine di azzeramento in standby
```

```
.def    ADC_Iab1      ;nuova routine di PRIMA acquisiz. di Ia, Ib
.def    ADC_Iab2      ;nuova routine di SECONDA acquisiz. di Ia e Ib
.def    I_Offset1     ;nuova routine di compensazione offset correnti 1 acq.
.def    I_Offset2     ;nuova routine di compensazione offset correnti 2 acq
.def    Freq_Vel
.def    Period_Vel
.def    Scegli_Vel
.def    CleanE_DC      ;nuova routine per la media pesata della E_DC
.def    Scegli_Corrente ;nuova routine filtro euristico pesato sulle correnti
.def    Calcola_Correnti
.def    Calc_Par
.def    Calc_TRI
.def    Stm_Fr_Corr
.def    Stm_Fs_Corr
.def    Stm_Fs
.def    Stm_Fr
.def    Stm_misto
.def    Stm_Theta
.def    Stm_W
.def    Calc_DFr
.def    Calc_MaxVs
.def    Calc_Ref_Over   ;Supplemento di coppia a bassa velocità
.def    Limit_Cref
.def    Stm_C
.def    Calc_FSRot
.def    Calc_FSRef
.def    Reg_FS
.def    Calc_ArgV
.def    Limit_Vs
.def    Calc_Settore
.def    Calc_TempApp
.def    Calc_DVX
.def    Calc_Vs1
.def    Calc_Delta
.def    Imposta_Tempi
```

* Dichiarazione delle variabili impiegate nelle routine
* contenute in questo file.

* Routine Freq_Vel

```
.ref    Sign          ;Variabile per il segno della velocità
.ref    Campvel
.ref    Tempflu
.ref    Oldcount       ;Conteggio dell'Encoder nell'ultimo Tc trascorso
.ref    Velocita1      ;Variabile di transito per Velocità
```

* Routine Period_Vel

```
.ref    Timer          ;Aggiornamento del temporizzatore
.ref    Velocita2       ;Variabile di transito per Velocità
.ref    Oldtimer
```

* Routine Scegli_Vel

```
.ref    Velocita        ;Velocità stimata
```

* Routine ADC_IabCref

Appendice B

.ref	Ia1	;Prima acquisizione della corrente nella fase A
.ref	Ib1	;Prima acquisizione della corrente nella fase B
.ref	Ia	;Corrente nella fase A
.ref	Ib	;Corrente nella fase B
.ref	Ic	;Corrente nella fase C
.ref	Cref	;Coppia di riferimento impostata da potenziometro

* Routine ADC_Iab2

.ref	Ia2	;Seconda acquisizione della corrente nella fase A
.ref	Ib2	;Seconda acquisizione della corrente nella fase B
.ref	IDa	;Variabile per seconda acquisizione della corrente nella fase A
.ref	IDb	;Variabile per seconda acquisizione della corrente nella fase B

* Routine Scegli_Cref

.ref	CreFF	;Coppia di riferimento filtrata

* Routine Scegli_Corrente

.ref	Iaf	;Corrente nella fase A filtrata al ciclo K
.ref	IafV	;Corrente nella fase A filtrata al ciclo K-1
.ref	IafVV	;Corrente nella fase A filtrata al ciclo K-2
.ref	Iaft	;Variabile corrente ausiliaria nella fase A
.ref	Ibf	;Corrente nella fase B filtrata al ciclo K
.ref	IbfV	;Corrente nella fase B filtrata al ciclo K-1
.ref	IbfVV	;Corrente nella fase B filtrata al ciclo K-2
.ref	Ibft	;Variabile corrente ausiliaria nella fase B
.ref	DI	;Scarto di corrente

* Routine I_Offset (I_Offset1 e I_Offset2)

.ref	BITS3	;Variabile gestita a bits dalla RRI ;per il passaggio dalla RAMDP ;alla parte INTERRUPT
.ref	OffsetA	;Variabile offset fase A
.ref	OffsetB	;Variabile offset fase B

* Routine CleanE_DC

.ref	E_DC	;Tensione del bus DC al ciclo K
.ref	E_DCV	;Tensione del bus DC al ciclo K-1
.ref	E_DCVV	;Tensione del bus DC al ciclo K-2

* Routine Calcola_Correnti

.ref	Idold	;Componente D della corrente storica al ciclo precedente
.ref	Id	;Componente D della corrente storica al ciclo attuale
.ref	Iqold	;Componente Q della corrente storica al ciclo precedente
.ref	Iq	;Componente Q della corrente storica al ciclo attuale

* Routine Calc_Par

.ref	V2	;Velocità stimata ^2
.ref	Tempmul	;Variabile temporanea per la moltiplicazione tramite macro
.ref	OTC2	;Variabile per lo stimatore in corrente del secondo ordine
.ref	COTC	;Variabile per lo stimatore in corrente del secondo ordine
.ref	RMOTC2	;Variabile per lo stimatore in corrente del secondo ordine
.ref	Ismd	;Variabile per lo stimatore in corrente del secondo ordine
.ref	Ismq	;Variabile per lo stimatore in corrente del secondo ordine

* Routine Calc_TRI

.ref	TRI_d	;Variabile per il calcolo delle cadute resistive
.ref	TRI_q	;Variabile per il calcolo delle cadute resistive
* Routine Stm_Fr_Corr		
.ref	Frd_new	;Fl. Rotorico di asse D dello stim. in corr. del sec. ordine
.ref	Frq_new	;Fl. Rotorico di asse Q dello stim. in corr. del sec. ordine
.ref	Fd32	;Variabile di appoggio dello stim. in corr. del sec. ordine
.ref	Tempmulb	;Variabile temporanea per la moltiplicazione tramite macro
.ref	Tempflu32	;Variabile temporanea a 32 bit
.ref	Parte1	;Variabile temporanea a 32 bit
.ref	Parte2	;Variabile temporanea a 32 bit
.ref	Parte3	;Variabile temporanea a 32 bit
* Routine Stm_Fs_Corr		
.ref	Fsd_new	;Fl. Statorico di asse D dello stim. in corr. del sec. ordine
.ref	Fsq_new	;Fl. Statorico di asse Q dello stim. in corr. del sec. ordine
* Routine Stm_Fs		
.ref	TV_D	;Variabile ausiliaria a 32 bit
.ref	TV_Q	;Variabile ausiliaria a 32 bit
.ref	TEMP	;Variabile temporanea
.ref	DFrd	;Errore Flusso Rotorico asse D
.ref	DFrq	;Errore Flusso Rotorico asse Q
.ref	Fsd_stm	;Flusso Statorico di asse D dello stimatore in tensione
.ref	Fsq_stm	;Flusso Statorico di asse Q dello stimatore in tensione
* Routine Stm_Fr		
.ref	mulreg	;Variabile temporanea per la moltiplicazione tramite macro
.ref	mulregb	;Variabile temporanea per la moltiplicazione tramite macro
.ref	Frd_stm	;Flusso Rotorico di asse D dello stimatore in tensione
.ref	Frq_stm	;Flusso Rotorico di asse Q dello stimatore in tensione
* Routine Stm_misto		
.ref	Fsdv	;Variabile propria dello stimatore misto
.ref	Fsdi	;Variabile propria dello stimatore misto
.ref	Temp_Var	;Variabile temporanea
.ref	ALFA1	;Peso del Flusso stimato dallo stimatore in corrente
.ref	ALFA2	;Peso del flusso stimato dallo stimatore in tensione
* Routine Stm_Theta		
.ref	Cos	;Coseno Flusso Rotorico
.ref	Sen	;Seno Flusso Rotorico
.ref	CosV	;Coseno Flusso Rotorico del ciclo precedente
.ref	SenV	;Seno Flusso Rotorico del ciclo precedente
.ref	Coseno	;Variabile ausiliaria
.ref	Seno	;Variabile ausiliaria
* Routine Stm_W		
.ref	WcV32	;Velocità calcolata al ciclo k-1 a 32 bit
.ref	WcVV32	;Velocità calcolata al ciclo k-2 a 32 bit
.ref	Wc32	;Velocità calcolata al ciclo k a 32 bit
.ref	WfV32	;Velocità filtrata al ciclo k-1 a 32 bit
.ref	WfVV32	;Velocità filtrata al ciclo k-2 a 32 bit
.ref	Wf32	;Velocità filtrata al ciclo k a 32 bit
.ref	yn	;Controlla se è stata bypassata già 1 volta=> =>la stima della velocità
.ref	W	;Velocità del Flusso Rotorico stimata a 16 bit (pulsazione)

Appendice B

.ref	Wc	;Velocità calcolata al ciclo k a 16 bit
.ref	Wfv	;Velocità filtrata al ciclo k-1 a 16 bit
.ref	Tempw	;Variabile di appoggio per la moltiplicazione tramite macro
.ref	TEMP32	;Variabile temporanea a 32 bit
.ref	mulreg1b0	;Variabile temporanea per la moltiplicazione tramite macro
.ref	mulreg2b0	;Variabile temporanea per la moltiplicazione tramite macro

* Routine Calc_Dfr

.ref	Fr_r	;Flusso Rotorico di Riferimento (da tabella)
.ref	Frd	;Flusso rotorico di riferimento di asse D
.ref	Frq	;Flusso rotorico di riferimento di asse Q
.ref	XXX	;Variabile temporanea

* Routine Calc_MaxVs

.ref	Vs_max	;Modulo del vettore spazio della tensione limite applicabile

* Routine Calc_Ref

.ref	K	;Fattore per il puntatore alle tabelle
.ref	InvW	;Reciproco della velocità stimata (da tabella)
.ref	V_W	;Rapporto Tensione-Velocità
.ref	Kc	;Fattore calcolato al ciclo k
.ref	KcV	;Fattore calcolato al ciclo k-1
.ref	KcVV	;Fattore calcolato al ciclo k-2
.ref	Inv_Fr	;Reciproco del Flusso Rotorico di riferimento (da tabella)
.ref	Cmax	;Coppia limite di riferimento (da tabella)

* Routine Stm_C

.ref	Cs	;Coppia stimata

* Routine Calc_FSRot

.ref	Fsd_rot	;Flusso Statorico D nel rif.rotante (s.d.r. Flusso Rotorico)
.ref	Fsq_rot	;Flusso Statorico Q nel rif.rotante (s.d.r. Flusso Rotorico)

* Routine Calc_FSRef

.ref	Fsd_ref	;Flusso Statorico Riferimento D nel s.d.r. statorico
.ref	Fsq_ref	;Flusso Statorico Riferimento Q nel s.d.r. statorico

* Routine ADC_IabCref

.ref	H4000	;Variabile fissa usata come costante offset dei ;convertitori ADC, corrispondente alla tensione di 2.5V
.ref	ACCB	;Variabile General Purpose per la pagina P0 del main
.ref	ACCC	;Variabile General Purpose per la pagina P0 del main

* Routine Reg_FS

.ref	Vsd_ref	;Tensione richiesta di asse D
.ref	Vsq_ref	;Tensione richiesta di asse Q

* Routine Calc_ArgV

.ref	Vector_d	;Vettore di asse D di cui si deve calcolare la fase
.ref	Vector_q	;Vettore di asse Q di cui si deve calcolare la fase
.ref	CosAV	;Coseno Tensione richiesta
.ref	SenAV	;Seno Tensione richiesta

* Routine Limit_Vs

.ref TotalBit ;Numero di bit
.ref Vd ;Tensione richiesta di asse D
.ref Vq ;Tensione richiesta di asse Q

* Routine Calc_Setto

.ref NSetto ;Numero del Setto del vettore tensione
.ref Delta1 ;Duty Cycle 1 per la modulazione SVM
.ref Delta2 ;Duty Cycle 2 per la modulazione SVM
.ref Radice3_2 ;Variabile fissa usata come costante $\sqrt{3}/2$

* Routine Calc_DVX

.ref C11 ;Flag Tempo Morto 1
.ref C12 ;Flag Tempo Morto 2
.ref C13 ;Flag Tempo Morto 3
.ref dV1 ;Errore dovuto al Tempo Morto nella fase A
.ref dV2 ;Errore dovuto al Tempo Morto nella fase B
.ref dV3 ;Errore dovuto al Tempo Morto nella fase C
.ref dVq ;Correzione Tensione di asse D
.ref dVd ;Correzione Tensione di asse Q

* Routine Calc_Delta

.ref InvE ;Reciproco della tensione E_{DC} (da tabella)
.ref A_1 ;Versore 1 componente D
.ref B_1 ;Versore 1 componente Q
.ref A_2 ;Versore 2 componente D
.ref B_2 ;Versore 2 componente Q
.ref V_temp ;Tensione temporanea
.ref Mulregc ;Variabile temporanea per la moltiplicazione tramite macro

* Routine Imposta_Tempi

.ref Tempo1 ;Tempo di applicazione 1
.ref Tempo2 ;Tempo di applicazione 2
.ref Tempo3 ;Tempo di applicazione 3
.ref NtX100 ;Variabile fissa usata per SVM hardware (Cost_{Nt}*100)
.ref Comp1_Val ;Valore del comparatore 1 per SVM hardware
.ref Comp2_Val ;Valore del comparatore 2 per SVM hardware

* Routine Calc_Phase

.ref TotalBit_Temp ;Numero di bit temporaneo
.ref NumBit ;Numero di bit
.ref Comp_d ;Componente D
.ref Comp_q ;Componente Q
.ref Modulo ;Modulo
.ref Inv_Mod1 ;Inverso del modulo 1
.ref Inv_Mod2 ;Inverso del modulo 1
.ref Interp ;Interpolazione
.ref Num_Of_Rep ;Numero delle ripetizioni

* Variabile temporanea di appoggio per il salvataggio del contenuto del reg. aux. AR0 (utilizzato come stack pointer)

.ref temp_ar0 ;Variabile temporanea

* Flag deflussaggio o limitazione di tensione

.ref Flagdef

* Puntatore per il calcolo della variabile V_W

Appendice B

```
.ref      Kinv
.ref      KinvV
.ref      KinvVV

*****

.def      _startSFVC

.text

_startSFVC:    type_long32
               type_long48

***** Variabili fisse usate come costanti *****

ldp      #MTH_P1
splk     #376ch,Radice3_2 ;Inizializza il valore sqrt(3)/2<<14 (per 2^14)
splk     #Cost_Nt*100,NtX100 ;Costante usata per SVM hardware

***** Copia della stringa compresa tra I_TbSector e E_TbSector in TbSector *****

copy     I_TbSector,E_TbSector,TbSector

ret

*****
* Routine di lettura dell'Encoder e di stima della velocità *
* in modalità frequenzimetro *
*****

Freq_Vel:

ldp      #MTH_P2
splk     #0,Sign
lacc     Campvel
sub      #1 ;Decremento Campvel (#Tc al prossimo camp. velocità)
sac1     Campvel
retc     neq ;Se Campvel=0 stimo la velocità
           ;altrimenti esco
splk     #Cost_TCV,Campvel ;Ripristino Campvel al val. Cost_TCV

ldp      #0E8h
lacc     T2CNT ;Acc=attuale valore conteggio Encoder
ldp      #MTH_P2
sac1     Tempflu
sub      Oldcount ;Acc=# passi dell'Encoder nell'ultimo Tc
sac1     Velocita1

spm      #COSTVEL_PM
lt       Velocita1
mpy      #COSTVEL
spl      Velocita1 ;Memorizzo Velocità

; Velocità= (Conteggio attuale - Oldcount) * Costvel
; Il risultato è espresso in rad/sec ;

lacc     Tempflu
sac1     Oldcount ;Oldcount=Attuale valore contatore per il ciclo succ.
ret
```

```
*****
* Routine stima velocità modalità PERIODIMETRO                                     *
* TIMEOUT = 0.62 sec                                                             *
* Spostamento campione = 1/100 di giro (41 impulsi encoder)                   *
* Vmin = 1 RPM                                                                  *
*****
```

Period_Vel:

```
        .newblock
        ldp      #MTH_P2
        splk     #0,Sign
        lacc     Timer          ;Aggiorno temporizzatore
        add     #1
        sacl     Timer
        sub     #03100          ;TIMEOUT raggiunto?
        bcnd    $1,lt
        splk     #0,Velocita2    ;Timeout raggiunto: Velocità=0
        splk     #0,Timer        ;Timer riparte da 0

        ret

$1      ldp      #0E8h          ;NO Timeout => verifico raggiungimento spostamento
        lacc     T2CNT          ;Acc=attuale valore conteggio Encoder
        ldp      #MTH_P2
        sacl     Tempflu
        sub     Oldtimer
        bcnd    $2,gt
        abs
        splk     #1,Sign
$2      sub     #41              ;Spostamento = spostamento campione?
        retc     lt              ;NO => Ritorno

        lacc     Tempflu        ;SI => Aggiorno misuratore di spostamento
        sacl     Oldtimer

        lacc     #50<<1,15      ;effettuo divisione
        rpt     #14              ;Dividendo=1/100 di giro
        subc    Timer           ;Divido per valore Timer
        sacl     Velocita2
        spm     #PER_VEL_PM
        lt      Velocita2        ;Quoziente=velocità in giri/sec
        mpy     #PER_VEL
        sph     Velocita2        ;trasformo velocità in rad/sec
        splk     #0,Timer        ;Timer riparte da 0
        lacc     Sign
        retc     eq
        lacc     Velocita2
        neg
        sacl     Velocita2

        ret
```

```
*****
* Routine di scelta della velocità in base alla zona di funzionamento           *
*****
```

Scegli_Vel:

```
        .newblock
        ldp      #MTH_P2
        lacc     Velocita
        abs
        sub     #0110            ;mod(Velocità) < 38 rpm(meccanici) ?
        bcnd    $2,lt            ;Si => attivo periodimetro
```

Appendice B

```

lacc    Velocita
abs
sub     #0134      ;mod(Velocità) > 46 rpm(meccanici) ?
bcnd    $1,lt

lacc    Velocita1
sac1    Velocita

ret

$1      lacc    Velocita1      ;46 rpm(meccanici) > mod(Velocità) > 38 rpm(meccanici)
add     Velocita2      ;Velocità = media tra velocità calcolata
sfr
sac1    Velocita      ;in mod. freq. e velocità calcolata in mod. per.

ret

$2      lacc    Velocita2
sac1    Velocita

ret

```

```

*****
* Routine per il filtraggio euristico (media pesata) della E_DC *
*****

```

CleanE_DC:

```

.newblock

ldp     #MTH_P2      ;Sceglie la pagina di memoria P2
lacc    W
abs
sub     #1821      ;Se |W|>1250 giri(elettrici)/min ----> Filtro
bcnd    $4,lt

ldp     #MTH_P1
lacc    E_DCVV      ;E_DC=(E_DCVV+E_DCV+2*E_DC)/4
add     E_DCV
ldp     #MTH_P2
add     E_DC,1
sfr
sfr
sac1    E_DC

$4      ldp     #MTH_P1
lacc    E_DCV
sac1    E_DCVV      ;E_DCV->E_DCVV
ldp     #MTH_P2
lacc    E_DC
sac1    E_DC

ldp     #MTH_P1
sac1    E_DCV      ;E_DC->E_DCV
ldp     #MTH_P2

ret

```

```
*****
* Routine di prima acquisizione e lettura delle correnti Ia e Ib.
* Per l'acquisizione delle correnti sono abilitati i canali 2 e 10
* di ADC1 e ADC2.
*****
```

ADC_Iab1:

```
ADC_StoreRes  TEMP,XXX,MTH_P2 ;Svuotamento FIFO
ADC_StoreRes  TEMP,XXX,MTH_P2 ;Svuotamento FIFO

ADC_StartBySoft_Ch_2_10      ;Start conversion software ai canali
                             ;2 e 10 delle correnti (ADC1 e ADC2)

ADC_WaitEndConv              ;Attesa fine conversione

ADC_StoreRes  Ia,Ib,MTH_P2   ;Salvataggio risultati in pag. P2

ldp    #MTH_P2               ;Sceglie la pagina di memoria P2
lacc   Ia                    ;Carica nell'acc. la Ia rappresentata a 10 bit
                             ;CON SEGNO (Ia=[-(2^9-1),+2^9-1])
spm    3                     ;Moltiplica gli operandi dell'istruzione mpy per 2^-6
lt     Ia
splk   #4096,TEMP             ;Carica il valore 2^12 in TEMP
mpy    TEMP
spl    Ia                    ;Salva il valore di Ia rappresentato a 16 bit
                             ;CON SEGNO (Ia=[-(2^15-1),+2^15-1])

lacc   Ib                    ;Carica nell'acc. la Ib rappresentata a 10 bit
                             ;CON SEGNO (Ib=[-(2^9-1),+2^9-1])
spm    3                     ;Moltiplica gli operandi dell'istruzione mpy per 2^-6
lt     Ib
splk   #4096,TEMP             ;Carica il valore 2^12 in TEMP
mpy    TEMP
spl    Ib                    ;Salva il valore di Ib rappresentato a 16 bit
                             ;CON SEGNO (Ia=[-(2^15-1),+2^15-1])

ret
```

```
*****
* Routine di seconda acquisizione e lettura delle correnti
* Ia e Ib. L'acquisizione viene attivata dal software e sono
* abilitati i canali 2 e 10 di ADC1 e ADC2.
*****
```

ADC_Iab2:

```
ADC_StartBySoft_Ch_2_10      ;Start conversion software ai canali
                             ;2 e 10 delle correnti (ADC1 e ADC2)

ADC_WaitEndConv              ;Attesa fine conversione

ADC_StoreRes  IDa,IDb,MTH_P2 ;Salvataggio risultati
                             ;in pag. P2

ldp    #MTH_P2               ;Sceglie la pagina di memoria P1
lacc   IDa                    ;Carica nell'acc. la Ia rappresentata a 10 bit
                             ;CON SEGNO (IDa=[-(2^9-1),+2^9-1])
spm    3                     ;Moltiplica gli operandi dell'istruzione mpy per 2^-6
lt     IDa
splk   #4096,TEMP             ;Carica il valore 2^12 in TEMP
mpy    TEMP
spl    IDa                    ;Salva il valore di Ia rappresentato a 16 bit
                             ;CON SEGNO (IDa=[-(2^15-1),+2^15-1])
```

Appendice B

```
lacc    IDb                                ;Carica nell'acc. la Ib rappresentata a 10 bit
                                           ;CON SEGNO (IDb=[-(2^9-1),+2^9-1])
spm     3                                ;Moltiplica gli operandi dell'istruzione mpy per 2^-6
lt      IDb
splk    #4096,TEMP                        ;Carica il valore 2^12 in TEMP
mpy     TEMP
spl     IDb                                ;Salva il valore di Ib rappresentato a 16 bit
                                           ;CON SEGNO (IDb=[-(2^15-1),+2^15-1])
```

```
ADC_StartByT1period_Ch_2_10              ;Preparazione successivo
                                           ;start conversion
                                           ;da timer T1
```

```
ADC_StoreRes    TEMP,XXX,MTH_P2          ;Svuotamento FIFO
ADC_StoreRes    TEMP,XXX,MTH_P2          ;Svuotamento FIFO
```

```
ret
```

```
*****
* Routine di compensazione dell'offset sulle correnti Ia e Ib di prima acquisizione.
*****
```

I_Offset1:

```
ldp     #MTH_P2

SBT_NZBITS3,STBY,Compoff1

IPI_MeasureCurrOffset Ia,OffsetA          ;Altrimenti Misura Offset su Ia
IPI_MeasureCurrOffset Ib,OffsetB          ;Altrimenti Misura Offset su Ib
```

Compoff1:

```
ldp     #MTH_P2

IPI_CompensateCurrOffset Ia,OffsetA        ;Compensa Offset su Ia
IPI_CompensateCurrOffset Ib,OffsetB        ;Compensa Offset su Ib

ldp     #MTH_P2
lacc     Ia
ldp     #MTH_P3
sac1     Ia1

ldp     #MTH_P2
lacc     Ib
ldp     #MTH_P3
sac1     Ib1

ret
```

```
*****
* Routine di compensazione dell'offset sulle correnti Ia e Ib di seconda acquisizione.
*****
```

I_Offset2:

```
ldp     #MTH_P2

SBT_NZBITS3,STBY,Compoff2

IPI_MeasureCurrOffset IDa,OffsetA          ;Altrimenti Misura Offset su Ia
IPI_MeasureCurrOffset IDb,OffsetB          ;Altrimenti Misura Offset su Ib
```

Compoff2:

```

ldp      #MTH_P2

IPI_CompensateCurrOffset IDa,OffsetA      ;Compensa Offset su Ia
IPI_CompensateCurrOffset IDb,OffsetB      ;Compensa Offset su Ib

```

```

ldp      #MTH_P2
lacc     IDa
ldp      #MTH_P3
sac1     Ia2

```

```

ldp      #MTH_P2
lacc     IDb
ldp      #MTH_P3
sac1     Ib2

```

```
ret
```

```

*****
* Routine di soppressione disturbi sulle correnti Ia e Ib                                *
*      Iaf=(1-Peso)*IafV+Peso*[IafV+(IafV-IafVV)]                                     *
*      Ibf=(1-Peso)*IbfV+Peso*[IbfV+(IbfV-IbfVV)]                                     *
*****

```

Scegli_Corrente:

.newblock

```

ldp      #MTH_P3      ;sceglie la pagina P3

lacc     IafV          ;carica IafV e lo mette in IafVV
sac1     IafVV
lacc     Iaf           ;carica Ia e lo mette in IaV
sac1     IafV
sub      IafVV          ;IafV-IafVV=Iaft
sac1     Iaft
spm      #Peso_PM
lt       Iaft           ;Iaft*Peso+IafV=Iaft
mpy      #Peso
pac
add      IafV,16
sach     Iaft
sach     Iaf           ;Iaf=Iaft

lacc     Iaf,16        ;carica Iaf nell'accumulatore
sub      Ia1,16        ;sottrae Ia1
abs      ;ne ricava il valore assoluto
sach     DI            ;lo memorizza in DI

lacc     Iaf           ;carica Iaf nell'accumulatore
sub      Ia2           ;sottrae Ia2
abs      ;ne ricava il valore assoluto
sub      DI            ;calcola DI2-DI1
bcnd     $1,geq        ;se DI2<DI1 va a $1 altrimenti
lacc     Ia2           ;carica Ia1 nell'accumulatore
sac1     Iaf           ;e lo assume come Iaf
b        $2            ;prosegue con Ibf

$1
lacc     Ia1           ;carica Ia1 nell'accumulatore
sac1     Iaf           ;e lo assume come Iaf

$2
lacc     IbfV          ;carica IbfV e lo mette in IbfVV
sac1     IbfVV

```

```

lacc      Ibf      ;carica Ibf e lo mette in IbfV
sac1      IbfV
sub       IbfVV    ;IbfV-IbfVV=Ibft
sac1      Ibft
spm       #Peso_PM
lt        Ibft      ;Ibft*Peso+IbfV=Ibft
mpy       #Peso
pac
add       IbfV,16
sach      Ibft
sach      Ibf      ;Ibf=Ibft

lacc      Ibf,16
sub       Ib1,16   ;sottrae Ib1
abs       ;ne ricava il valore assoluto
sach      DI       ;lo memorizza in DI

lacc      Ibf      ;carica Ibf nell'accumulatore
sub       Ib2      ;sottrae Ib2
abs       ;ne ricava il valore assoluto
sub       DI       ;calcola DI2-DI1
bcnd      $3,geq   ;se DI2<DI1 va a $3 altrimenti
lacc      Ib2      ;carica Ib1 nell'accumulatore
sac1      Ibf      ;e lo assume come Ibf
b         $4

$3
lacc      Ib1      ;carica Ib2 nell'accumulatore
sac1      Ibf      ;e lo assume come Ibf

$4
ret

```

```

*****
* Routine di scomposizione del vettore corrente sugli assi D e Q
*
*****

```

Calcola_Correnti:

```

ldp       #MTH_P3
lacc      Iaf
ldp       #MTH_P2
sac1      Ia

#####
* Inversione del segno delle correnti acquisite per l'adattamento al verso
* dei TA dell'inverter del veicolo.
*
#####

```

```

lacc      Ia
neg
sac1      Ia

lacc      Ia
sub       #512    ;Compensazione euristica dell'offset
              ;su Ia
sac1      Ia

ldp       #MTH_P3
lacc      Ibf
ldp       #MTH_P2
sac1      Ib

```



```

#####*
* Inversione del segno delle correnti acquisite per l'adattamento al verso *
* dei TA dell'inverter del veicolo *
#####*

```

```

        lacc      Ib
        neg
        sac1      Ib

        lacc      Ia
        add      Ib      ;Somma Ia+Ib
        neg      ;Ricava -(Ia+Ib)
        sac1      Ic      ;Assegna Ic=-(Ia+Ib)

        ldp      #MTH_P2
        lacc      Id
        sac1      Idold
        lacc      Iq
        sac1      Iqold

        sovm
        spm      #CC1_PM
        lt      Ia
        mpy      #CC1
        sph      Id

        spm      #CC2_PM
        mpy      #CC2
        pac
        spm      #CC3_PM
        lt      Ib
        mpy      #CC3
        apac
        sach      Iq

        ret

```

```

*****
* Calcolo parametri per lo stimatore in corrente 2°Ordine *
*****

```

Calc_Par:

```

        ldp      #MTH_P2

        ;calcolo di OTC2

        spm      0
        lt      Velocita
        mpy      Velocita
        pac
        sacc32    V2      ;V2 = Velocita^2
        splk      #TC2S,Tempflu
        fmul32s16u V2,Tempflu,Tempmul
        neg
        add      #Cost_RTCSLR<<2,15
        sfl
        sach      OTC2

        ;calcolo di COTC

        lt      Velocita
        spm      #PAR1_PM
        mpy      #PAR1

```

sph	COTC	;Modifica per riportare la costante a Dividere
lacc	COTC,1	
sac1	COTC	

;calcolo di RMOTC2

spm	#PAR2_PM
mpy	#PAR2
pac	
sach	RMOTC2

ldp	#MTH_P2
lacc	Id
sac1	Ismd
lacc	Iq
sac1	Ismq

ret

 * Calcolo del fattore TRI *

Calc_TRI:

ldp	#MTH_P2
spm	#TRI1_PM
lt	Id
mpy	#TRI1
pac	
sacc32	TRI_d
lt	Iq
mpy	#TRI1
pac	
sacc32	TRI_q

ret

 * Stimatore del Flusso basato sul modello in corrente (2° Ordine) *

Stm_Fr_Corr:

ldp	#MTH_P2	;Calcolo di Frd_new
lacc32	Frd_new	
sacc32	Fd32	
spm	0	
fmul32s16s	Frq_new,COTC,Tempmul,Tempmulb	
sacc32	Tempflu32	
sacc32	Parte1	
fmul32s16s	Frd_new,OTC2,Tempmul,Tempmulb	
sfl		
sfl		
sacc32	Parte2	
sub32	Tempflu32	
lt	Ismd	
mpy	#RRMTC	
ldp	#MTH_P2	
lta	Iq	
spm	3	
ldp	#MTH_P2	
mpy	#RMOTC2	

```

    spac
    ldp      #MTH_P2
    lt      Id
    spm      #RR2MTC2_PM
    mpy      #RR2MTC2
    ldp      #MTH_P2
    sph      Tempflu
    sub      Tempflu
    sacc32   Frd_new
    sub32    Parte2
    add32    Parte1
    sacc32   Parte3

    spm      0                                ;Calcolo di Frq_new
    fmul32s16s Frq_new,OTC2,Tempmul,Tempmulb
    sfl
    sfl
    sacc32    Tempflu32
    fmul32s16s Fd32,COTC,Tempmul,Tempmulb
    add32     Tempflu32
    lt        Ismq
    mpy       #RRMTC
    ldp       #MTH_P2
    lta       Id
    spm       3
    ldp       #MTH_P2
    mpy       #RMOTC2
    apac
    ldp       #MTH_P2
    lt        Iq
    spm       #RR2MTC2_PM
    mpy       #RR2MTC2
    ldp       #MTH_P2
    sph       Tempflu
    sub       Tempflu
    sacc32    Frq_new

    ret

```

```

*****
* Stimatore Flusso Statorico per mod. in corrente                                     *
*****

```

Stm_Fs_Corr:

```

    ldp      #MTH_P2
    spm      0
    splk     #MSLR<<3,Tempflu
    fmul32s16s Frd_new,Tempflu,Tempmul,Tempmulb
    sfl
    ldp      #MTH_P2
    lt      Id
    spm      #SIGLS_PM
    mpy      #SIGLS
    apac
    ldp      #MTH_P2
    sacc32   Fsd_new

    spm      0
    splk     #MSLR<<3,Tempflu
    fmul32s16s Frq_new,Tempflu,Tempmul,Tempmulb
    sfl
    ldp      #MTH_P2
    lt      Iq

```

Appendice B

```
spm          #SIGLS_PM
mpy          #SIGLS
apac
ldp          #MTH_P2
sacc32      Fsq_new
```

```
ret
```

```
*****
* Stimatore Flusso Statorico                                     *
*****
```

Stm_Fs:

```
ldp          #MTH_P2
lacc32      TV_D
sub32      TRI_d
sach      TEMP
spm        #SFS1_PM
lt         TEMP
mpy        #SFS1
pac
add32      Fsd_stm
add32      DFrd
sacc32      Fsd_stm
LACC32     TV_Q
sub32      TRI_q
sach      TEMP
spm        #SFS1_PM
lt         TEMP
mpy        #SFS1
pac
add32      Fsq_stm
add32      DFrq
sacc32      Fsq_stm
```

```
ret
```

```
*****
* Stimatore Flusso Rotorico                                     *
*****
```

Stm_Fr:

```
ldp          #MTH_P2
spm          #SFR1_PM
splk        #SFR1,TEMP
fmul32s16u  Fsd_stm,TEMP,mulreg
sfl
sfl
spm          #SFR2_PM
lt          Id
mpy          #SFR2
spac
sacc32      Frd_stm

spm          #SFR1_PM
fmul32s16u  Fsq_stm,TEMP,mulreg
sfl
sfl
spm          #SFR2_PM
lt          Iq
mpy          #SFR2
spac
```

 * Stimatore Misto *

**** Calcolo di ALFA1 e ALFA2 ****

761

Appendice B

**** Calcolo delle componenti del flusso statorico ****

```

ldp          #MTH_P2

lt           ALFA1
mpy          #128
pac
sac1         ALFA1

neg
add          #16384
sac1         ALFA2

lacc
ldp          #MTH_P2
sac1         TEMP
spm          0
fmul32s16u   Fsd_stm,TEMP,mulreg    ;Fsd_stm*ALFA2*(1/128)*2^14/2^16
sfl
sfl          ;multiplico ulteriormente per 2^2
sacc32       Fsd_stm                ;Fsd_stm=Fsd_stm*ALFA2/128
ldp          #MTH_P2
sacc32       Fsdv
lacc         ALFA1
sac1         Tempflu
spm          0
fmul32s16u   Fsd_new,Tempflu,Tempmul
sfl
sfl
sacc32       Fsd_i
ldp          #MTH_P2
add32        Fsd_stm
sacc32       Fsd_stm

ldp          #MTH_P2
lacc         ALFA2
ldp          #MTH_P2
sac1         TEMP
spm          0
fmul32s16u   Fsq_stm,TEMP,mulreg
sfl
sfl
sacc32       Fsq_stm
ldp          #MTH_P2
lacc         ALFA1
sac1         Tempflu
spm          0
fmul32s16u   Fsq_new,Tempflu,Tempmul
sfl
sfl
ldp          #MTH_P2
add32        Fsq_stm
sacc32       Fsq_stm

```

****Calcolo delle componenti del flusso rotorico****

```

ldp          #MTH_P2
lacc         ALFA2
ldp          #MTH_P2
sac1         TEMP
spm          0
fmul32s16u   Frd_stm,TEMP,mulreg
sfl
sfl

```

```

sacc32    Frd_stm
ldp       #MTH_P2

lacc      ALFA1
sac1      Tempflu
spm       0
fmul32s16u Frd_new,Tempflu,Tempmul
sfl
sfl

ldp       #MTH_P2
add32     Frd_stm
sacc32    Frd_stm

ldp       #MTH_P2
lacc      ALFA2
ldp       #MTH_P2
sac1      TEMP
spm       0
fmul32s16u Frq_stm,TEMP,mulreg
sfl
sfl
sacc32    Frq_stm
ldp       #MTH_P2
lacc      ALFA1
sac1      Tempflu
spm       0
fmul32s16u Frq_new,Tempflu,Tempmul
sfl
sfl
ldp       #MTH_P2
add32     Frq_stm
sacc32    Frq_stm
b         pippo

vai      ldp       #MTH_P2
lacc32    Fsd_new
ldp       #MTH_P2
sacc32    Fsd_stm
ldp       #MTH_P2
sacc32    Fsd_i
ldp       #MTH_P2
lacc32    Fsq_new
ldp       #MTH_P2
sacc32    Fsq_stm
ldp       #MTH_P2
lacc32    Frd_new
ldp       #MTH_P2
sacc32    Frd_stm
ldp       #MTH_P2
lacc32    Frq_new
ldp       #MTH_P2
sacc32    Frq_stm

```

pippo ret

```

*****
* Stima Angolo Theta
*****

```

Stm_Theta:

```

ldp       #MTH_P2
lacc      Cos

```

```

sacI      CosV
lacc      Sen
sacI      SenV
lacc32    Frd_stm
ldp        #MTH_P1
sacc32    Vector_d
ldp        #MTH_P2
lacc32    Frq_stm
ldp        #MTH_P1
sacc32    Vector_q

call      Calc_Phase

ldp        #MTH_P2

lacc      Coseno
sacI      Cos
lacc      Seno
sacI      Sen

ret

```

```

*****
* Stimatore Pulsazione Rotorica                                     *
*****

```

Stm_W:

```

.newblock

ldp        #MTH_P2

lacc32     WcV32          ;Wc32->Wcv32->WcVV32
sacc32     WcVV32
lacc32     Wc32
sacc32     WcV32
lacc32     WfV32          ;Wf32->WfV32->WfVV32
sacc32     WfVV32
lacc32     Wf32
sacc32     WfV32

lacc       yn             ;controlla se è stata bypassata già 1 volta la stima
                               ; della velocità

bcnd       $3,eq          ;no-->(yn=0) stima velocità normalmente,
                               ;altrimenti(yn=1):
lacc32     WfV32          ;bypassala nuovamente prendendo wc = w precedente
sacc32     Wc32
splk       #0,yn          ;setta yn=0 in modo da non rifare il bypass al
                               ;prossimo ciclo:

b          $2

```

```

$3      ldp        #MTH_P2
        spm        1
        lt         Sen
        mpy        CosV
        pac
        lt         Cos
        mpy        SenV
        spac
        sach       TEMP
        spm        #SWR1_PM
        lt         TEMP

```


	mpy	#SWR1	
	SPL	W	
	SPL	TEMP	;Serve solo in fase di debug
	ldp	#MTH_P2	
	spl	Wc	
	pac		
	sacc32	TEMP32	;Serve solo in fase di debug
	ldp	#MTH_P2	
	lacc	Wc,16	;porta Wc a 32 bit
	sacc32	Wc32	;salvalo in Wc32
	lacc32	WfV32	;carica la velocità del ciclo precedente
	sach	Wfv	;portala 16 bit
	lacc	Wfv	
	abs		;fanne il valore assoluto
	sub	#9300	;guarda se è superiore a 3800g/'
	bcnd	\$2,lt	;no--->salta la routine e passa direttamente al
			; filtraggio
	lacc	Wfv	;si--->controlla che Wc calcolata sia dello stesso
			; segno della w precedente
	bcnd	\$1,lt	;se non è dello stesso segno (bypassala) poni Wc=W
			; precedente
	lacc	Wc	
	bcnd	\$2,gt	
	ldp	#MTH_P2	
	lacc32	WfV32	
	sacc32	Wc32	
	splk	#1,yn	;setta yn per fare avvenire anche il secondo bypass
	b	\$2	
\$1	ldp	#MTH_P2	
	lacc	Wc	
	bcnd	\$2,lt	
	ldp	#MTH_P2	
	lacc32	WfV32	
	sacc32	Wc32	
	splk	#1,yn	
\$2	ldp	#MTH_P2	
	spm	#FLA232_PM	
	splk	#FLA232,Tempw	
	fmul32s16s	WfVV32,Tempw,mulreg1b0,mulreg2b0	
			;WfVV32*[1-(P1+P2)*Tc+P1*P2*Tc^2]
	sacc32	Wf32	
	spm	#FLA132_PM	
	splk	#FLA132,Tempw	
	fmul32s16s	WfV32,Tempw,mulreg1b0,mulreg2b0	
			;WfV32*[-2+(P1+P2)*Tc]/2
	sfl		;*2 (in FLA132 è stato diviso x 2 per motivi di scala)
	sub32	Wf32	
	sacc32	Wf32	
	spm	#FLB232_PM	
	splk	#FLB232,Tempw	
	fmul32s16s	WcVV32,Tempw,mulreg1b0,mulreg2b0	;WcVV32*P1*P2*Tc^2
	add32	Wf32	

Appendice B

```
sfl                                     ;shifto di 1 perchè è tutto Q15

sacc32      Wf32
ldp          #MTH_P2
sach        W                          ;Prendo i 16 bit più significativi

ret
```

```
*****
* Calcolo Errore Flusso Rotorico                                     *
*****
```

Calc_DFr:

```
ldp          #MTH_P2
```

*calcola il flusso rotorico di riferimento

```
spm          #DFR1_PM
lt           Fr_r
mpy          #DFR1
sph          TEMP

spm          1
lt           TEMP
mpy          Cos
pac
sacc32       Frd

mpy          Sen
pac
sacc32       Frq
```

*calcola la differenza fra flusso rotorico riferimento e stimato

```
lacc32       Frd
sub32        Frd_stm
sach         XXX

LACC         #Cost_DFR
SACL         TEMP
spm          1
LT           TEMP
MPY          XXX
PAC
sacc32       DFrd

lacc32       Frq
sub32        Frq_stm
sach         XXX
MPY          XXX
PAC
sacc32       DFrq

ret
```

```
*****
* Calcolo Massimo Tensione Generabile                               *
*****
```

Calc_MaxVs:

```
.newblock

ldp          #MTH_P2
```

```

spm      #VSM1_PM          ;calcolo max tensione disponibile

lt        E_DC
mpy       #VSM1
sph       Vs_max

ret

```

* Calcolo Flusso Rotorico, Inverso e Coppia di riferimento con Overtorque *

Calc_Ref_Over:

```
.newblock
```

```
ldp      #MTH_P2
```

* Calcolo di 1/W *

```
lacc     W,Cost_CFR5      ;essendo CFR5=NW+1,
abs
```

```
ldp      #MTH_P3          ;New
sach     Kinv             ;New
ldp      #MTH_P2          ;New
```

```
lacc     #Tab_Inv_W
```

```
ldp      #MTH_P3          ;New
add      Kinv             ;New
ldp      #MTH_P2          ;New
```

```
tblr     InvW
```

* Calcolo di V/W *

```
spm      1
lt        InvW
```

```
mpy       Vs_max          ;per le scelte di scala effettuate le rappresentazioni coincidono
sph       V_W
lacc      V_W,Cost_CFR6    ;essendo CRF6=NF+1
```

```
sach      K               ;New
lacc      K,1             ;New
sac1      K               ;New
```

```
.newblock
```

***** Inizio MEDIA su K *****

```
ldp      #MTH_P2
```

```
lacc      KcV
sac1      KcVV
lacc      Kc
sac1      KcV
```

```
lacc      KcVV
add       KcV
add       Kc
add       K
sfr
sfr
```

```

sacI      K
sacI      Kc

ldp        #MTH_P3      ;New

lacc       KinvV        ;New
sacI       KinvVV       ;New
lacc       Kinv         ;New
sacI       KinvV        ;New

lacc       KinvVV       ;New
add        KinvV        ;New
add        Kinv         ;New
add        Kinv         ;New
sfr
sfr

sacI       Kinv         ;New

ldp        #MTH_P2      ;New

```

***** Fine MEDIA su K *****

* Calcolo di W1 *

```

lacc      K
sub       #Cost_k1

```

;Dove Cost_k1=Ismax*radq[(2* Ls^2 * Ls'^2)/($Ls^2+Ls'^2$)]*(Wmax/Vsmax)*2^(NF-NW)

```

bcnd      $O2,leq

```

* Con W<W1 *

```

lacc      K
sub       #Cost_Fr_Ini
bcnd      $O1,lt      ;Va alla zona di deflussaggio bassa velocità

```

* Flusso Rotorico Nominale *

```

lacc      #Cost_Fr_Ini
sacI      K

```

* Primo deflussaggio *

\$O1

* Calcolo di FR ref *

```

ldp        #MTH_P2

lacc       Velocita
abs
sub        #5840      ;A 4000 giri(elettrici)/min elimina la limitazione sulla variazione
bcnd       Nolimit,gt ;del flusso rotorico e del reciproco del flusso.

lacc       #Tab_Fr
add        K
tblr       TEMP

lacc       TEMP      ;limitazione della derivata nel tempo del flusso
              ;per evitare sovracorrenti all'avviamento

```

	sub	Fr_r	
	bcnd	\$AFr,gt	
	bcnd	\$BFr,lt	
	b	\$EFr	
\$AFr	lacc	Fr_r	
	add	#7	
	sac1	Fr_r	
	b	\$EFr	
\$BFr	lacc	Fr_r	
	sub	#7	
	sac1	Fr_r	
\$EFr			
* Calcolo di 1/FR ref *			
	ldp	#MTH_P2	
	lacc	#Tab_Inv_Fr	
	add	K	
	tblr	TEMP	
	lacc	TEMP	;limitazione della derivata nel tempo del inverso del flusso
	sub	Inv_Fr	;per evitare sovracorrenti all'avviamento
	bcnd	\$AInFr,gt	
	bcnd	\$BInFr,lt	
	b	\$EInFr	
\$AInFr	lacc	Inv_Fr	
	add	#7	
	sac1	Inv_Fr	
	b	\$EInFr	
\$BInFr	lacc	Inv_Fr	
	sub	#7	
	sac1	Inv_Fr	
\$EInFr			
	b	CalcCop	
Nolimit:			
	ldp	#MTH_P2	
	lacc	#Tab_Fr	
	add	K	
	tblr	Fr_r	;Scaricamento diretto del contenuto di Tab_Fr in Fr_r
* Calcolo di 1/FR ref *			
	ldp	#MTH_P2	
	lacc	#Tab_Inv_Fr	
	add	K	
	tblr	Inv_Fr	
* Calcolo di Cmax *			
CalcCop:			

Appendice B

ldp #MTH_P2

lacc #Tab_C

add K

tblr Cmax

***** Verifica della zona di funzionamento *****

lacc Kc ;Se Kc=K siamo nella zona di deflussaggio
sub K ;altrimenti se Kc è diverso da K siamo
bcnd Overtorque,neq ;nella prima zona
lacc Cmax ;in cui si ha la sovrarichiata di coppia
b jump

Overtorque (3Cmax)

Overtorque: lacc Kc
sub #Cost_Fr_Ini
sac1 TEMP ;TEMP=Kc - 1.1*Vs_max/W_ini
spm 0
lt TEMP
mpy #200 ;200*TEMP=a*TEMP
pac
add Cmax
sub Cmax,1 ;Cmax_over - 2*Cmax
sub Cmax ;Cmax_over - 2*Cmax - Cmax
bcnd tosa,gt ;Cmax_over = Cmax + a*TEMP > 3*Cmax?
add Cmax,1 ;SI => tosa (Cmax_Over = 2*Cmax)
add Cmax ;SI => tosa (Cmax_Over = 3*Cmax); NO => jump (rimane
; Cmax_Over)

tosa: b jump
lacc Cmax,1
add Cmax

jump: sac1 Cmax

ret

#####

* con $W > W_1$ secondo deflussaggio *

* Calcolo di FR ref *

\$O2

ldp #MTH_P2
spm #CFR2_PM
lt K
mpy #CFR2
SPL Fr_r

* Calcolo di 1/FR ref *

lacc #Tab_Inv_F1
add K
tblr Inv_Fr

* Calcolo di Cmax *

MPY K
SPL TEMP
LT TEMP
spm #CFR4_PM

```

        mpy    #CFR4
        spl    Cmax

        ret

*****
* Routine per la limitazione della coppia di riferimento filtrata                                     *
* proveniente da potenziometro                                                                    *
*****

Limit_Cref:
        .ref    FREQ10
        .newblock

        ldp    #MTH_MAIN_PAGE    ;Riferimento di coppia da uC
        lacc   FREQ10
        ldp    #MTH_P2
        sacl   Cref

        lacc   Cref
        bcnd   $1,lt              ;se Cref <0 => va a $1
        sub    Cmax
        retc   lt
        lacc   Cmax              ;se |Cref|>|Cmax| impongo Cref = Cmax
        sacl   Cref

        ret

$1
        add    Cmax
        retc   gt
        lacc   Cmax              ;se |Cref|>|Cmax| impongo Cref = Cmax
        neg
        sacl   Cref

        ret

*****
* Stimatore di Coppia                                                                              *
*****

Stm_C:
        .newblock

        ldp    #MTH_P2

        spm    0
        lt     Iq
        mpy    Fsd_stm+1
        pac
        lt     Id
        mpy    Fs_q_stm+1
        spac
        sach   Cs
        spm    #SC1_PM
        lt     Cs
        mpy    #SC1
        spl    Cs

        ret

```

```
*****
* Calcolo Flusso Statorico nel riferimento rotante *
*****
```

Calc_FSRot:

```
ldp          #MTH_P2

spm          #CFS1_PM
lt           Fr_r
mpy          #CFS1
pac
ldp          #MTH_P1
sacc32       Fsd_rot
ldp          #MTH_P2

spm          #CFS2_PM
lt           Cref
mpy          #CFS2
sph          TEMP
spm          2
lt           TEMP
mpy          Inv_Fr
pac
ldp          #MTH_P1
sacc32       Fsqr_rot
ldp          #MTH_P2

ret
```

```
*****
* Calcolo Flusso Statorico di riferimento *
*****
```

Calc_FSRef:

```
spm          1
ldp          #MTH_P1
lt           Fsd_rot+1
ldp          #MTH_P2
mpy          Cos
pac
ldp          #MTH_P1
lt           Fsqr_rot+1
ldp          #MTH_P2
mpy          Sen
spac
sfl
ldp          #MTH_P1
sacc32       Fsd_ref
ldp          #MTH_P2

ldp          #MTH_P1
lt           Fsd_rot+1
ldp          #MTH_P2
mpy          Sen
pac
ldp          #MTH_P1
lt           Fsqr_rot+1
ldp          #MTH_P2
mpy          Cos
apac
sfl
ldp          #MTH_P1
sacc32       Fsqr_ref
```


ldp #MTH_P2

ret

 * Regolatore Flusso Statorico *

Reg_FS:

.newblock

ldp #MTH_P2

spm #RFS3_PM
 lt W

mpy #RFS3 ;kp3 dividere
 sph TEMP

spm 2 ;serve per semplificare il 2[^]-4 di RFS3

lt TEMP
 mpy Fsd_stm+1
 pac
 sfl
 sfl

sacc32 TEMP32

mpy Fsq_stm+1
 pac
 sfl
 sfl

neg

add32 TRI_d
 sub32 Fsd_stm
 ldp #MTH_P1
 add32 Fsd_ref
 ldp #MTH_P2
 sacc32 TV_D
 lacc32 TEMP32
 add32 TRI_q
 sub32 Fsq_stm
 ldp #MTH_P1
 add32 Fsq_ref
 ldp #MTH_P2
 sacc32 TV_Q

spm #RFS1_PM
 splk #RFS1,TEMP
 fmul32s16u TV_D,TEMP,mulreg
 rpt #RFS2-2
 sfr
 ldp #MTH_P1
 sacc32 Vsd_ref

ldp #MTH_P2
 fmul32s16u TV_Q,TEMP,mulreg
 rpt #RFS2-2
 sfr
 ldp #MTH_P1
 sacc32 Vsq_ref

```

ldp          #MTH_P2

ret

```

```

*****
* Calcolo Versore Tensione Richiesta                                     *
*****

```

Calc_ArgV:

```

ldp          #MTH_P1

lacc32      Vsd_ref
sacc32      Vector_d
lacc32      Vsq_ref
sacc32      Vector_q
call        Calc_Phase
ldp          #MTH_P2
lacc        Coseno
ldp          #MTH_P1
sac1        CosAV
ldp          #MTH_P2
lacc        Seno
ldp          #MTH_P1
sac1        SenAV

ret

```

```

*****
* Limitazione Tensione Richiesta                                       *
*****

```

Limit_Vs:

```

ldp          #MTH_P1

lacc32      TotalBit
sfl
and          #0ffffh,16
bcnd        OutSide,neq

spm          1
lt          Vsd_ref
mpy          Vsd_ref
ltp          Vsq_ref
mpy          Vsq_ref
apac

ldp          #MTH_P2
lt          Vs_max
mpy          Vs_max

spac

ldp          #MTH_P1

bcnd        OutSide,gt      ;mod(Vsd_ref) > mod(Vs_max)?
lacc32      Vsd_ref        ;NO limitazione di tensione
sac1        Vd              ;Vd = Vsd_ref.l
lacc32      Vsq_ref
sac1        Vq              ;Vq = Vsq_ref.l

ret

```

OutSide:

```

spm          1          ;SI limitazione di tensione

ldp          #MTH_P2
lt           Vs_max

ldp          #MTH_P1
mpy          CosAV
pac
sach         Vd,1        ;Vd = compon.d di Vs_max

mpy          SenAV
pac
sach         Vq,1        ;Vq = compon.q di Vs_max

```

Ricalcola_TV:

```

ldp          #MTH_P1
spm          #CHK1_PM
lt           Vd
mpy          #CHK1
pac
ldp          #MTH_P2
sacc32       TV_D

ldp          #MTH_P1
lt           Vq
mpy          #CHK1
pac
ldp          #MTH_P2
sacc32       TV_Q

ret

```

```

*****
* Routine di calcolo del Settore del vettore tensione                                     *
* vedi DEMO                                                                              *
*****

```

Calc_Setto:

```

.newblock

ldp          #MTH_P1

lacl         Vq
or           Vd
bcnd         $4,neq
splk         #6,NSetto
splk         #0,Delta1
splk         #0,Delta2

ret

$4           lar         ar4,#TbSector
            mar         *,ar4

            lacc         Vq
            bcnd         $1,geq
            adr         #1

$1           spm          0
            lt           Radice3_2
            mpy          Vd
            lacc         Vq,13

```

```

                spac
                bcnd      $2,geq
                adr      #2

$2              lacc      Vq,13
                apac
                bcnd      $3,geq
                adr      #4

$3              lacc      *

                sac      NSettore

                ret

```

```

*****
* Routine di calcolo dei coefficienti per la compensazione dei tempi morti *
*****

```

Calc_TempApp:

```

.newblock
ldp      #MTH_P1
lacc     NSettore,2
add      #T_Morti
lar      ar4,#C11
rpt      #3-1
tblr     *+

ret

```

```

*****
* Routine per il Calcolo delle cadute *
*****

```

Calc_DVX:

```

.newblock

ldp      #MTH_P2
spm      #DVT1_PM
lt       E_DC          ;carica E_DC
mpy      #DVT1
sph      XXX           ;salva nella variabile temporanea XXX

lacc     Ia            ;carica Ia nell'accumulatore per controllarne il segno
bcnd     $2,lt         ;se è <0 va a $2
ldp      #MTH_P1
lacc     C11           ;carica il fattore C11
bcnd     $4,eq         ;se è uguale a zero va a $1
ldp      MTH_P2
lacc     XXX,16
b        $4            ;salta a $4

$2        ldp      #MTH_P1
lacc     C11           ;carica il fattore C11
bcnd     $3,eq         ;se è <0 va a $3
ldp      #MTH_P2
lacc     XXX,16

$3        neg      ;inverte il segno
$4        ldp      #MTH_P1
sach     dV1           ;salva il risultato in dV1 dividendo per 2^16

ldp      #MTH_P2
lacc     Ib            ;carica Ib nell'accumulatore per controllarne il segno

```

	bcnd	\$6,lt	;se è <0 va a \$6
	ldp	#MTH_P1	
	lacc	C12	;carica il fattore C12
	bcnd	\$8,eq	;se è uguale a zero va a \$5
	ldp	#MTH_P2	
	lacc	XXX,16	
	b	\$8	;salta a \$8
\$6	ldp	#MTH_P1	
	lacc	C12	;carica il fattore C12
	bcnd	\$7,eq	;se è uguale a zero va a \$7
	ldp	#MTH_P2	
	lacc	XXX,16	
\$7	neg		;inverte il segno
\$8	ldp	#MTH_P1	
	sach	dV2	;salva il risultato in dV2 dividendo per 2^16
	ldp	#MTH_P2	
	lacc	Ic	;carica Ic nell'accumulatore per controllarne il segno
	bcnd	\$10,lt	;se è <0 va a \$10
	ldp	#MTH_P1	
	lacc	C13	;carica il fattore C13
	bcnd	\$12,eq	;se è uguale a zero va a \$12
	ldp	#MTH_P2	
	lacc	XXX,16	
	b	\$12	;salta a \$12
\$10	ldp	#MTH_P1	
	lacc	C13	;carica il fattore C13
	bcnd	\$11,eq	;se è uguale a zero va a \$11
	ldp	#MTH_P2	
	lacc	XXX,16	
\$11	neg		;inverte il segno
\$12	ldp	#MTH_P1	
	sach	dV3	;salva il risultato in dV2 dividendo per 2^16
	lacc	dV1,1	;carica dV1 moltiplicandola per 2
	sub	dV2	;sottrae dV2
	sub	dV3	;sottrae dV3
	ldp	#MTH_P2	
	sac1	TEMP	;salva nella variabile TEMP
	spm	2	;moltiplica per 2^4
	lt	TEMP	;carica TEMP
	mpy	#1672	;moltiplica per sqrt(2/3)/2*2^12
	ldp	#MTH_P1	
	sph	dVd	;salva in dVd moltip. per 2^4 e dividendo per 2^16
	lacc	dV2	;carica dV2 nell'accumulatore
	sub	dV3	;sottrae dV3
	ldp	#MTH_P2	
	sac1	TEMP	;salva nella variabile TEMP
	lt	TEMP	;carica TEMP
	mpy	#2896	;moltiplica per 1/sqr(2)*2^12
	ldp	#MTH_P1	
	sph	dVq	;salva in dVq dividendo per 2^16
	spm	0	;setta PM a no shift
	ret		

 * Routine di ricalcolo VS1

Calc_Vs1:
 .newblock

```

                                ldp          #MTH_P1
                                lacc          Vd
                                add          dVd
                                sac1         Vd
                                lacc          Vq
                                add          dVq
                                sac1         Vq

                                or           Vd
                                bcnd         $4,neq          ;era $4
                                lacc          #6
                                b            $5

$4      lar          ar4,#TbSector
        mar          *,ar4

                                lacc          Vq
                                bcnd         $1,geq
                                adr1         #1

$1      lt           Radice3_2
        mpy          Vd
        lacc          Vq,13
        spac
        bcnd         $2,geq
        adr1         #2

$2      lacc          Vq,13
        apac
        bcnd         $3,geq
        adr1         #4

$3      lacc          *
$5

        sac1         NSettore
        sfl
        add          #TbVector

        lar          ar4,#A_1
        rpt          #4-1          ; Copia A1,B1,A2,B2 nella memoria dati
        tblr         *+

        ret

```

```

*****
* Calcolo Duty Cycles                                     *
*****

```

Calc_Delta: .newblock

```

                                ldp          #MTH_P2
                                lacc          E_DC,11
                                sach         K
                                lacc          #Tab_InvE
                                add          K,1          ;attenzione Inv_E è a 32 bit
                                ldp          #MTH_P1
                                tblr         InvE
                                add          #1
                                tblr         InvE+1

                                spm          1
                                lt           A_1
                                mpy          Vq
                                ltp          B_1

```

```

                mpy      Vd
                spac
                add      #1,15
                bcnd     $1,geq          ;controllo che sia >0,5 bit
$1             zac
                sach     V_temp,1
                spm      0
                fmul32s16u InvE,V_temp,Mulregc
                sacl     Delta2
                and      #0ffffh,16
                bcnd     $2,eq
                splk     #0,Delta2

$2             spm      1
                lt       B_2
                mpy      Vd
                ltp      A_2
                mpy      Vq
                spac
                add      #1,15
                bcnd     $3,geq
$3             zac
                sach     V_temp,1
                spm      0
                fmul32s16u InvE,V_temp,Mulregc
                sacl     Delta1
                and      #0ffffh,16
                bcnd     $4,eq
                splk     #0,Delta1

$4             ret

```

```

*****
* Routine di impostazione tempi per svm                                     *
*****

```

Imposta_Tempi:

```

                .newblock

                ldp      #MTH_P1
                lacl     NSettore          ;Verifica config. nulla
                sub      #6
                bcnd     CalcTimes,neq     ;Se non è la config. nulla salta
                zac
                sacl     Tempo1
                sacl     Tempo2
                splk     #Cost_Nt*100,Tempo3
                b        CalcComp

```

* Calcolo dei tempi di applicazione dei vettori di tensione

CalcTimes:

```

                ldp      #MTH_P1
                spm      0
                lt       NtX100          ;Calcolo dei tempi T1,T2,T3
                mpyu     Delta1
                sph      Tempo1
                mpyu     Delta2
                sph      Tempo2

                lacc     Tempo1
                sub      #Cost_MinTime
                bcnd     $1,geq

```

Appendice B

```

splk          #0,Tempo1

$1            lacc      Tempo2
              sub       #Cost_MinTime
              bcnd      $2,geq

              splk      #0,Tempo2

$2            lacc      Tempo3
              sub       #Cost_MinTime
              bcnd      $3,geq

$3            splk      #0,Tempo3

Degenerare:
              ldp        #MTH_P1
              lacc      Tempo1
              add        Tempo2
              bcnd      CalcComp,eq
              lacc      Tempo1
              bcnd      CalcComp,neq
              lacc      Tempo2
              sac1       Tempo1
              splk      #0,Tempo2
              lacc      #NextSect
              adds       NSettore
              tblr       NSettore

CalcComp:
              ldp        #MTH_P1
              lacl       Tempo1
              sac1       Comp1_Val
              adds       Tempo2
              sac1       Comp2_Val

              lar        ar4,Comp1_Val
              lar        ar5,Comp2_Val
              lacc      #TbConfig
              adds       NSettore

              ldp        #0E8h
              tblr       ACTR
              sar        ar4,CMPR1
              sar        ar5,CMPR2
              ldp        #MTH_P1

              ret

*****
* Calcolo Fase di un Vettore
*****

Calc_Phase:
              .newblock
              spm        0
              ldp        #MTH_P1

              sar        ar0,temp_ar0      ; salvataggio del contenuto dello stack pointer

              lacc32      Vector_d
              abs
              sacc32      TotalBit
              lacc32      Vector_q
              abs

```


	sach	TotalBit_Temp
	or	TotalBit
	sac1	TotalBit
	lacl	TotalBit_Temp
	or	TotalBit+1
	sac1	TotalBit+1
	lacc32	TotalBit
	mar	*,ar5
	lar	ar5,#0
\$2	sfr	
	bcnd	\$1,eq
	b	\$2,*+
\$1	sar	ar5,NumBit
	lar	ar0,#14
	cmp	ar_lt ; [ar_lt=1] Reg. aux. corrente < AR0? ovvero NumBit ;< 14?
	bcnd	Norm_Multiply,tc
	cmp	ar_gt ; [ar_gt=2] Reg. aux. corrente > AR0? ovvero ; NumBit > 14?
	bcnd	Norm_Divide,tc
no_normalize:	lacc	Vector_d
	sac1	Comp_d
	lacc	Vector_q
	sac1	Comp_q
	.newblock	
Calc_Arg:	spm	0
	lt	Comp_d ;Calcola il modulo
	mpy	Comp_d
	ltp	Comp_q
	mpy	Comp_q
	apac	
	bcnd	DivByZero,eq
	sub	#1000h<<1,15
	sfr	
	sfr	
	sacc32	Modulo
	lacl	Modulo+1
	add	#Tab_SqMod
	tblr	Inv_Mod2
	add	#1
	tblr	Inv_Mod1
	lacc	Comp_d
	abs	
	ldp	#MTH_P2
	sac1	Temp_Var
	lt	Temp_Var
	ldp	#MTH_P1
	mpyu	Inv_Mod2
	pac	

\$1	mpyu	Inv_Mod1
	spac	
	rpt	#5-1
	sfr	
	sac1	Interp
	lt	Modulo
	mpyu	Interp
	pac	
	add	#1,15
	sach	Interp
	ldp	#MTH_P2
	lt	Temp_Var
	ldp	#MTH_P1
	mpyu	Inv_Mod2
	pac	
	rsxm	
	sub	Interp,5
	ssxm	
	bit	Comp_d,15-15
	bcnd	\$1,ntc
	neg	
	add	#1,14
	ldp	#MTH_P2
	sach	Coseno,1
	ldp	#MTH_P1
	lacc	Comp_q
	abs	
	ldp	#MTH_P2
	sac1	Temp_Var
	lt	Temp_Var
	ldp	#MTH_P1
	mpyu	Inv_Mod2
	pac	
	mpyu	Inv_Mod1
	spac	
	rpt	#5-1
	sfr	
	sac1	Interp
	lt	Modulo
	mpyu	Interp
	pac	
	add	#1,15
	sach	Interp
	ldp	#MTH_P2
	lt	Temp_Var
	ldp	#MTH_P1
	mpyu	Inv_Mod2
	pac	
	rsxm	
	sub	Interp,5
	ssxm	
	bit	Comp_q,15-15
	bcnd	\$2,ntc
	neg	

```

$2          add      #1,14
            ldp       #MTH_P2
            sach      Seno,1
            ldp       #MTH_P1

            lar       ar0,temp_ar0          ; ripristino dello stack pointer

            ret

Norm_Multiply: ldp      #MTH_P1
            lacl      #14-1
            sub       NumBit
            sacl      Num_Of_Rep

            lacc32    Vector_d
            rpt       Num_Of_Rep
            sfl
            sacl      Comp_d
            lacc32    Vector_q
            rpt       Num_Of_Rep
            sfl
            sacl      Comp_q
            b         Calc_Arg

Norm_Divide:  ldp      #MTH_P1
            lacl      NumBit
            sub       #14+1
            sacl      Num_Of_Rep

            lacc32    Vector_d
            rpt       Num_Of_Rep
            sfr
            sacl      Comp_d
            lacc32    Vector_q
            rpt       Num_Of_Rep
            sfr
            sacl      Comp_q
            b         Calc_Arg

DivByZero:   ldp      #MTH_P2
            splk      #16384,Coseno
            splk      #0h,Seno
            ldp       #MTH_P1

            lar       ar0,temp_ar0          ;ripristino dello stack pointer

            ret
    
```

```

*****
* Tabelle nella Program Memory                                     *
*****
    
```

NextSect: .word 1,2,3,4,5,0

I_TbSector: .word 1,-1,0,5,2,3,-1,4

E_TbSector:

; Coefficienti dei versori elementari << 13

```

TbVector:       .word 16384,0          ;settore 0
                .word 8192,14189       ;settore 1
                .word -8192,14189      ;settore 2
                .word -16384,0         ;settore 3
    
```

Appendice B

```
.word -8192,-14189      ;settore 4
.word 8192,-14189       ;settore 5
.word 16384,0           ;settore 0
```

; Tabella delle configurazioni per SVM

```
.def      TbConfig
TbConfig:
.word 001b<<12+0000011001100110b
.word 011b<<12+0000011001100110b
.word 010b<<12+0000011001100110b
.word 110b<<12+0000011001100110b
.word 100b<<12+0000011001100110b
.word 101b<<12+0000011001100110b
.word 001b<<12+0000011001100110b
```

```
T_Morti:  .word  0,1,1,1      ;settore 0
           .word  1,1,0,1      ;settore 1
           .word  1,0,1,1      ;settore 2
           .word  0,1,1,1      ;settore 3
           .word  1,1,0,1      ;settore 4
           .word  1,0,1,1      ;settore 5
```

```
.bss      TbSector,E_TbSector-I_TbSector
```

```
*****
* Routine per l'azzeramento delle variabili impiegate dal controllo          *
* quando l'azionamento si trova in condizione di STANDBY                    *
*****
```

Azzera:

```
ssxm

ldp      #MTH_P2

lacc32    #0

*      splk      #1h,Campvel      ;NON AZZERARE
*      sac1      Tempflu          ;NON AZZERARE
*      sac1      Oldcount         ;NON AZZERARE
*      sac1      Velocita1        ;NON AZZERARE
*      sac1      Timer            ;NON AZZERARE
*      sac1      Velocita2        ;NON AZZERARE
*      sac1      Oldtimer         ;NON AZZERARE
*      sac1      Velocita
sac1      OffsetA
sac1      OffsetB
sac1      BITS3
*      sac1      E_DC              ;La E_DC viene passata dalla parte ciclica alla parte
                                   ;interrupt dal uP INTEL e NON VA AZERATA in standby

sac1      Idold
sac1      Id
sac1      Iqold
sac1      Iq
sac1      Ia
sac1      Ib
sac1      IDa
sac1      IDb
sac1      Ic
sac1      Cref
sacc32    V2
sac1      Tempmul
sac1      OTC2
```

	sac1	COTC	
	sac1	RMOTC2	
	sac1	Ismd	
	sac1	Ismq	
	sacc32	TRI_d	
	sacc32	TRI_q	
	sacc32	Frd_new	
	sacc32	Frq_new	
	sacc32	Fd32	
	sac1	Tempmulb	
	sacc32	Tempflu32	
	sacc32	Parte1	
	sacc32	Parte2	
	sacc32	Parte3	
	sacc32	Fsd_new	
	sacc32	Fsq_new	
	sacc32	TV_D	
	sacc32	TV_Q	
	sac1	TEMP	
	sacc32	DFrd	
	sacc32	DFrq	
	sacc32	Fsd_stm	
	sacc32	Fsq_stm	
	sac1	mulreg	
	sac1	mulregb	
	sacc32	Frd_stm	
	sacc32	Frq_stm	
	sacc32	Fsdv	
	sacc32	Fsdi	
	sac1	Temp_Var	
	sac1	ALFA1	
	sac1	ALFA2	
	sac1	Cos	
	sac1	Sen	
	sac1	CosV	
	sac1	SenV	
	sac1	Coseno	
	sac1	Seno	
	sacc32	WcV32	
	sacc32	WcVV32	
	sacc32	Wc32	
	sacc32	WfV32	
	sacc32	WfVV32	
	sacc32	Wf32	
.	sac1	yn	
	sac1	W	
	sac1	Wc	
	sac1	Wfv	
	sac1	Tempw	
	sacc32	TEMP32	
	sac1	mulreg1b0	
	sac1	mulreg2b0	
	sac1	Fr_r	
	sacc32	Frd	
	sacc32	Frq	
	sac1	XXX	
*	sac1	Vs_max	;Dato che in standby NON VIENE AZZERATA la E_DC, ;lo stesso vale per Vs_max
	sac1	K	
	sac1	InvW	
	sac1	V_W	
	sac1	Kc	
	sac1	KcV	
	sac1	KcVV	

Appendice B

sac1	Inv_Fr	
sac1	Cs	
splk	#4000h,H4000	
splk	#1000h,Cmax	
ldp	#MTH_P1	
lacc32	#0	
sacc32	Fsd_rot	
sacc32	Fsq_rot	
sacc32	Fsd_ref	
sacc32	Fsq_ref	
sacc32	Vsd_ref	
sacc32	Vsq_ref	
sacc32	Vector_d	
sacc32	Vector_q	
sac1	CosAV	
sac1	SenAV	
sacc32	TotalBit	
sac1	Vd	
sac1	Vq	
sac1	NSettore	
sac1	Delta1	
sac1	Delta2	
splk	#376ch,Radice3_2	
sac1	C11	
sac1	C12	
sac1	C13	
sac1	dV1	
sac1	dV2	
sac1	dV3	
sac1	dVq	
sac1	dVd	
sacc32	InvE	
sac1	A_1	
sac1	A_2	
sac1	B_1	
sac1	B_2	
sac1	V_temp	
sac1	Mulregc	
sac1	Tempo1	
sac1	Tempo2	
sac1	Tempo3	
*	sac1	NtX100 ;NON AZZERARE
	sac1	Comp1_Val
	sac1	Comp2_Val
	sac1	TotalBit_Temp
	sac1	NumBit
	sac1	Comp_d
	sac1	Comp_q
	sacc32	Modulo
	sac1	Inv_Mod1
	sac1	Inv_Mod2
	sac1	Interp
	sac1	Num_Of_Rep
	sac1	temp_ar0
	splk	#4000h,Flagdef
	ldp	#MTH_P3
	lacc32	#0

sacI	Ia1
sacI	Ib1
sacI	Ia2
sacI	Ib2
sacI	Iaf
sacI	IafV
sacI	IafVV
sacI	Iaft
sacI	Ibf
sacI	IbfV
sacI	IbfVV
sacI	Ibft
sacI	Kinv
sacI	KinvV
sacI	KinvVV
sacI	DI
ret	

Riferimenti bibliografici

- [1] D. Casadei, S. Minisgallo, C. Rossi, G. Serra, A. Tani, *Studio e realizzazione di un sistema di trazione con motore asincrono per la propulsione di un veicolo elettrico speciale*, Atti del 14° Seminario Interattivo su Azionamenti Elettrici: Evoluzione Tecnologica e Problematiche Emergenti, Bressanone (IT), 23-25 Marzo 2003.
- [2] I. Takahashi, N. Noguchi, *A new quick-response and high-efficiency control strategy for an induction motor*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 22, n°5, Sept./Oct. 1986.
- [3] T.G. Habetler, D.J. Divan, *Control Strategies for Direct Torque Control using Discrete Pulse Modulation*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 27, n°5, Sept./Oct. 1991.
- [4] T.G. Habetler, F. Profumo, M. Pastorelli, L.M. Tolbert, *Direct Torque Control of Induction Machines Using Space Vector Modulation*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, n°5, Sept./Oct. 1992.
- [5] G. Buja, D. Casadei, G. Serra, *DTC-based strategies for Induction motor Drive*, Conf. Proc. of IECON 1997.
- [6] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, *Implementation of a Direct Torque Control Algorithm for Induction Motors Based on Discrete Space Vector Modulation*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, n° 4, July 2000.
- [7] D. Casadei, C. Rossi, G. Serra, A. Tani, *A new Voltage-Vector Selection Algorithm in Direct Torque Control of Induction Motor Drives*, Electromotion 2001 Vol. 1 DS1, July 2001.
- [8] T. Ohtani, N. Takada, K. Tanaka, *Vector Control of Induction motor without Shaft Encoder*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, n°1, Jan./Feb. 1992.

- [9] D. Casadei, G. Grandi, G.Serra, *Study and implementation of a simplified and efficient digital vector controller for induction motors*, IEE Conf. Pub n°376, Proc. EMD, Sept. 1993.
- [10] D. Casadei, G. Grandi, G.Serra, A.Tani, *Switching strategies in direct torque control of induction machines*, Proc. ICEM, Sept. 1994.
- [11] M. Depenbrok, *Direrct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. PE-3, Oct. 1988.
- [12] I. Boldea, A.Nasar, *Torque Vector Control (TVC) – A class of fast and robust torque speed and position digital controller for electric derives*, Proc. EMPS, Vol. 15, 1988.
- [13] D. Casadei , G.Serra, A.Tani, *Stator Flux Vector Control for high performance induction motor drives using space vector modulation*, Electromotion, Vol. 2, n°2.
- [14] D. Casadei, G. Grandi, G.Serra, A.Tani, *Effects of flux and torques hysteresis band amplitude in direct torque control of induction machines*, Proc. IECON, Sept. 1994.
- [15] D. Casadei , G.Serra, A.Tani, *Analytical investigation of torque and flux ripple in DTC schemes for induction motors*, Proc. IECON 1997.
- [16] D. Casadei, G. Grandi, G.Serra, *Rotor Flux Oriented torque-control of induction machines based on stator flux vector control*, IEE Conf. Pub. n° 377, Proc. EPE, Vol. 5, Sept. 1993.
- [17] J. N. Nash, *Direct Torque Control, Induction Motor Vector Control Without an Encoder*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 33, n°2, Mar/Apr. 1997.
- [18] I. Takahashi, Y.Ohmori, *High-performance direct torque control of induction motor*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 25, Mar/Apr. 1989.
- [19] D. Casadei , G.Serra, A.Tani, *Performance analysis of a DTC control scheme for induction motor in the low speed range*, Proc. EPE 1997.
- [20] P. Tiitinen, P. Pohkalainen, J. Lalu, *The Next Generation Motor Control Method: Ditect Torque Control*, EPR Journal, Vol. 5, n°1, March 1995.

- [21] L.Xu, Z. O. Zhu, D.Howe, *Acoustic noise radiated from direct torque controlled induction motor drives*, IEE Proc. – Electr. Power Appl., Vol. 147, Nov 2000.
- [22] R. de Doncker, D. W. Novotny, *The universal field oriented controller*, IEEE - IAS Annual Meeting conference Record, Oct. 1988.
- [23] M. P. Kazmierkowski, *Improved Direct Torque and Flux Vector control of PWM Inverter-Fed Induction Motor Drives*, Transactions on Industrial Electronics, Vol. 42, n°4, Aug. 1995.
- [24] Tesi di A.Mantovani, *Realizzazione di un azionamento a controllo vettoriale per motore asincrono ad elevate prestazioni con osservatore dinamico di flusso*, Anno accademico 1999/2000.
- [25] Tesi di M.Rizzi, *Realizzazione di un azionamento per motore asincrono con controllo vettoriale “SFVC” ad ampio campo di funzionamento a potenza costante*, Anno accademico 2000/2001.
- [26] Tesi di M.Baroni, *Studio e realizzazione di un sistema basato su Digital Signal Processor per il controllo vettoriale delle macchine asincrone*, Anno accademico 2000/2001.
- [27] Tesi di R.Recla, *Realizzazione di un azionamento per motore asincrono ad ampio campo di funzionamento a potenza costante con controllo diretto di coppia tramite modulazione discreta dei vettori di spazio*, Anno accademico 2000/2001.
- [28] Tesi di N.Baldi, *Realizzazione di un azionamento per motore asincrono con tecnica di modulazione “DSVM” predittiva e regolazione automatica del flusso*, Anno accademico 2000/2001.
- [29] G.Marro, *Controlli Automatici*, Zanichelli, Bologna, 1992.
- [30] Texas Instruments, *TTL, Data Book for Design Engineers*, 1976.
- [31] Texas Instruments, *TMS320C24X DSP Controllers*, 1997, 3 vol.
- [32] Texas Instruments, *TMS320C1x/C2x/C2xx/C5 Assembly Language Tools*, 1995.

