

“DUAL TWO-LEVEL” INVERTER PER L’ALIMENTAZIONE DI UN MOTORE TRIFASE MEDIANTE DUE SORGENTI DISTINTE

Domenico Casadei, Gabriele Grandi, Claudio Rossi,
Giovanni Serra, Angelo Tani, Luca Zarri

Dipartimento di Ingegneria Elettrica
Alma Mater Studiorum – Università di Bologna
viale Risorgimento 2, 40136 – Bologna
tel. +39 051 2093564; fax +39 051 2093588
e-mail : nome.cognome@mail.ing.unibo.it

Sommario

In questo articolo si presenta un convertitore multilivello che alimenta un carico trifase a sei morsetti. Lo schema del convertitore si basa sull'utilizzo di due sorgenti isolate, ciascuna delle quali alimenta uno stadio di potenza costituito un inverter trifase a due livelli standard.

Una nuova tecnica di modulazione in grado di regolare la ripartizione della potenza al carico tra le due sorgenti all'interno di ogni intervallo di commutazione sarà dettagliatamente presentata. Il sistema proposto è stato realizzato sotto forma di prototipo in scala reale con il quale sono stati ricavati una serie di risultati sperimentali che consentono di verificare il corretto funzionamento del convertitore.

INTRODUZIONE

I convertitori multilivello rappresentano un'interessante soluzione per ovviare al problema dei limiti di tensione nei convertitori switching. Questi convertitori sono adatti ad applicazioni di alta potenza in media tensione in quanto è possibile suddividere la tensione di alimentazione in più livelli facendo sì che solo questi livelli siano applicati ai componenti

in commutazione. Inoltre la tensione d'uscita, che deriva dalla serie dei diversi componenti, risulta costituita da un numero elevato di gradini.

Oltre al vantaggio di realizzare alti valori di tensione utilizzando componenti dimensionati per una tensione ridotta si ha anche il vantaggio di una riduzione della distorsione armonica e della dv/dt nella tensione di uscita.

Tra i diversi tipi di convertitore multilivello ben noti ed utilizzati in applicazioni di grande potenza [1], si esamina la configurazione 'dual two-level' che è stata introdotta in un ampio range di applicazioni per la possibilità di raddoppiare la tensione d'uscita di un inverter utilizzando la struttura di potenza di due comuni inverter trifase a due livelli [2]-[6]. Il carico alimentato da questa struttura deve essere nella configurazione a estremità aperte (open end), ovvero carico trifase a sei fili.

L'alimentazione deve essere realizzata con due sorgenti tra loro isolate per evitare la presenza di correnti omopolari pur massimizzando la tensione d'uscita [7]-[9].

La particolare tecnica di modulazione che sarà descritta nel seguito consente di realizzare la regolazione della ripartizione della potenza al carico tra le due sorgenti, all'interno del periodo di commutazione.

Per le sue caratteristiche l'inverter 'dual two-level' può essere convenientemente alimentato da un sistema di alimentazione a batteria costituito da due pacchi distinti come mostrato in Fig. 1. In questa applicazione la regolazione della ripartizione di potenza tra le due sorgenti consente di gestire in modo ottimale il livello di carica dei due pacchi di batterie.

La seconda importante applicazione di questo inverter multilivello riguarda i sistemi di trazione ibridi per veicoli pesanti (veicoli industriali, autobus, ecc..). La configurazione del sistema è mostrata in Fig. 2, dove l'inverter multilivello è alimentato da due gruppi di motogenerazione. Secondo questo schema le due unità di generazione termico-elettrico possono essere controllate in modo da ottenere il minimo consumo di carburante per ogni valore della potenza richiesta al carico. In particolare nel funzionamento a potenza ridotta, il fabbisogno energetico del veicolo può essere prodotto

mantenendo un solo motore in funzione, contribuendo a ridurre sensibilmente il consumo di carburante.

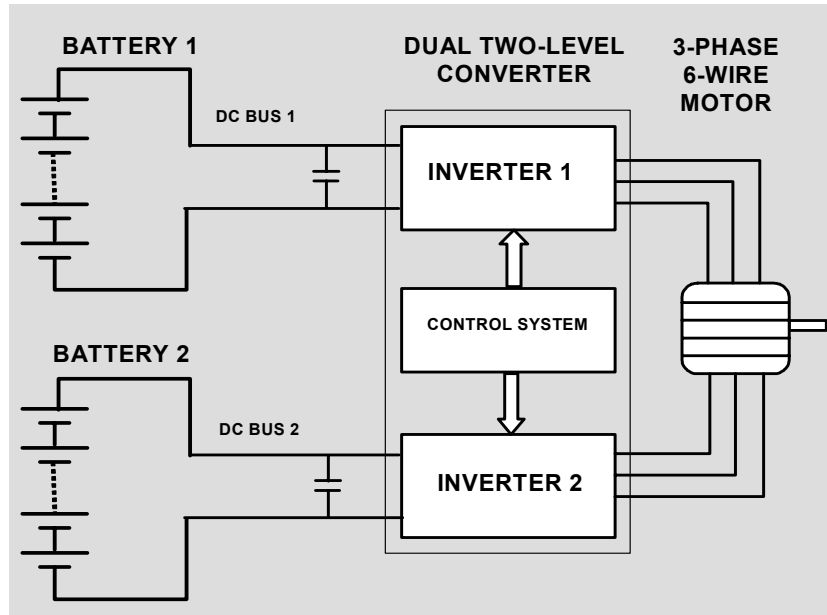


Fig. 1 schema di impiego del convertitore 'dual two level' in un veicolo elettrico a batteria

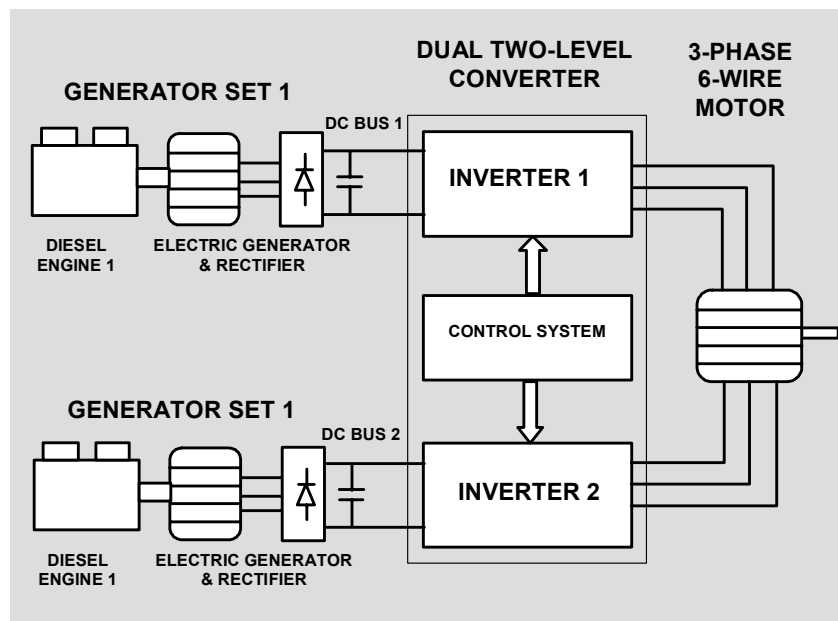


Fig. 2 schema di impiego del convertitore 'dual two level' in un veicolo ibrido in configurazione serie

PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

Facendo riferimento allo schema di Fig. 3, il vettore tensione in uscita dal convertitore multilivello \bar{v} è dato dalla somma dei vettori tensione \bar{v}_H e \bar{v}_L , generati rispettivamente dall'inverter H e dall'inverter L.

$$\bar{v} = \bar{v}_H + \bar{v}_L \quad (1)$$

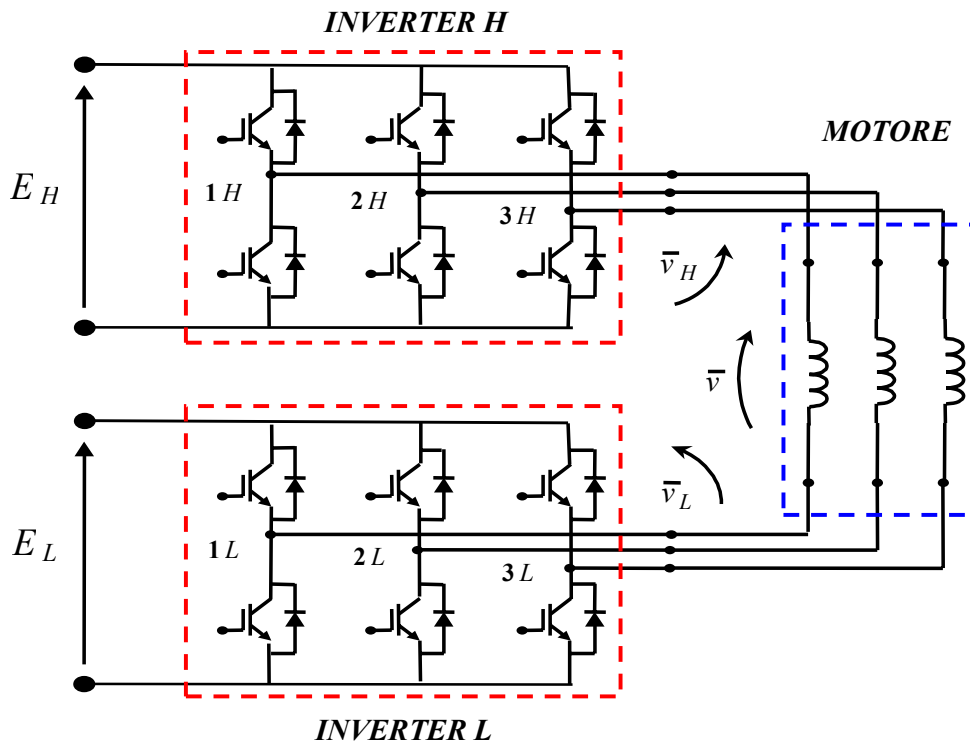


Fig. 3 Schema elettrico del convertitore multilivello

I vettori tensione generati dai due inverter \bar{v}_H e \bar{v}_L possono essere espresse come funzioni delle tensioni continue di alimentazione E_H e E_L ; che per semplicità sono considerate uguali e pari ad E .

$$\bar{v}_H = \frac{2}{3} E \left(S_{1H} + S_{2H} e^{j\frac{2}{3}\pi} + S_{3H} e^{j\frac{4}{3}\pi} \right) \quad (2a)$$

e

$$\bar{v}_L = -\frac{2}{3}E \left(S_{1L} + S_{2L} e^{j\frac{2}{3}\pi} + S_{3L} e^{j\frac{4}{3}\pi} \right) \quad (2b)$$

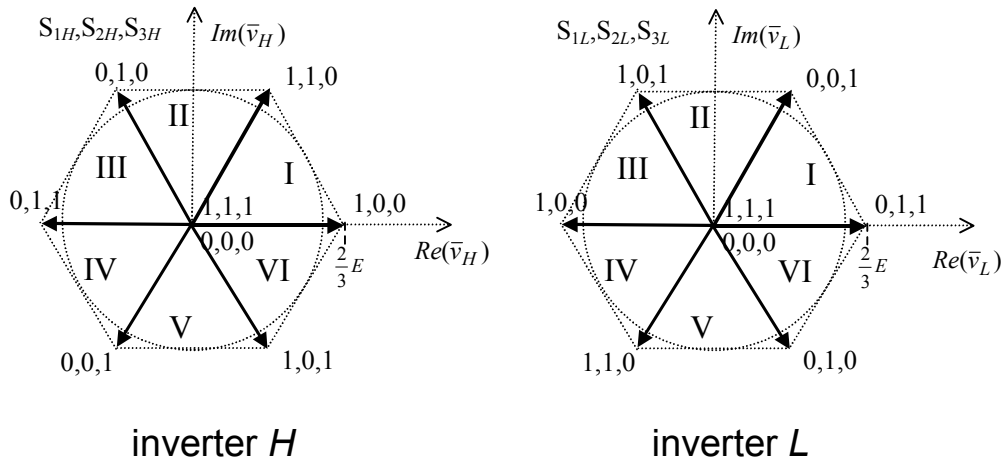


Fig. 4 Configurazione degli interruttori dei due inverter e vettori di tensione generati

dove $\{S_{1H}, S_{2H}, S_{3H}, S_{1L}, S_{2L}, S_{3L}\} = \{0, 1\}$ sono i possibili stati degli interruttori.

La rappresentazione dei vettori \bar{v}_H e \bar{v}_L generati dai due inverter è riportata in Fig. 4.

Considerando tutte le possibili combinazioni si determinano 64 stati degli interruttori. I 64 stati corrispondono a 18 differenti vettori attivi e al vettore nullo mostrati in Fig. 5. Attraverso l'utilizzo della tecnica SVM, questi vettori vengono combinati al fine di ottenere i valori di tensione di uscita all'interno dell'esagono più esterno. Con riferimento alla generazione di una terna di tensioni sinusoidali e simmetriche il modulo massimo del vettore tensione in uscita corrisponde a $2E/\sqrt{3}$ (circonferenza del cerchio inscritto nell'esagono esterno).

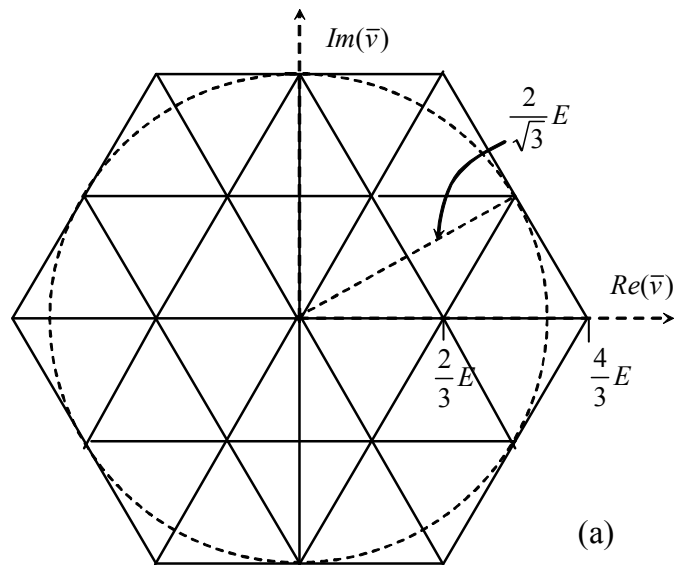


Figura 5 Rappresentazione dello spazio della tensione d'uscita e della massima tensione sinusoidale ottenibile dall'inverter

L'area totale dell'esagono è composta da 24 identici triangoli. Per ragioni di simmetria si possono evidenziare tre regioni. Come si nota nella Figura 6, vi sono 6 triangoli interni (regione ① tratteggiato), 6 triangoli intermedi (regione ② bianco), e 12 triangoli esterni (regione ③ punteggiato).

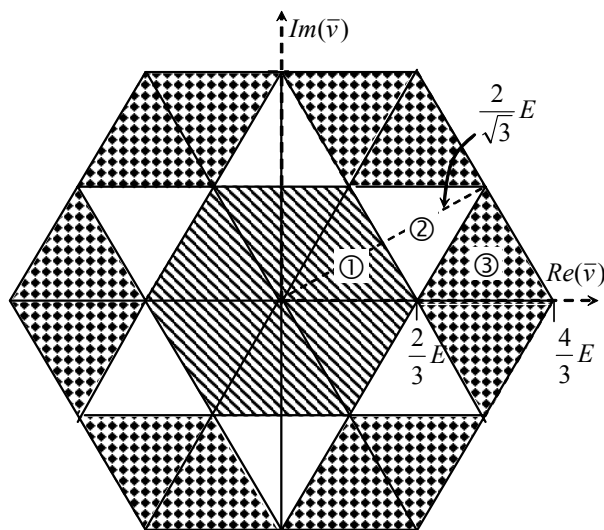


Fig. 6 Rappresentazione dei triangoli nelle tre regioni dello spazio ①, ②, e ③.

All'interno di ogni periodo di commutazione, il vettore tensione d'uscita risultante \bar{v}^* è generato come somma dei vettori tensione \bar{v}_H^*, \bar{v}_L^* sintetizzati dai due inverter. Introducendo il coefficiente k e imponendo a \bar{v}_H^*, \bar{v}_L^* di essere in fase con il vettore tensione d'uscita \bar{v}^* , si ottiene

$$\begin{cases} \bar{v}_H^* = k \bar{v}^* \\ \bar{v}_L^* = (1-k) \bar{v}^* \end{cases} \quad (3)$$

Ad ogni periodo di commutazione, essendo la corrente nei due inverter la stessa e pari ad \bar{i} , il coefficiente k determina anche la ripartizione di potenza p tra i due inverter p_H, p_L come segue

$$p = \frac{3}{2} \bar{v}^* \cdot \bar{i} = p_H + p_L \quad \begin{cases} p_H = \frac{3}{2} \bar{v}_H^* \cdot \bar{i} = k \cdot p \\ p_L = \frac{3}{2} \bar{v}_L^* \cdot \bar{i} = (1-k) \cdot p \end{cases} \quad (4)$$

Il coefficiente k ha un range di variazione limitato che dipende dall'ampiezza della tensione richiesta \bar{v}^* . Questa limitazione sarà discussa in seguito.

STRATEGIA DI MODULAZIONE MULTILIVELLO

La modulazione multilivello richiede che una tensione in uscita \bar{v}^* sia sintetizzata mediante una modulazione che impieghi soltanto i tre vettori attivi adiacenti, corrispondenti ai vertici del triangolo in cui si trova il vettore d'uscita \bar{v}^* . Questo significa che in ciascuna regione ed all'interno di un periodo di commutazione \bar{v}^* sia sintetizzato utilizzando i vettori d'uscita principali $\bar{v}_a, \bar{v}_b, \bar{v}_c$ come rappresentato in alto in Fig. 7.

La tensione d'uscita \bar{v}^* può essere espressa per mezzo dei duty cycles a, b, c dei tre vettori principali adiacenti

$$\bar{v}^* = a\bar{v}_a + b\bar{v}_b + c\bar{v}_c \quad (5)$$

Dove i duty cycle sono dati da

$$\left\{ \begin{array}{l} a = \frac{(\bar{v}^* - \bar{v}_c) \cdot j(\bar{v}_b - \bar{v}_c)}{(\bar{v}_a - \bar{v}_c) \cdot j(\bar{v}_b - \bar{v}_c)} \\ b = -\frac{(\bar{v}^* - \bar{v}_c) \cdot j(\bar{v}_a - \bar{v}_c)}{(\bar{v}_a - \bar{v}_c) \cdot j(\bar{v}_b - \bar{v}_c)} \\ c = 1 - (a + b) = 1 - \frac{(\bar{v}^* - \bar{v}_c) \cdot j(\bar{v}_b - \bar{v}_a)}{(\bar{v}_a - \bar{v}_c) \cdot j(\bar{v}_b - \bar{v}_c)} \end{array} \right. \quad (6)$$

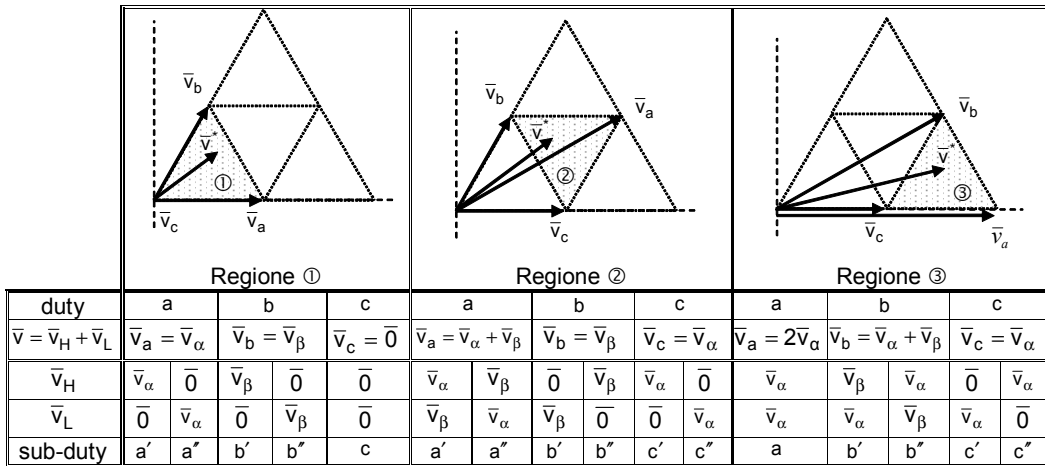


Fig. 7 Composizione dei vettori di uscita per ottenere la tensione d'uscita nelle tre diverse regioni

Questi duty cycle dovranno essere ulteriormente suddivisi in sub-intervalli in modo da realizzare una sequenza di commutazione che rispetti i criteri previsti per la corretta modulazione multilivello.

Come mostrato in Fig. 8, le tensioni prodotte da ciascun inverter \bar{v}_H^* e \bar{v}_L^* sono in fase e quindi si trovano nel medesimo settore. Questa caratteristica consente di sintetizzare \bar{v}_H^* e \bar{v}_L^* attraverso la modulazione degli stessi vettori attivi adiacenti $\bar{v}_\alpha, \bar{v}_\beta$ dei due inverter. Le tensioni risultanti sintetizzate dai due inverter sono quindi

$$\begin{cases} \bar{v}_H^* = \alpha_H \bar{v}_\alpha + \beta_H \bar{v}_\beta + \gamma_H \bar{0} \\ \bar{v}_L^* = \alpha_L \bar{v}_\alpha + \beta_L \bar{v}_\beta + \gamma_L \bar{0} \end{cases} \quad (7)$$

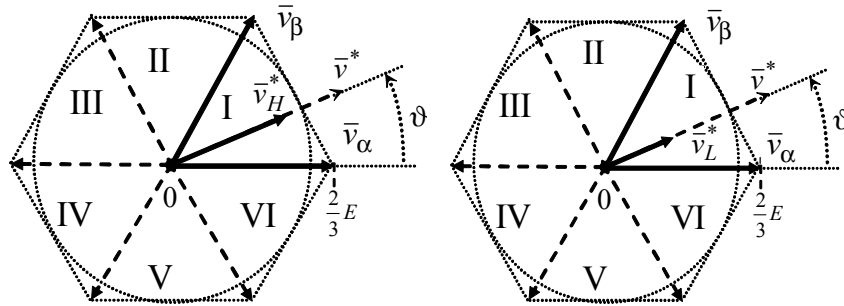


Fig. 8 Vettori tensione \bar{v}_H^ e \bar{v}_L^* generate utilizzando gli stessi vettori attivi adiacenti $\bar{v}_\alpha, \bar{v}_\beta$*

Nella (7) i duty cycles $\alpha_H, \beta_H, \gamma_H$, rappresentano rispettivamente tempi di applicazione dei vettori attivi $\bar{v}_\alpha, \bar{v}_\beta$ e del vettore nullo per l'inverter H, mentre i duty cycles $\alpha_L, \beta_L, \gamma_L$, rappresentano rispettivamente tempi di applicazione dei vettori attivi $\bar{v}_\alpha, \bar{v}_\beta$ e del vettore nullo per l'inverter L. Utilizzando le equazioni della modulazione SVM standard, i duty cycles degli inverter H e L possono essere calcolati come

$$\begin{cases} \alpha_H = \frac{\bar{v}_H^* \cdot j\bar{v}_\beta}{\bar{v}_\alpha \cdot j\bar{v}_\beta} \\ \beta_H = -\frac{\bar{v}_H^* \cdot j\bar{v}_\alpha}{\bar{v}_\alpha \cdot j\bar{v}_\beta} \end{cases}, \quad \gamma_H = 1 - (\alpha_H + \beta_H) \quad (8)$$

$$\begin{cases} \alpha_L = \frac{\bar{v}_L^* \cdot j\bar{v}_\beta}{\bar{v}_\alpha \cdot j\bar{v}_\beta} \\ \beta_L = -\frac{\bar{v}_L^* \cdot j\bar{v}_\alpha}{\bar{v}_\alpha \cdot j\bar{v}_\beta} \end{cases}, \quad \gamma_L = 1 - (\alpha_L + \beta_L) \quad (9)$$

I tre vettori principali di uscita $\bar{v}_a, \bar{v}_b, \bar{v}_c$, adiacenti al vettore tensione desiderato \bar{v} , devono essere generati dalla opportuna combinazione dei vettori attivi e nulli dei due inverter. Nelle tre regioni ①, ②, e ③ individuate in Fig. 6, risultano tre composizioni di vettori definite dalle equazioni seguenti

$$\begin{array}{ccc}
 \text{regione ①} & \text{regione ②} & \text{regione ③} \\
 \left\{ \begin{array}{l} \bar{v}_A = \bar{v}_\alpha + 0 \\ \bar{v}_B = \bar{v}_\beta + 0 \\ \bar{v}_C = 0 + 0 \end{array} \right. & \left\{ \begin{array}{l} \bar{v}_A = \bar{v}_\alpha + \bar{v}_\beta \\ \bar{v}_B = \bar{v}_\beta + 0 \\ \bar{v}_C = \bar{v}_\alpha + 0 \end{array} \right. & \left\{ \begin{array}{l} \bar{v}_A = \bar{v}_\alpha + \bar{v}_\alpha \\ \bar{v}_B = \bar{v}_\alpha + \bar{v}_\beta \\ \bar{v}_C = \bar{v}_\alpha + 0 \end{array} \right. \quad (10)
 \end{array}$$

In ogni regione i due inverter H e L modulano sempre utilizzando gli stessi vettori attivi, quindi lo stesso vettore d'uscita può essere ottenuto anche scambiando l'applicazione di $\bar{v}_\alpha, \bar{v}_\beta, 0$ tra gli inverter H. Nelle tre regioni ①, ②, e ③, la composizione dei vettori che è proposta è riportata nella tabella allegata alla Fig. 7.

In questa composizione ad esempio, quando si vuole applicare il vettore d'uscita \bar{v}_a , il suo tempo di applicazione a può essere suddiviso in due sub-intervalli $a = a' + a''$. Nel primo sub-intervallo a' , l'inverter H genera \bar{v}_α e l'inverter L genera 0. Nel secondo sub-intervallo a'' , l'inverter L genera \bar{v}_α e l'inverter H genera 0. La stessa procedura può essere adottata per generare il vettore d'uscita \bar{v}_β e $\bar{v}_\alpha + \bar{v}_\beta$.

Utilizzando la composizione vettoriale definita in (10) ed i duty cycles dei sub-intervalli $a', a'', b', b'', c', c''$ definiti nella tabella della Fig. 7 la composizione dei vettori può essere riorganizzata come mostrato in Tab. I.

I duty cycles di ciascun sub-intervallo $a', a'', b', b'', c', c''$ possono essere determinati per le tre regioni sulla base dei duty cycle principali a, b, c e dei duty cycles $\alpha_H, \beta_H, \gamma_H, \alpha_L, \beta_L, \gamma_L$ dei due inverter, come segue.

$$\begin{array}{ccc}
\text{Regione ①} & \text{Regione ②} & \text{Regione ③} \\
\left\{ \begin{array}{l} a' = \alpha_H \\ a'' = \alpha_L \\ b' = \beta_H \\ b'' = \beta_L \\ c \text{ noto} \\ - \end{array} \right. & \left\{ \begin{array}{l} a'+c' = \alpha_H \\ a''+b'' = \beta_H \\ b'+c'' = \gamma_H \\ a''+c'' = \alpha_L \\ a'+b' = \beta_L \\ b''+c' = \gamma_L \end{array} \right. & \left\{ \begin{array}{l} a \text{ noto} \\ - \\ b' = \beta_H \\ b'' = \beta_L \\ c' = \gamma_H \\ c'' = \gamma_L \end{array} \right. \quad (11)
\end{array}$$

Tab. I Duty-cycles degli inverter H e L

	Regione ①					Regione ②					Regione ③					
output	\bar{v}_a	\bar{v}_b	\bar{v}_c	\bar{v}_b	\bar{v}_a	\bar{v}_c	\bar{v}_a	\bar{v}_b	\bar{v}_c	\bar{v}_a	\bar{v}_b	\bar{v}_c	\bar{v}_b	\bar{v}_a	\bar{v}_b	\bar{v}_c
sub-duty	a'	b'	c	b''	a''	c'	a'	b'	c''	a''	b''	c'	b'	a	b''	c''
\bar{v}_H	\bar{v}_α	\bar{v}_β	$\bar{0}$	$\bar{0}$	\bar{v}_α	$\bar{0}$	$\bar{0}$	\bar{v}_β	$\bar{0}$	\bar{v}_β	$\bar{0}$	\bar{v}_β	$\bar{0}$	\bar{v}_α	$\bar{0}$	$\bar{0}$
duty	α_H	β_H	γ_H	γ_H	α_H	γ_H	β_H	γ_H	β_H	γ_H	β_H	γ_H	β_H	α_H	β_H	α_H
\bar{v}_L	$\bar{0}$	$\bar{0}$	\bar{v}_β	\bar{v}_α	$\bar{0}$	\bar{v}_β	\bar{v}_α	$\bar{0}$	\bar{v}_α	$\bar{0}$	\bar{v}_α	$\bar{0}$	\bar{v}_α	\bar{v}_β	$\bar{0}$	$\bar{0}$
duty	γ_L	γ_L	β_L	α_L	γ_L	β_L	α_L	γ_L	α_L	γ_L	α_L	γ_L	α_L	β_L	γ_L	γ_L

Dalla (11) si può notare che per le regioni ① e ③ i sub-intervalli sono cinque, mentre per la regione ② sono sei e corrispondono alla soluzione di un sistema di sei equazioni. In regione ② solo cinque equazioni della (11) sono linearmente indipendenti, quindi il sistema può essere risolto in forma parametrica assumendo c' come parametro. Troducendo la condizione che tutti gli intervalli devono essere non negativi $a', a'', b', b'', c', c'' \geq 0$, il range di ammissibilità per il parametro c' è dato dalla più restrittiva tra

$$\left\{ \begin{array}{l} c' \geq 0 \\ c' \geq \gamma_L - \beta_H \\ c' \geq \alpha_H - \beta_L \end{array} \right. \text{ AND } \left\{ \begin{array}{l} c' \leq \alpha_H \\ c' \leq \gamma_L \\ c' \leq \alpha_L + \gamma_L - \beta_H \end{array} \right. \quad (12)$$

Scegliendo un valore di c' entro questo range, il valore dei duty cycle degli altri sub-intervalli in regione ② risulta

$$\begin{cases} a' = \alpha_H - c' \\ a'' = \beta_H - \gamma_L + c' \\ b' = \beta_H - \alpha_H + c' \\ b'' = \gamma_L - c' \\ c'' = \alpha_L - \beta_L + \gamma_L - c' \end{cases} \quad (13)$$

In questo modo tutti i sub-duty cycle $a', a'', b', b'', c', c''$ sono stati determinati. Ora è necessario raggrupparli in una sequenza di commutazione che riproduca una tradizionale sequenza di tipo three-step all'interno del periodo di commutazione per ciascun inverter.

DETERMINAZIONE DELLA SEQUENZA DI COMMUTAZIONE

In questo paragrafo sarà presentata la sequenza di commutazione che definisce gli istanti di commutazione dei sei rami del convertitore.

I due criteri base introdotti per la definizione della sequenza di commutazione sono la minimizzazione del numero di commutazioni degli interruttori e l'eliminazione di possibili vettori tensione che non appartengono ai tre vettori attivi adiacenti il vettore sintetizzato.

In particolare, durante la commutazione, l'introduzione dei 'tempi morti' nei segnali di comando degli interruttori statici determina l'applicazione di un livello di tensione da parte di ciascun ramo che dipende dal segno della corrente in uscita dal ramo stesso.

Quando il passo di commutazione è dato dal cambio di stato di un solo ramo, durante il tempo morto, il convertitore assume una configurazione che può corrispondere alla configurazione precedente o a quella successiva al passo, che sono ovviamente entrambe corrette. In altre parole per il convertitore dual two-level, un passo di commutazione costituito dal cambiamento di stato di un solo ramo, durante il tempo morto porta sempre all'applicazione di uno dei tre vettori principali adiacenti $\bar{v}_a, \bar{v}_b, \bar{v}_c$.

Nelle regioni ① e ③ è sempre possibile realizzare una sequenza basata sulla commutazione di un singolo ramo per passo. Le due sequenze di commutazione sono mostrate in Tab. II ed in Tab. III.

Tab. II Sequenza di commutazione in regione ①

\bar{v}	\bar{v}_b	\bar{v}_c	\bar{v}_a	\bar{v}_b	\bar{v}_c	\bar{v}_b	\bar{v}_a	\bar{v}_c	\bar{v}_b	\bar{v}_a	\bar{v}_c	\bar{v}_a
\bar{v}_H	$\bar{0}$	\bar{v}_α	\bar{v}_β	$\bar{0}$				\bar{v}_β	\bar{v}_α	$\bar{0}$		
s_{H1}	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0
s_{H2}	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0
s_{H3}	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0
s_{L1}	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0
s_{L2}	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1
s_{L3}	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1
\bar{v}_L	\bar{v}_β	$\bar{0}$			\bar{v}_β	\bar{v}_α	$\bar{0}$				\bar{v}_α	

Tab. III Sequenza di commutazione in regione ③

\bar{v}	\bar{v}_c	\bar{v}_a	\bar{v}_b	\bar{v}_c	\bar{v}_b	\bar{v}_a	\bar{v}_b	\bar{v}_c	\bar{v}_b	\bar{v}_a	\bar{v}_c	\bar{v}_a
\bar{v}_H	$\bar{0}$	\bar{v}_α					\bar{v}_β	$\bar{0}$	\bar{v}_β	\bar{v}_α		
s_{H1}	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
s_{H2}	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0
s_{H3}	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
s_{L1}	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
s_{L2}	1	1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1
s_{L3}	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1
\bar{v}_L	\bar{v}_α	\bar{v}_β	$\bar{0}$	\bar{v}_β	\bar{v}_α					$\bar{0}$	\bar{v}_α	

Per la regione ② non è stato possibile ricavare una sequenza basata su questo criterio, si ha infatti che vi sono due passi di commutazione che coinvolgono la commutazione contemporanea di due rami. In Tab. IV è mostrata la sequenza di commutazione per la regione ②.

Tab. III Sequenza di commutazione in regione ②

\bar{v}	\bar{v}_b	\bar{v}_c	\bar{v}_a	\bar{v}_b	\bar{v}_c	\bar{v}_b	\bar{v}_a	\bar{v}_c	\bar{v}_b	\bar{v}_a	\bar{v}_c	\bar{v}_a
\bar{v}_H	\bar{v}_α		$\bar{0}$	\bar{v}_β				$\bar{0}$	\bar{v}_α			
s_{H1}	1	1	0	$\bar{1}$	$\bar{1}$	1	1	1	1	$\bar{1}$	$\bar{1}$	1
s_{H2}	0	0	0	$\bar{1}$	1	1	1	1	1	1	0	0
s_{H3}	0	0	0	$\bar{1}$	0	0	0	0	1	$\bar{1}$	0	0
s_{L1}	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0
s_{L2}	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0
s_{L3}	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0
\bar{v}_L	$\bar{0}$	\bar{v}_β		\bar{v}_α		$\bar{0}$	\bar{v}_α		\bar{v}_β		$\bar{0}$	

L'analisi delle configurazioni che il convertitore può applicare al carico in regione ② è dipendente dal verso della corrente nelle tre fasi del carico. Dall'analisi dei passi di commutazione svolta in [14] si è dimostrato che solo per un angolo di fase della corrente \bar{i} rispetto alla tensione \bar{v} compreso tra $30^\circ < \varphi < +30^\circ$, il vettore tensione \bar{v} applicato durante il tempo morto appartiene sempre ad uno dei tre vettori adiacenti $\bar{v}_a, \bar{v}_b, \bar{v}_c$.

REGOLAZIONE DELLA RIPARTIZIONE DI POTENZA

I vincoli presenti sui duty cycles definiti dalla (8) e dalla (9) sono

$$\begin{cases} \alpha_H \geq 0 \\ \beta_H \geq 0 \\ \alpha_H + \beta_H \leq 1 \end{cases}, \quad \begin{cases} \alpha_L \geq 0 \\ \beta_L \geq 0 \\ \alpha_L + \beta_L \leq 1 \end{cases}. \quad (14)$$

Questi vincoli introducono un limite nel campo di variabilità del parametro di regolazione k . Questo limite deve essere determinato in funzione del vettore tensione di uscita richiesto \bar{v}^* . Inserendo nella (14) le corrispondenti espressioni dei duty-cycles in funzione di \bar{v}_H^* e \bar{v}_L^* , ed introducendo il parametro k definito nella (3), si ottengono le seguenti disequazioni

$$\begin{cases} \frac{k\bar{v}^* \cdot j\bar{v}_\beta}{\bar{v}_\alpha \cdot j\bar{v}_\beta} \geq 0 \\ -\frac{k\bar{v}^* \cdot j\bar{v}_\alpha}{\bar{v}_\alpha \cdot j\bar{v}_\beta} \geq 0 \\ \frac{k\bar{v}^* \cdot j(\bar{v}_\beta - \bar{v}_\alpha)}{\bar{v}_\alpha \cdot j\bar{v}_\beta} \leq 1 \end{cases}, \quad \begin{cases} \frac{(1-k)\bar{v}^* \cdot j\bar{v}_\beta}{\bar{v}_\alpha \cdot j\bar{v}_\beta} \geq 0 \\ -\frac{(1-k)\bar{v}^* \cdot j\bar{v}_\alpha}{\bar{v}_\alpha \cdot j\bar{v}_\beta} \geq 0 \\ \frac{(1-k)\bar{v}^* \cdot j(\bar{v}_\beta - \bar{v}_\alpha)}{\bar{v}_\alpha \cdot j\bar{v}_\beta} \leq 1 \end{cases}. \quad (15)$$

Assumendo che la tensione di uscita sia sinusoidale ($\bar{v}^* = V^* e^{j\vartheta}$), ed introducendo l'indice di modulazione m come

$m = V^* / \frac{2}{\sqrt{3}}E$, $0 \leq m \leq 1$, la soluzione della (15) è

$$\frac{1}{2} - a \leq k \leq \frac{1}{2} + a \quad (16)$$

dove

$$a = \frac{1-m}{2m}. \quad (17)$$

La (16) fornisce i valori ammissibili di k in funzione dell'indice di modulazione m . Questi valori sono mostrati nel grafico di Fig. 9 con l'area tratteggiata. Dall'analisi questo grafico scaturiscono le seguenti considerazioni.

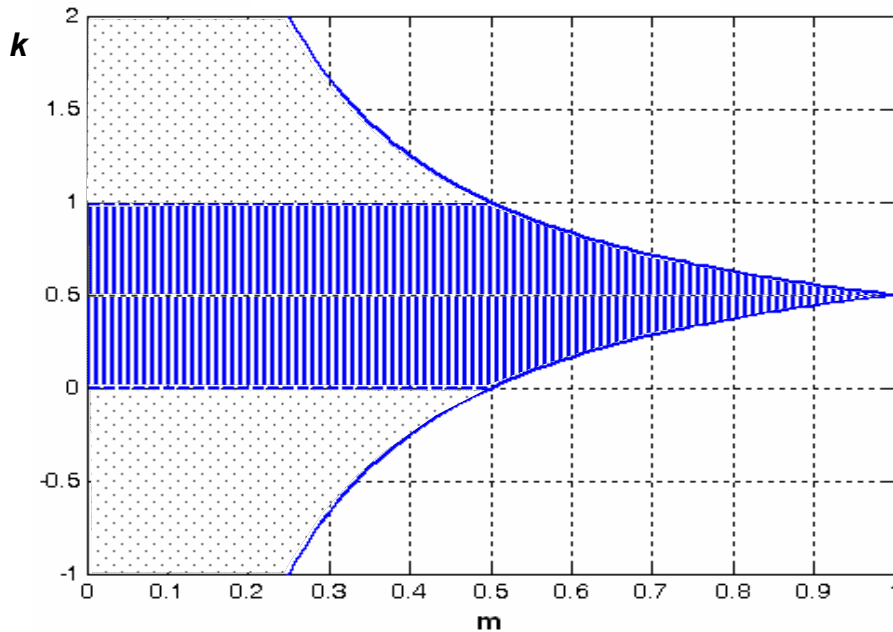


Fig. 9 limiti di ammissibilità del coefficiente di ripartizione di potenza k in funzione dell'indice di modulazione m

- Per $m=1$ (richiesta della massima tensione), non esiste la possibilità di regolare la distribuzione di potenza tra i due inverter. In tal caso è ammissibile il solo valore $k=0.5$ e le due sorgenti erogano la stessa tensione e quindi la stessa potenza.
- Per $0.5 \leq m \leq 1$ il coefficiente k è limitato in funzione dell'indice di modulazione m
- Per $m < 0.5$ il vettore tensione di uscita si trova all'interno della circonferenza di raggio $E/\sqrt{3}$. In questo caso la potenza di uscita può essere erogata dalle due sorgenti con qualsiasi percentuale di ripartizione. In particolare se k è pari a 0, tutta la potenza al carico è fornita dall'inverter L, mentre se $k=1$ tutta la potenza al carico è fornita dall'inverter H. Questa è una caratteristica di affidabilità molto importante di questo convertitore, perché

rappresenta la possibilità di alimentare il carico utilizzando un solo inverter o una sola sorgente.

- Per $m < 0.5$ il coefficiente k può valere anche $k > 1$ o $k < 0$. In questa condizione, dalla (3) le tensioni prodotte dai due inverter \bar{v}_H^* e \bar{v}_L^* si trovano in opposizione di fase. Ciò significa che c'è la possibilità di trasferire potenza tra le due sorgenti.

RISULTATI SPERIMENTALI

Il convertitore multilivello è stato testato utilizzando un prototipo in scala reale di azionamento per trazione elettrica industriale.

L'algoritmo di controllo implementato si basa sulle sequenze di commutazione illustrate nelle Tabelle II, III e IV. La strategia di modulazione è stata implementata su un sistema di controllo basato sul DSP TMS320F2812[®], operante ad una frequenza di clock di 150MHz. Utilizzando questo DSP è possibile generare direttamente i segnali di comando dei 6 rami dei due inverter senza la necessità di utilizzare hardware addizionale (es. FPGA).

Le principali caratteristiche dello stadio di potenza del convertitore multilivello prototipale sono presentate nella Tab. V.

Tab. V Caratteristiche degli stadi di potenza

alimentazione	due batterie piombo-acido 80V, 500Ah
tensione nominale bus dc	$E = V_{dc} = 80 \text{ V}$
corrente nominale	$I_S = 180 \text{ A}_{(RMS)}$
corrente in sovraccarico $t_1 = 60''$ $t_2 = 240''$	$I_{S1} = 600 \text{ A}_{(RMS)}$ $I_{S2} = 450 \text{ A}_{(RMS)}$
tecnologia	MOSFETs – connessi in parrallelo sulInsulated Metal Substrate (IMS)

Allo scopo di verificare la capacità di regolare la potenza tra le due sorgenti sono state fatte alcune prove con valori di k diversi. La Fig. 10a è relativa al caso con $k = 1/2$. In questa

condizione le componenti a bassa frequenza delle tensioni fase-fase in uscita dai due inverter hanno la stessa ampiezza e sono in opposizione di fase. Ciò significa che i due inverter erogano la stessa potenza.

La Fig. 10b è relativa al caso con $k = 3/4$. In questa condizione le componenti a bassa frequenza delle tensioni fase-fase in uscita dai due inverter sono diverse.

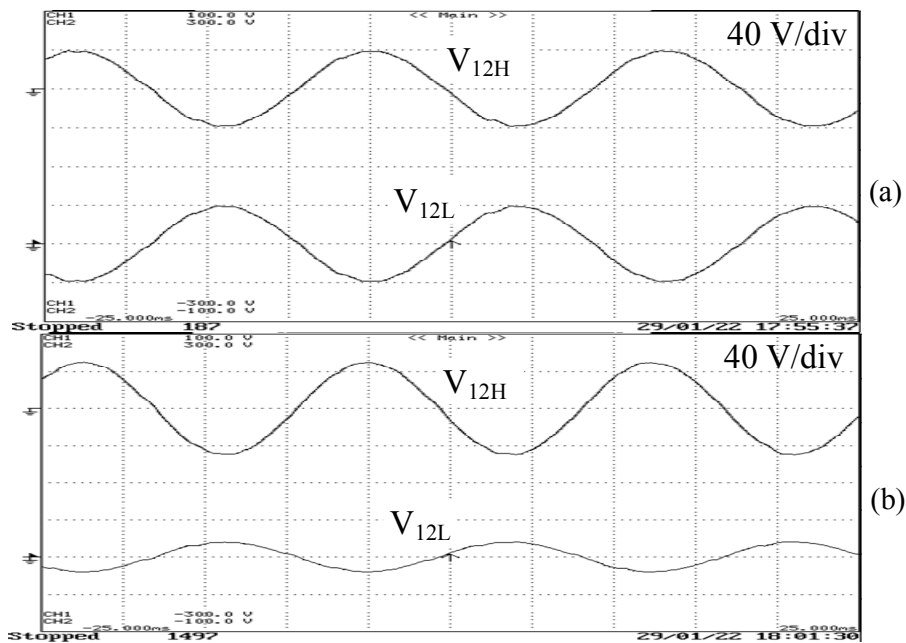


Fig. 10. Componente a bassa frequenza delle tensioni concatenate prodotte dai due inverter
 (a) $m=1/2$, $k = 1/2$; (b) $m=1/2$, $k = 3/4$.

Le Fig. 11 e 12 mostrano invece i valori istantanei della tensione di fase applicate ad un carico equilibrato per differenti valori dell'indice di modulazione m .

In Fig. 11 sono mostrate le tensioni di fase (traccia superiore) e la relativa corrente di fase (traccia inferiore) per un indice di modulazione $m=0.4$. In questa condizione il vettore rappresentativo della tensione d'uscita \bar{v}^* ruota entro la circonferenza interna. La tensione di fase di uscita risultante è distribuita su soli cinque livelli corrispondenti ai vertici dei triangoli della sola regione ①.

In Fig. 12 sono mostrate le tensioni di fase (traccia superiore) e la relativa corrente di fase (traccia inferiore) per un indice di modulazione $m=0.8$. In questa condizione il vettore rappresentativo della tensione d'uscita \bar{v}^* ruota tra la circonferenza interna e quella esterna. La tensione di fase di uscita risultante è distribuita su nove livelli corrispondenti ai vertici dei triangoli delle regioni ② e ③.

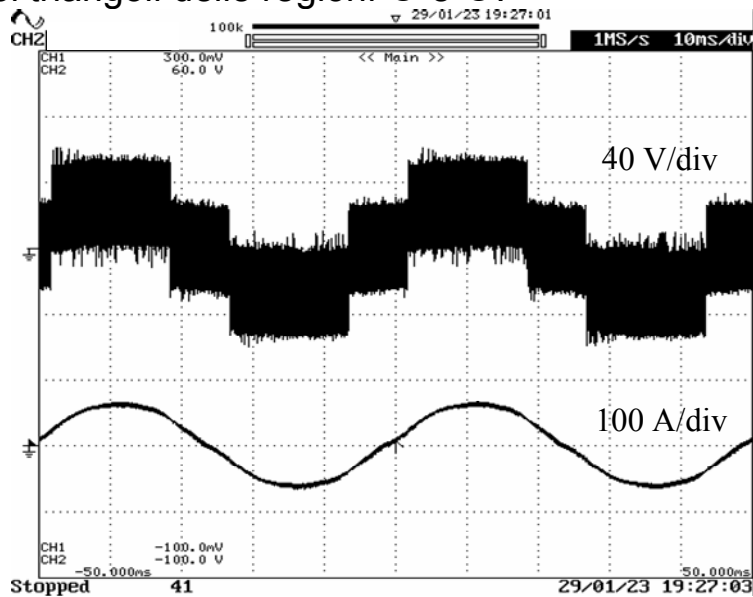


Fig. 11 Valore istantaneo della tensione di uscita di fase (su 5 livelli) e della relativa corrente, per $m=0.4$, $k=0.5$.

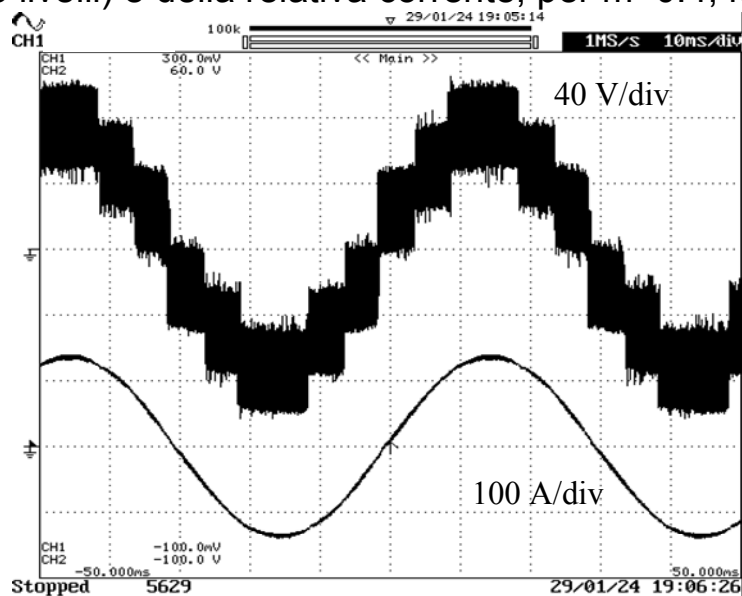


Fig. 12 Valore istantaneo della tensione di uscita di fase (su 9 livelli) e della relativa corrente per $m=0.8$, $k=0.5$.

L'efficacia della tecnica di modulazione multilivello implementata è verificabile osservando che le tensioni di fase applicate al carico sono sempre distribuite su tre livelli all'interno di un periodo di commutazione. Questi livelli corrispondono sempre ai vertici $\bar{v}_a, \bar{v}_b, \bar{v}_c$ del triangolo a cui appartiene il vettore \bar{v}^* da sintetizzare. Il fatto che la corrente risultante su un carico di tipo R-L sia perfettamente sinusoidale costituisce una ulteriore prova della correttezza della tecnica di modulazione.

CONCLUSIONE

In questo articolo è stata presentata una tecnica di modulazione per convertitore multilivello del tipo 'dual two-level'. Il convertitore è alimentato da due sorgenti separate quali ad esempio batterie, ed alimenta a sua volta un carico trifase a sei morsetti, ad esempio un motore. Lo stadio di potenza è costituito da due tradizionali inverter trifase a due livelli. Questo schema presenta il vantaggio di non essere influenzato dalle componenti di modo comune della tensione e di massimizzare il valore della tensione d'uscita. La tecnica di modulazione presentata consente di regolare la ripartizione di potenza sul carico tra le sorgenti all'interno del periodo di commutazione. Questa caratteristica è ottenuta unitamente al corretto funzionamento come convertitore multilivello cioè all'applicazione dei livelli di tensione più prossimi al valore da sintetizzare. Nell'articolo sono presentate le sequenze di commutazione che definiscono ad ogni passo la configurazione dei sei rami del convertitore. E' anche presentato il range di ammissibilità del parametro di ripartizione della potenza. Il convertitore multilivello controllato dalla tecnica di modulazione illustrata è attualmente impiegato in azionamenti di trazione per veicoli elettrici industriali.

BIBLIOGRAFIA

- [1] J. Rodríguez, J.S. Lai, F. Zheng Peng, "Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications," *IEEE Trans. on Industry Electronics*, Vol. 49, No.4, pp.724-738, Aug. 2002.
- [2] K. Gopakumar, V.T. Ranganathan, and S.R. Bhat, "Split-phase induction motor operation from PWM voltage source inverter," *IEEE Trans. on Industrial Application*, Vol. 29, No. 5, pp. 927-932, Sept./Oct. 1993.
- [3] Y. Zhao, T.A. Lipo, "Space Vector Control of Dual Three-Phase induction machine Using Vector Space Decomposition," *IEEE Trans. on Industry Application*, Vol. 31, No. 5, pp. 1100-1109, Sept/Oct. 1995.
- [4] E.G. Shivakumar, K. Gopakumar, and V.T. Ranganathan, "Space vector PWM control of dual inverter fed open-end winding induction motor drive," *EPE Journal*, vol. 12, no. 1, pp. 9-18, Feb. 2002.
- [5] X.Q. Wu and A. Steimel, "Direct Self Control of Induction Machines Fed by a Double Three-Level Inverter," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 44, No. 4, August 1997, pp. 519-527.
- [6] Y. Kawabata, M. Nasu, T. Nomoto, E.C. Ejiogu, T.Kawabata, "High-Efficiency and Low Acoustic Noise Drive System Using Open-Winding AC Motor and Two Space-Vector-Modulated Inverters," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 49, No. 4, August 2002, pp. 783-789.
- [7] M.R. Baiju, K. K. Mohapatra, R. S. Kanchan, K. Gopakumar, "A Dual Two-Level Inverter Scheme With Common Mode Voltage Elimination for an Induction Motor Drive," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 19, No.3, pp.794-805, May 2004.
- [8] H. Stemmler, P. Guggenbach, "Configuration of high power voltage source power inverters drives," *Proc. of EPE'93 Conference*, Brighton (UK), Sept. 13-19 1993, pp. 7-14.

- [9] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, "A new neutral-point clamped PWM inverter," *IEEE Trans. on Industrial Applications*, vol. 17, pp. 518–523, Sept./Oct. 1981.
- [10] R. Bojoi, A. Tenconi, F. Profumo, G. Griva, and D. Martinello, "Complete analysis and comparative study of digital modulation techniques for dual three-phase AC motor drives," *Proc. of IEEE PESC'02*, 2002, pp. 851–857.
- [11] M.B.R. Correa, C.B. Jacobina, C.R. da Silva, A.M.N. Lima, E.R.C. da Silva, "Vector Modulation for Six-Phase Voltage Source Inverters," *Proc. of EPE'03 Conference*, Sept 2-5, 2003, Toulouse France.
- [12] G. Grandi, G. Serra, A. Tani: "Space Vector Modulation of a Seven-Phase Voltage Source Inverter", *Proc. of International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, Taormina (IT), 23-26 May, 2006
- [13] G. Grandi, C. Rossi, D.Casadei, A. Lega, "Multilevel Operation of a Dual Two-Level Inverter with Power Balancing Capability", *Proc. of Industrial Application Society Annual Meeting, IAS06*, Tampa (FL) Oct. 6-12, 2006.
- [14] G. Grandi, C. Rossi, D.Casadei, A. Lega, "Switching Technique for Dual-Two level Inverter Supplied by Two Separate Sources", *Proc. of IEEE-APEC 2007 Anheim (CA)* Feb. 25 – March 1, 2007.