



Alma Mater Studiorum Università di Bologna

Dipartimento di Ingegneria Elettrica

Dottorato in Ingegneria Elettrotecnica

XVII ciclo

**CONVERTITORI TRIFASE A MATRICE:
ANALISI TEORICA, REALIZZAZIONE
E VERIFICHE SPERIMENTALI**

Tesi di Dottorato di
ANDREW TRENTIN

Relatore:

Prof. DOMENICO CASADEI

Correlatori:

Prof. GIOVANNI SERRA

Prof. ANGELO TANI

Coordinatore :

Prof. FRANCESCO NEGRINI

2002-2005

Capitolo 1

Introduzione

Conversione statica ac/ac in frequenza e in tensione

In questo capitolo una breve descrizione dei metodi di conversione statica di energia ac-ac in frequenza e in tensione, utilizzando dispositivi elettronici a commutazione [1].

Mediante l'utilizzo dei dispositivi elettronici di potenza si può dividere la conversione ac-ac in due gruppi fondamentali, "indiretta" e "diretta".

La conversione indiretta è costituita da due stadi di conversione dc-ac, interconnessi tra loro da un DC-link. Tipico esempio di convertitori di frequenza e tensione è quello costituito da un ponte a diodi, nel quale si raddrizza la tensione alternata, e da un inverter che genera il nuovo sistema controllabile in frequenza e tensione. Questo tipo di convertitore viene normalmente chiamato "Diode rectifier- PWM VSI converter". Altro esempio è il convertitore denominato "back to back" che è costitutivo invece da due inverter.

La conversione diretta in tensione e frequenza fra due sistemi in corrente alternata può essere realizzata mediante il convertitore a matrice.

Convertitori indiretti ac-dc-ac

In Figura 0.1 è rappresentato il convertitore statico di energia in frequenza e in tensione di tipo indiretto, denominato anche Diode-Bridge-Voltage Source Inverter (DB-VSI), topologia che è preferita nelle applicazioni di piccole e medie potenza negli azionamenti elettrici.

Il primo stadio di questo convertitore, il ponte di diodi, converte l'energia di un sistema trifase in un sistema a tensione continua, mentre il secondo stadio del convertitore è costituito da un inverter a tensione impressa in grado di generare un sistema di tensioni trifase, variabili in frequenza e tensione.

Questo sistema è molto popolare. È una soluzione facilmente realizzabile, dai bassi costi di produzione e con buone prestazioni al carico. Purtroppo presenta anche degli svantaggi, in primis

un'elevata distorsione armonica della corrente in ingresso che può creare problemi ad altri carichi connessi in parallelo. Inoltre, questa distorsione armonica sulla corrente è causa di perdite addizionali, e potrebbe determinare fenomeni di risonanza particolarmente pericolosi.

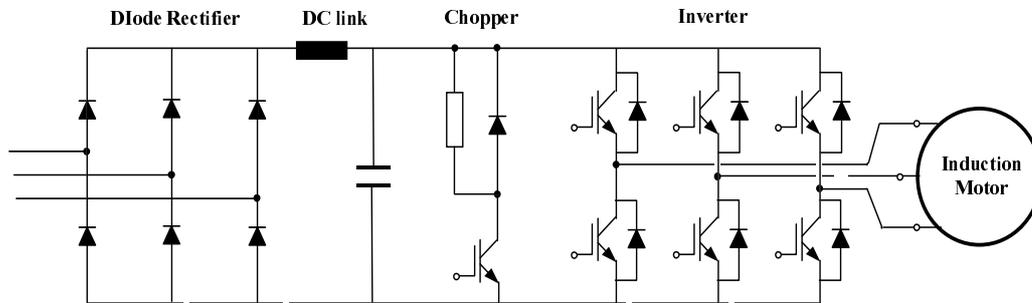


Figura 0.1 Convertitore “Diode rectifier-PWM VSI converter”.

Questo tipo di convertitore non consente il flusso di energia bidirezionale e in presenza di una frenatura del motore si deve dissipare l'energia recuperata su una resistenza, comunemente chiamata resistenza di frenatura. In definitiva questo tipo di convertitore si utilizza solo se l'energia che si deve recuperare è bassa [2], altrimenti lo speco energetico sarebbe troppo elevato.

Inoltre questo tipo di convertitore presenta nel DC-link un grosso condensatore elettrolitico che ha lo scopo di immagazzinare l'energia. Questi condensatori riescono ad immagazzinare molta energia, ma sono sensibili alle alte temperature, le quali riducono la vita dello stesso causando grossi costi di manutenzione del convertitore.

Un altro esempio di convertitore indiretto ac-ac è quello di Figura 0.2 chiamato back-to-back, differente dal (DB-VSI) per quel che riguarda lo stadio del raddrizzamento. Questo tipo di convertitore permette il flusso di energia bidirezionale e per questo è preferibile al DB-VSI per i sistemi di grande potenza dove è necessario recuperare frequentemente l'energia. Inoltre c'è una drastica riduzione delle distorsione della corrente in ingresso.

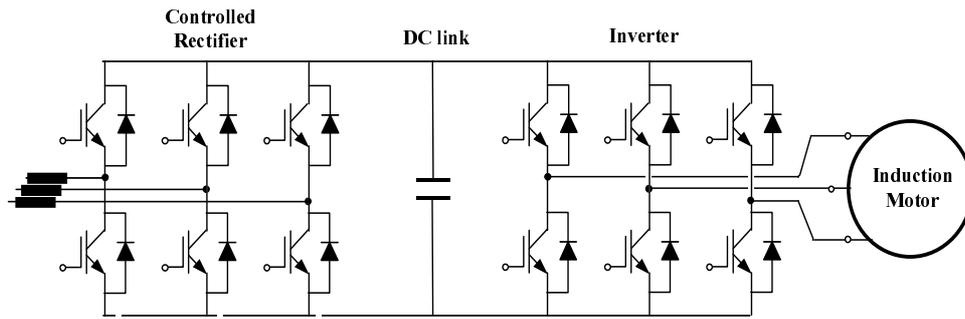


Figura 0.2 Convertitore “Back to Back”.

Persistono comunque gli svantaggi causati dal condensatore elettrolitico, inoltre i costi rispetto al DB-VSI aumentano notevolmente a causa del maggior numero di componenti statici. Per questo motivo questo tipo di soluzione non è ancora molto utilizzata.

Convertitori diretti ac/ac: il convertitore a matrice

La conversione diretta ac-ac è realizzabile mediante il convertitore a matrice. Tale convertitore è costituito da nove interruttori bidirezionali che permettono la connessione di ogni fase di uscita con ogni fase di ingresso come mostrato in Figura 0.3.

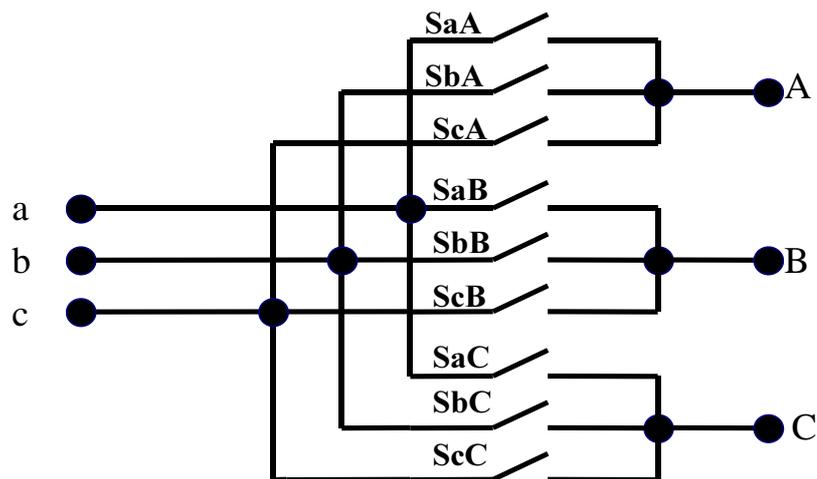


Figura 0.3 Circuito schematico del Convertitore a Matrice.

Gyugyi-Pelly [1] presentò per primo nel 1976 la struttura del convertitore a matrice, ma solo nel 1980 le configurazioni base di controllo furono introdotte da Venturini [3]-[4]. Queste due

pubblicazioni scientifiche, assieme ai progressi tecnologici dei semiconduttori di potenza crearono grande interesse attorno a questo tipo di convertitore. L'elevata densità di silicio e l'alta efficienza lo resero oggetto di studio per diverse applicazioni quali: gli azionamenti elettrici, l'interconnessione fra due reti trifase a diverse frequenze, e come interfaccia fra la rete e gli alternatori [5]. Per questo motivo sono stati utilizzati differenti nomi in letteratura per definire questa topologia di convertitore; negli ultimi anni comunque la letteratura si è unificata nel chiamarlo convertitore a matrice ovvero “matrix converter”.

Quando nel 1980 Venturini presentò il convertitore a matrice [3], le tecniche di controllo erano caratterizzate da grosse limitazioni sull'ampiezza della tensione di uscita ($v_{out} = 0.5v_{in}$) e restrizioni sul fattore di potenza in ingresso. Durante gli anni 80 furono presentate diversi approcci basati sul classico DB-VSI [6],[8],[12],[13]. Queste tecniche hanno permesso di incrementare il limite della tensione di uscita e migliorare le forme d'onda, ma il convertitore a matrice non raggiunse i suoi limiti potenziali. Solo alla fine degli anni ottanta Venturini propose una strategia di controllo [14] che permetteva di raggiungere i reali limiti del convertitore matrice con un rapporto di trasformazione tra la tensione di uscita e quella di ingresso pari a 0.866 e che permetteva di ottenere forme d'onda sinusoidali in ingresso e in uscita.

Tra la fine degli anni ottanta e i primi anni 90 fu introdotta la tecnica dei vettori di spazio (Space Vector Modulation SVM) da diversi autori [7],[10],[11]. La tecnica SVM confermò sia i limiti teorici del convertitore a matrice per il rapporto di trasformazione fra tensione di uscita ed ingresso, sia la possibilità di ottenere forme d'onda sinusoidali con controllo del fattore di potenza in ingresso [9],[10].

Negli anni ottanta il convertitore matrice non riscosse molto successo da parte delle industrie di settore, a causa dell'elevato numero di componenti elettronici, della difficoltà di realizzare interruttori bidirezionali e strategie di protezione del convertitore stesso, unitamente al limite del rapporto di trasformazione. Solamente verso la fine degli anni novanta furono costruiti alcuni prototipi.

A questo punto, il mondo scientifico, prima interessato alle tecniche di controllo, iniziò ad affrontare i problemi legati all'implementazione dell'hardware ed ai problemi tecnologici del convertitore a matrice [15]-[24]. I risultati di questi lavori, assieme al continuo sviluppo delle tecnologie dei dispositivi elettronici di potenza e alla loro riduzione dei costi, convinsero le industrie di semiconduttori ad investire nella topologia del convertitore a matrice, e oggi si è arrivati molto vicini ad avere convertitori a matrice industriali nel mercato degli azionamenti elettrici [24]-[26] e nel settore aerospaziale [27]-[29].

Bibliografia

- [1] L. Gyugyi, B.R. Pelly, "Static Power Frequency Changers. Theory, performance and applications," ISBN 0-471-678000-7, 442 pages, John Wiley & Sons, USA, 1976.
- [2] N. Mohan, T.M. Undeland, W.P. Robbins, "Power Electronics. Converters, applications and design," ISBN 0-471-30576-6, 802 pages, 2nd Edition, John Wiley & Sons, USA 1995.
- [3] M. Venturini, "A new sine wave in, sine wave out, conversion technique eliminates reactive elements," in Proceedings of Powercon 7, San Diego,CA, 1980, pp. E3-1-E3-15.
- [4] A. Alesina, M. Venturini, "Solid-state power conversion: a Fourier analysis approach to generalized transformer synthesis," IEEE Transactions on Circuits System, vol. CAS-28, pp. 319-330, April 1981.
- [5] A. Alesina, M. Venturini, "Analysis and Design of Optimum-Amplitude Nine-Switch Direct AC-AC Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 4, no. 1, pp. 101-112, January 1989.
- [6] P.D. Ziogas, S.I. Khan, and M.H. Rashid, "Some Improved Forced Commutated Cycloconverters Structures", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-21, No 5, Sept./Oct. 1985, pp. 1242-1253.
- [7] L. Huber, D. Borojevic, "Space Vector Modulator for Forced Commutated Cycloconverter," Proceedings of IEEE/PESC'89, pp. 871-876, 1989.
- [8] C.L. Neft, C.D. Schauder, "Theory and Design of a 30-Hp Matrix Converter", Proceedings of IEEE/IAS Annual Meeting, 1988, pp. 934-939, 1988.
- [9] L. Huber, D. Borojevic, "Space Vector Modulated Three-Phase to Three-Phase Matrix Converter with Input Power Factor Correction," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, no. 6, pp.1234-1246, Nov./Dec. 1995.
- [10] D. Casadei, G. Grandi, G. Serra, A. Tani, "Space vector control of matrix converters with unity input power factor and sinusoidal input/output waveforms," Proceedings of IEE-EPE'93, Vol. 7, pp. 170-175, 1993.
- [11] E.P. Weichmann, J.R. Espinoza, L.D. Salazar, J.R. Rodriguez, "A Direct Frequency Converter Controlled by Space Vectors", Proceedings of IEEE/PESC'93, pp. 314-317, 1993.
- [12] P.D. Ziogas, Y-G. Kang ,V. R. Stefanovic, "Rectifier-inverter frequency changers with suppressed DC link components," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-22, No. 6, Nov./Dec. 1986, pp. 1027-1036.
- [13] S.I. Khan, P.D. Ziogas and M.H. Rashid, "Forced Commutated Cycloconverters for High-Frequency Link Applications", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-23, No 4, July/August 1987, pp. 661-672.
- [14] A. Alesina, M. Venturini, "Intrinsic amplitude limits and optimum design of 9-switches direct PWM ac-ac converters," Proceedings of IEEE/PESC'88, vol. 2, pp. 1284-1291, 1988.
- [15] S. Bernet, T. Matsuo and T.A. Lipo, "A Matrix Converter Using Reverse Blocking NPT-IGBT's and Optimised Pulse Patterns," Proceedings of IEEE/PESC'96 , Baveno, Italy, June 1996, pp. 107-113.

- [16] P. Nielsen, F. Blaabjerg, J.K. Pedersen, "Space vector modulated matrix converter with minimised number of switchings and feedforward compensation of input voltage unbalance," Proceedings of PEDES'96, vol. 2, pp. 833-839, 1996.
- [17] P.W. Wheeler and D.A. Grant, "Optimised input filter design and low-loss switching techniques for a practical matrix converter," IEE Proceedings of Electric Power Applications, vol. 144, No. 1, pp. 53-60, Jan. 1997.
- [18] P. Nielsen, F. Blaabjerg, J.K. Pedersen, "Novel Solution for Protection of Matrix Converter to Three Phase Induction Machine," Conference Record of IEEE/IAS Annual Meeting 1997, New Orleans, pp. 1447-1454, 1997.
- [19] A.Schuster, "A Matrix Converter without Reactive Clamp Elements for an Induction Motor Drive System," Proceedings of IEEE/PESC'98, vol. 1, pp. 714-720, 1998.
- [20] M. Ziegler, W. Hoffman, "Semi Natural Two Steps Commutation Strategy for Matrix Converters," Proceedings of IEEE/PESC'98, vol. 1, pp. 727-731, 1998.
- [21] L. Empringham, P.W. Wheeler, J.C. Clare, "Matrix Converter Bi-directional Switch Commutation using Intelligent Gate Drives," Proceedings of PEVD'98, pp. 626-631, 1998.
- [22] J. Mahlein, M. Braun, "A Matrix Converter without Diode clamped Over-Voltage Protection," Proceedings of IEEE-IPEMC 2000, Vol. 2, pp. 817-822, 2000.
- [23] C. Klumpner, P. Nielsen, I. Boldea, F. Blaabjerg, "New Steps towards a low-cost Power Electronic Building block for Matrix Converters," Proceedings of IEEE/IAS Annual Meeting 2000, vol. 3, pp. 1964-1971, 2000.
- [24] C. Klumpner, P. Nielsen, I. Boldea, F. Blaabjerg, "A New Matrix Converter-Motor (MCM) for Industry Applications," Proceedings of IEEE/IAS Annual Meeting 2000, vol. 3, pp. 1394-1402, 2000.
- [25] J. Chang, T. Sun, A. Wang, D. Braun, "Compact AC-AC Converter using 3-IN-1 IBPMs and Adaptive Commutation," IEEE Proceedings of PEDS'99, vol. 1, pp. 438-443, 1999.
- [26] M. Hornkamp, M. Loddenkotter, M. Munzer, O. Simon, M. Bruckmann, "Economac, the first all-in-one IGBT Module for Matrix Converter," PCIM 2001, Nurnberg.
- [27] Wheeler, P.W.; Clare, J.C.; Apap, M.; Empringham, L.; Bradley, K.J.; Whitley, C.; Towers, G., "A matrix converter based permanent magnet motor drive for an electro-hydrostatic aircraft actuator" Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03
- [28] Robson, P.A.; Bradley, K.J.; Wheeler, P.; Clare, J.; de Lillo, L.; Gerada, C.; Pickering, S.J.; Lampard, D.; Goh, C.K.; Towers, G.; Whitley, C. "The impact of matrix converter technology on motor design for an integrated flight control surface actuation system" Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03. IEEE International , Volume: 2 , 1-4 June 2003
- [29] Whitley, C.R.; Towers, G.K.; Wheeler, P.; Clare, J.; Bradley, K.; Apap, M.; Empringham, L., "A matrix converter based electro-hydrostatic actuator" Matrix Converters, IEE Seminar on (Digest No. 2003/10100) , 1 April 2003

Capitolo 2

Caratteristiche del convertitore a matrice

In questo capitolo viene fornita una descrizione dei principi generali del convertitore a matrice in termini di prestazioni e di tecnologie necessarie alla sua realizzazione.

Il convertitore a matrice ha diversi vantaggi rispetto ad un tradizionale DB-VSI. Esso consente di avere forme d'onda praticamente sinusoidali sia in ingresso che in uscita, permette un flusso bidirezionale di energia con controllo del fattore di potenza in ingresso. Infine, ma non meno importante, non necessita di componenti per l'immagazzinamento dell'energia.

Questo tipo di convertitore presenta per contro alcuni svantaggi. Primo fra tutti il massimo rapporto di trasformazione tra la tensione di uscita e quella di ingresso che non supera l'86,6% per poter ottenere tensioni e correnti sinusoidali. Inoltre per la costruzione si deve utilizzare un numero maggiore di componenti a semiconduttore rispetto ai normali convertitori ac-ac. Infine, questo convertitore risulta sensibile ai disturbi della rete [31],[32] in quanto non sono presenti componenti che immagazzinano l'energia.

La struttura del convertitore a matrice

Il convertitore a matrice è costituito da nove interruttori bidirezionali che permettono ad ognuna delle fasi di uscita di collegarsi con tutte le fasi di ingresso. In Figura 0.4 è mostrato lo schema circuitale.

I terminali di ingresso **a,b,c** sono collegati ad un sistema a tensione impressa, mentre i terminali di uscita **A,B,C** sono collegati ad un sistema a corrente impressa.

I condensatori e le induttanze presenti nello schema di Figura 0.4 sono intrinsecamente necessari. La loro taglia dipende in maniera inversamente proporzionale dalla frequenza di commutazione del convertitore [31].

Poiché il convertitore a matrice permette un flusso bidirezionale di energia, si potrebbe pensare di usare come ingresso un sistema a corrente impressa e in uscita un sistema a tensione impressa.

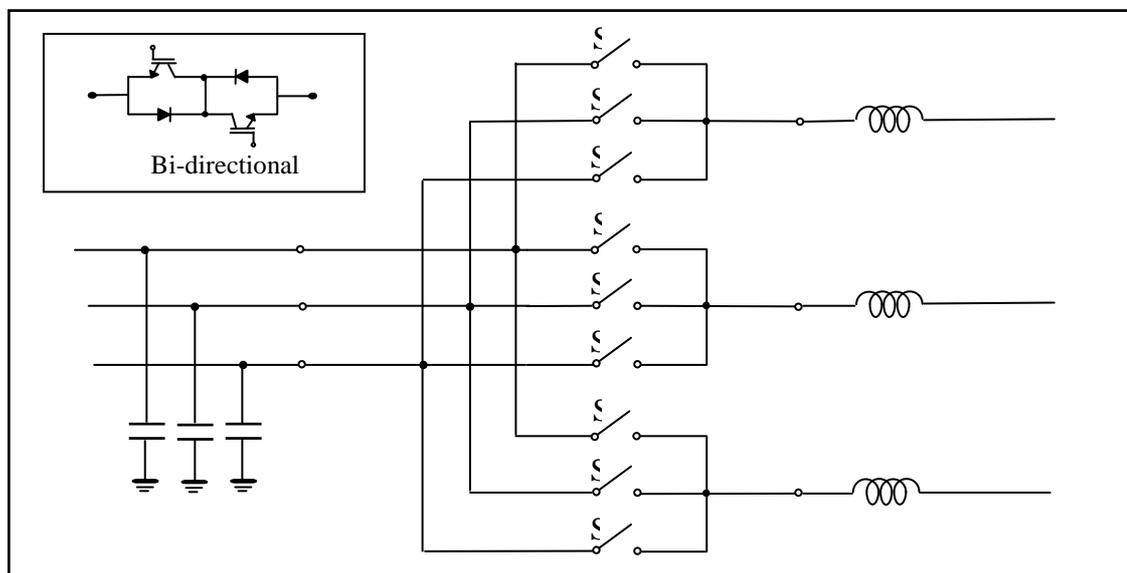


Figura 0.4 Schema del convertitore a matrice. a,b,c sono i terminali di ingresso mentre A,B,C sono quelli di uscita.

Con nove interruttori bidirezionali il convertitore potrebbe assumere 512 (2^9) configurazioni ma non tutte sono utili al suo funzionamento, anzi, molte di esse sono da evitare per non danneggiare il convertitore. Esistono due regole base per la determinazione delle configurazioni ammissibili. Considerando che il convertitore sia un sistema in ingresso a tensione impressa ed in uscita a corrente impressa, si deve fare in modo di non disconnettere mai il carico e di non cortocircuitare mai due fasi di ingresso. Queste restrizioni riducono il numero delle configurazioni ammissibili a 27.

Le potenzialità del convertitore matrice

In questo paragrafo verranno mostrate alcune simulazioni numeriche del convertitore a matrice, molto semplici e di tipo ideale, elaborate in linguaggio di programmazione C, ai fini di valutarne le prestazioni teoriche.

La tensione in uscita

Non essendoci componenti che immagazzinano l'energia, la tensione di uscita è costruita direttamente a partire dalla tensione in ingresso, e risulta essere composta da diverse parti delle diverse tensioni in ingresso. Per questo motivo il limite intrinseco del rapporto di trasformazione per ottenere forme d'onda sinusoidali è $\sqrt{3}/2$, ovvero il minimo dell'involuppo delle tensioni d'ingresso con la parte negativa rovesciata [31],[33].

È comunque possibile attraverso particolari tecniche di sovrarmodulazione ottenere tensioni superiori accettando però distorsioni della tensione di uscita e della corrente di ingresso [34]-[36].

In Figura 0.5 è mostrata una tipica forma d'onda della tensione concatenata di uscita del convertitore matrice e si nota che essa è modulata con 3 livelli di tensione, in questo modo il suo contenuto armonico è inferiore rispetto a quello del VSI che modula su due livelli di tensione [33].

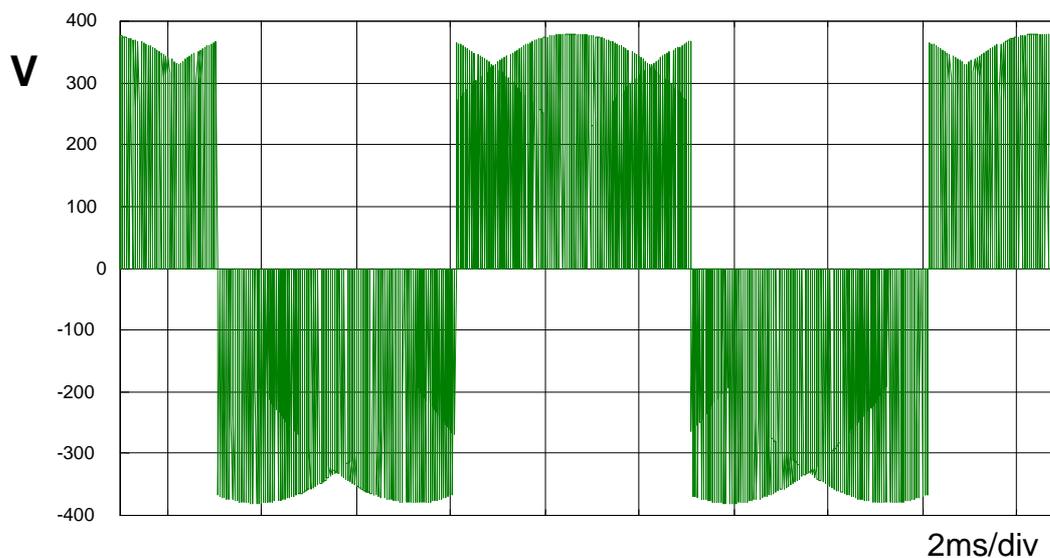


Figura 0.5 Tensione di uscita generata dal convertitore a matrice.

La corrente in ingresso

Come per la tensione di uscita, anche la corrente di ingresso può essere pensata come costituita da parti della corrente di uscita. Se la frequenza di commutazione è molto maggiore della frequenza

della rete e della frequenza impostata al carico la corrente d'ingresso la si può considerare praticamente sinusoidale, a meno di un gruppo di armoniche alla frequenza di commutazione.

In Figura 0.6 si vede la corrente di ingresso al convertitore a matrice. Si può notare che il convertitore necessita di un filtro di rete per ridurre la distorsione armonica, della corrente di linea.

La corrente di ingresso di questo convertitore rappresenta comunque un notevole passo in avanti rispetto ad un comune DB-VSI, nel quale la corrente di ingresso è fortemente distorta alle basse frequenze e quindi richiede filtri di dimensioni maggiori.

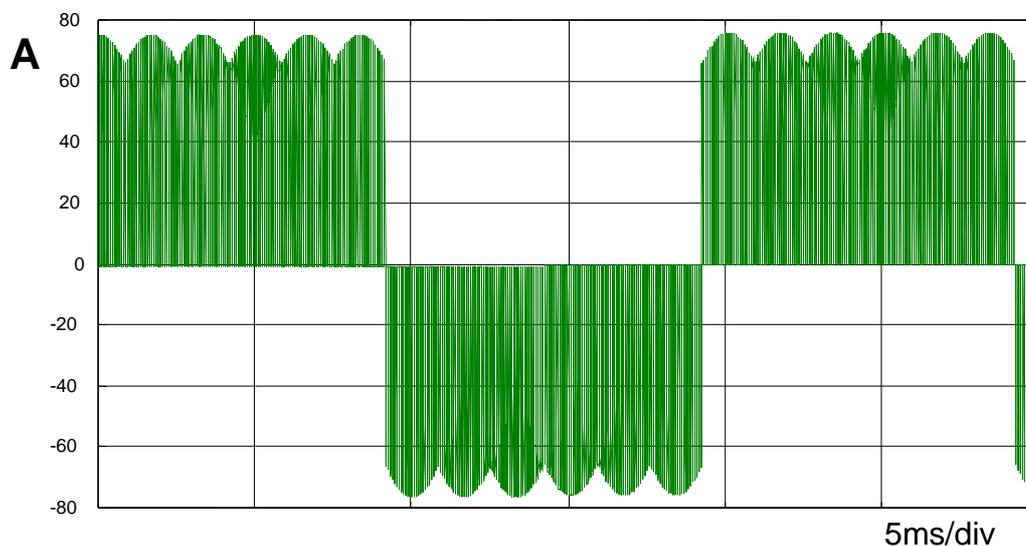


Figura 0.6 Corrente di ingresso di un convertitore a matrice.

Il controllo del fattore di potenza

La possibilità di poter controllare il fattore di potenza in ingresso del convertitore a matrice è stata una delle attrattive maggiori nel sviluppare nuove tecniche di controllo [31],[32],[37]-[40].

In Figura 0.7 si vede come la corrente di ingresso al convertitore a matrice sia in fase con la tensione stellata.

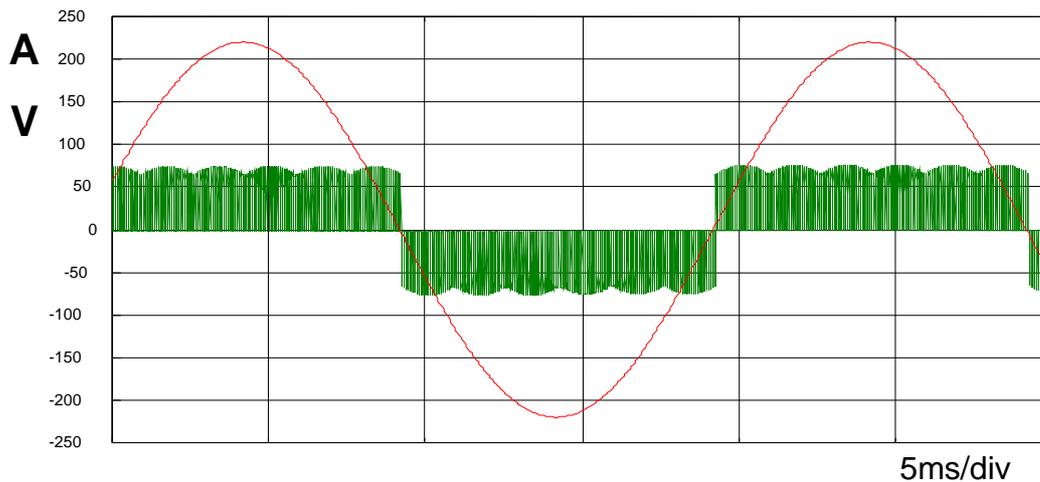


Figura 0.7 Tensione di fase ai morsetti d'ingresso e corrente di ingresso del convertitore a matrice.

L'implementazione del convertitore matrice

Gli interruttori statici bidirezionali

Uno dei problemi principali alla diffusione del convertitore a matrice sono stati gli interruttori bidirezionali, interruttori cioè in grado di condurre corrente in ambo i versi e bloccare la tensione nelle due direzioni, chiamati anche interruttori su quattro quadranti [41].

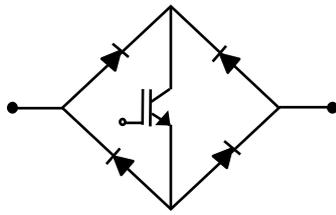
Fino a pochi anni fa questi tipi di interruttori non erano presenti sul mercato [42],[43] e la loro realizzazione avveniva mediante componenti discreti.

Oggi invece si possono trovare dei singoli interruttori bidirezionali e anche dei moduli integrati con gli interruttori bidirezionali a 3 interruttori prodotti Dynex o a 18 interruttori prodotti dalla Eupec.

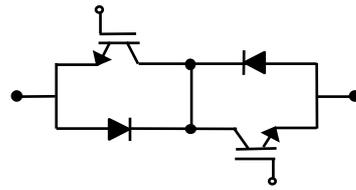
In Figura 0.8 sono mostrate alcune differenti topologie di interruttori bidirezionali che sono state usate e/o proposte in letteratura [40],[41],[44].

Altro problema che ha reso difficile la diffusione del convertitore a matrice è stato quello delle commutazioni tra due interruttori bidirezionali.

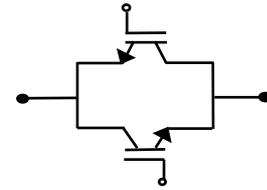
Il problema degli interruttori bidirezionali e delle relative tecniche di commutazione sarà trattato in dettaglio nel terzo capitolo.



a) Diode bridge with a single IGBT



b) Two anti-parallel IGBT with series diodes



c) Two anti-parallel NPT-IGBT's with reverse blocking capability

Figura 0.8 possibili configurazioni di interruttori bidirezionali.

Il filtro d'ingresso

Un dei pregi fondamentali del convertitore a matrice è quello di non richiedere il condensatore del DC-link come nei tradizionali DR-VSI; comunque, anch'esso necessita di alcuni componenti reattivi nel filtro d'ingresso [48].

Il filtro di ingresso va posto tra la rete di alimentazione ed il convertitore, come mostrato in Figura 0.9. Esso serve a diminuire il contenuto armonico della corrente di linea dovuto dalle commutazioni degli interruttori statici.

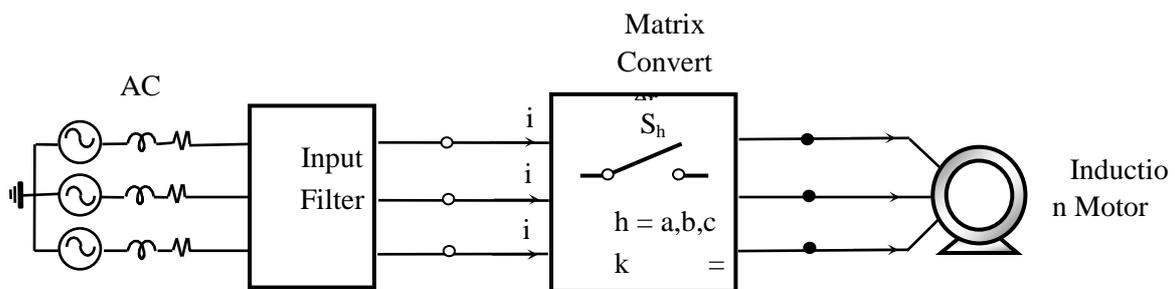


Figura 0.9 schema a blocchi di un azionamento con convertitore a matrice.

Il problema della progettazione del filtro di ingresso è stato trattato in poche pubblicazioni [33], [45], [47]-[50]. Le varie topologie dei filtri di ingresso sono state analizzate su alcuni lavori [31], [46],[50],[51].

In Figura 0.10 sono mostrati differenti filtri trifase usati nei diversi prototipi di convertitore a matrice.

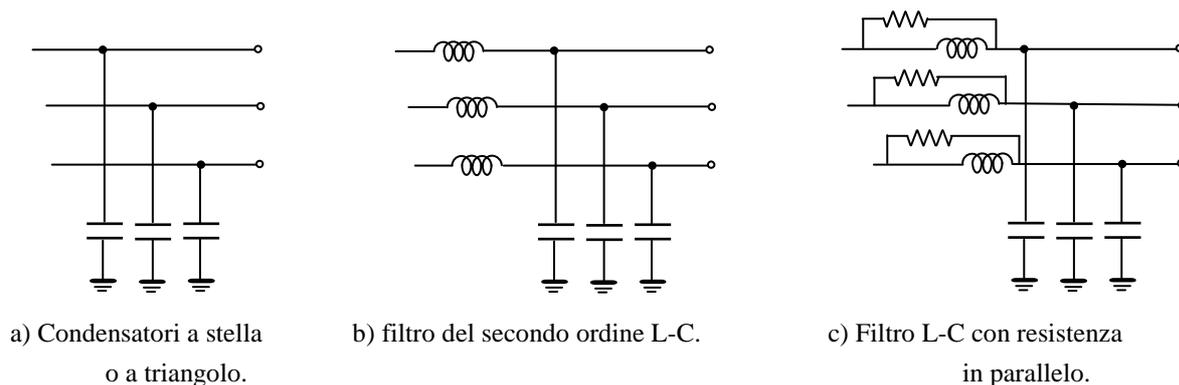


Figura 0.10 Filtri di ingresso usati per il convertitore a matrice.

In generale la progettazione del filtro di ingresso per convertitori statici di potenza deve soddisfare i seguenti requisiti:

- 1 deve attenuare i disturbi come previsto dalle relative norme;
- 2 non deve creare una diminuzione del fattore di potenza;
- 3 deve garantire la stabilità del sistema.

Esistono anche altre considerazioni relative ai costi, alla attenuazione della tensione e all'efficienza dell'intero sistema. Il primo requisito è generalmente richiesto dalle normative EMI; il filtro di ingresso deve ridurre le armoniche della corrente di ingresso e della tensione di uscita entro certi valori. Per poter soddisfare questi requisiti, la frequenza di risonanza del filtro deve essere posizionata in accordo con la frequenza di commutazione del convertitore. Quando è noto lo spettro della corrente di ingresso del convertitore, la risonanza del filtro di ingresso è posizionata tra la frequenza fondamentale e la frequenza di commutazione. Più ci si avvicina alla frequenza di commutazione più si corre il rischio di avere delle armoniche di corrente che potrebbero essere amplificate a valori inaccettabili, ed inoltre l'attenuazione del filtro verrebbe meno. Se invece ci si avvicina di più alla fondamentale il filtro riesce a filtrare meglio le armoniche di commutazione, ma le dimensioni dei componenti reattivi aumentano.

Il secondo requisito invece, nasce dal fatto che nel filtro sono presenti componenti reattivi, i quali possono modificare di molto il fattore di potenza del sistema filtro-convertitore, ad esempio considerando il convertitore a matrice come una resistenza, ovvero a fattore di potenza unitario,

ecco che un condensatore molto grande creerebbe un fattore di potenza troppo piccolo. Queste problematiche sono trattate in [33],[51].

Analoghe considerazioni si possono fare anche per l'induttanza del filtro, anche se è possibile effettuare un bilanciamento tra la capacità e l'induttanza.

L' ultimo punto, quello relativo alla stabilità del convertitore a matrice verrà trattato in maniera approfondita nel capitolo quinto.

Le protezioni del convertitore a matrice

Come tutti i convertitori statici, anche il convertitore a matrice necessita di protezioni per le eventuali sovracorrenti e sovratensioni che possono distruggere gli interruttori.

Per quanto riguarda le protezioni degli interruttori alle sovracorrenti, si potrebbe pensare di procedere come in un convertitore VSI: al verificarsi di una sovracorrente si aprono tutti gli interruttori.

Questa operazione non crea nessun problema per un tradizionale VSI in quanto la corrente di carico può circolare sul DC-Link attraverso i diodi di libera circolazione. Nel convertitore a matrice non sono presenti né il DC-link né i diodi libera circolazione, di conseguenza l'apertura istantanea di tutti gli interruttori porterebbe a delle sovratensioni in grado di distruggere il convertitore. Una soluzione a questo inconveniente consiste nell'aggiungere un DC-Link con diodi di libera circolazione [31],[40], tra ingresso e uscita del convertitore a matrice. Questa topologia di circuito viene comunemente chiamata clamp circuit (Figura 0.11).

Il circuito di clamp protegge tutti e nove gli interruttori bidirezionali, da discontinuità della corrente sia di ingresso, sia di uscita. Dopo l'apertura degli interruttori per il verificarsi di una sovracorrente, la corrente di ingresso o di uscita è in grado di circolare nel condensatore e nella resistenza del DC-Link. Questo tipo di protezione è molto sicura e non occupa molto spazio, ma allo stesso tempo non è economica in quanto si devono aggiungere altri 12 diodi, che potrebbero essere ridotti a sei usando alcuni diodi già presenti negli interruttori bidirezionali se realizzati secondo un opportuno schema [52].

Una diversa protezione alle sovratensioni è stata proposta in [53], attraverso l'utilizzo di componenti passivi quali i varistori disposti a triangolo, collegati tra le fasi di ingresso e tra le fasi di uscita, come mostrato in Figura 0.12.

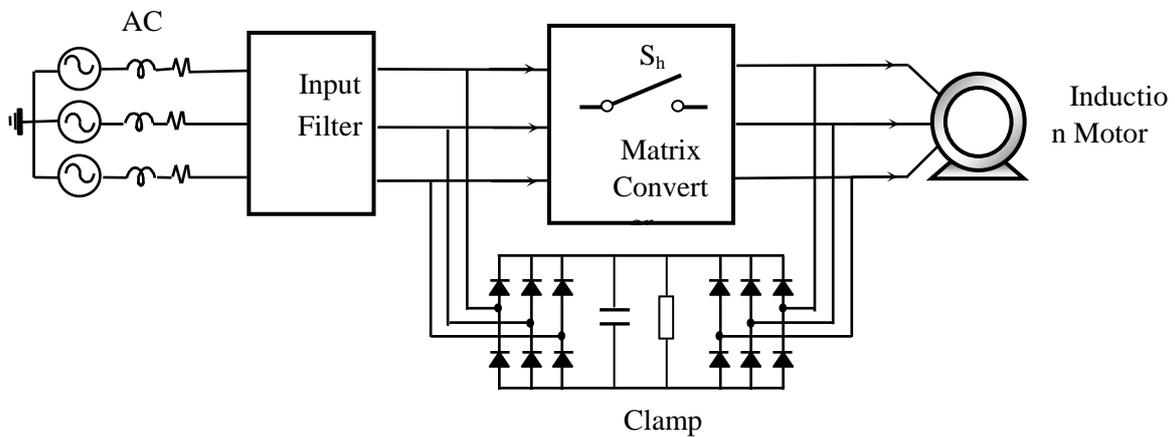


Figura 0.11 Circuito Clamp di protezione per Convertitore a matrice.

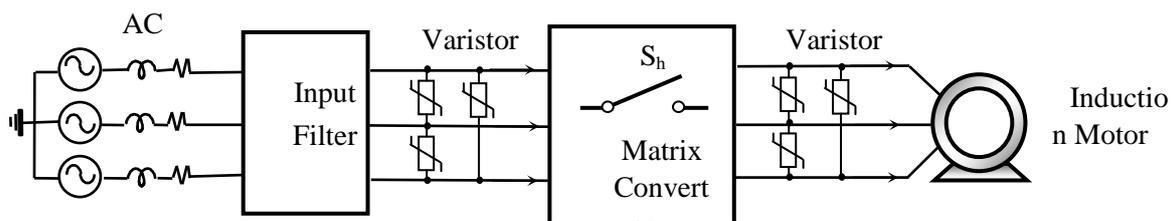


Figura 0.12 Convertitore a matrice con varistori di protezione.

La terna di varistori in ingresso al convertitore serve a proteggerlo dalle discontinuità della rete di alimentazione, mentre la terna a valle serve a proteggerlo dalle discontinuità della corrente al carico. Questo tipo di soluzione non sembra in grado di proteggere il convertitore da una apertura di tutti gli interruttori almeno nei casi di medie e alte potenze, perché quando si comanda lo spegnimento di un IGBT ci vuole un tempo, seppur piccolo, affinché l'IGBT si sia completamente aperto. Può quindi succedere che alcuni IGBT siano più veloci di altri ad aprirsi e che su quelli aperti si localizzi tutta la tensione rischiando quindi di distruggerli. Conviene allora aggiungere per ogni IGBT un diodo soppressore come in Figura 0.13.

Il diodo soppressore ha le caratteristiche di un diodo zenner e quando la tensione tra l'emettitore e il collettore dell'IGBT cresce esso inizia a condurre in una zona di non saturazione. Esso ha

perdite elevate ma questa condizione si verifica solo finché tutti gli IGBT sono completamente spenti. Questo tipo di soluzione è molto più economica rispetto a quella dei circuiti clamp.

Un interessante e elegante protezione è basata sulla prevenzione delle sovratensioni ed è stata proposta in [54], ed implementata in [55].

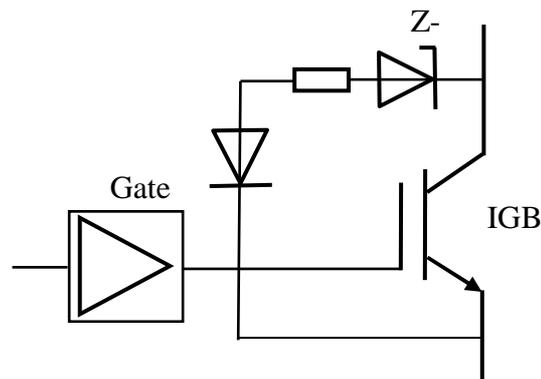


Figura 0.13 Circuito gate-drive con diodo di protezione.

Questo metodo si basa sul controllo degli interruttori bidirezionali dopo un segnale di emergenza, in modo tale da far circolare la corrente del carico verso la linea, come per un normale VSI verso il DC_link (Figura 0.14). Nel caso del convertitore matrice non essendoci il DC-Link si ragiona nel seguente modo: il polo negativo del DC-Link negativo è rappresentato dalla fase di ingresso con potenziale più basso, mentre il polo positivo del DC-Link è rappresentato dalle fase con potenziale più alto.

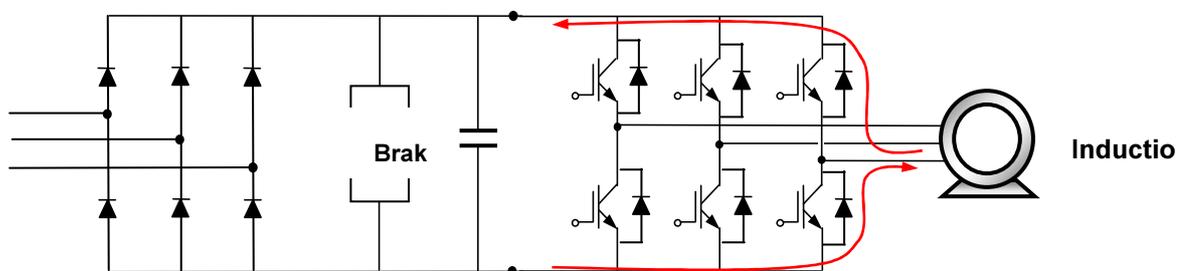


Figura 0.14 Topologia di un comune DB-VSI.

Questo tipo di protezione comparata alle altre non richiede componenti aggiuntivi ed è efficiente ed elegante, ma non protegge dalle interruzioni della tensione di rete durante le normali condizioni di funzionamento.

Bibliografia

- [30] P. Tenti, L. Malesani, L. Rossetto, "Optimum Control of N-Input K-Output Matrix Converters," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 7, no. 4, pp. 707-713, October 1992.
- [31] A. Alesina, M. Venturini, "Analysis and Design of Optimum-Amplitude Nine-Switch Direct AC-AC Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 4, no. 1, pp. 101-112, January 1989.
- [32] D. Casadei, G. Grandi, G. Serra, A. Tani, "Space vector control of matrix converters with unity input power factor and sinusoidal input/output waveforms," Proceedings of IEE-EPE'93, Vol. 7, pp. 170-175, 1993.
- [33] P. Nielsen, "The matrix converter for an induction motor drive," Industrial Ph.D. project EF493, ISBN 87-89179-14-5, 296 pages, Aalborg University, Denmark, 1996.
- [34] P.D. Ziogas, S.I. Khan, and M.H. Rashid, "Analysis and Design of Forced Commutated Cycloconverter Structures with Improved Transfer Characteristics," IEEE Transactions on Industrial Application, vol. IE-33, No. 3, August 1986, pp. 271-280.
- [35] J. Chang, D. Braun, "High-frequency AC-AC converter using 3-in-1 IBPMs and adaptive commutation," Proceedings of IEEE/PESC'99, vol. 1, pp. 351-357, 1999.
- [36] J. Mahlein, O. Simon, M. Braun, "A Matrix Converter with Space Vector Control Enabling Overmodulation," Proceedings of EPE'99, CD-ROM, paper 394, pp. 1-11, 1999.
- [37] M. Milanovic and B. Dobaj, "A Novel Unity Power Factor Correction Principle in Direct AC to AC Matrix Converters," Proceedings of IEEE/PESC'98, pp. 746-752.
- [38] L. Huber, D. Borojevic, "Space vector modulation with unity input power factor for forced commutated cycloconverters", in Conference Records of IEEE/IAS Annual Meeting, 1991, Part I, pp. 1032-1041.
- [39] J. Oyama, X. Xia, T. Higuchi, R. Tsukamoto, E. Yamada, T. Koga, "Power Factor Improvement of PWM Matrix Converter Using Intermediate Voltage", Proceeding of IEEE PCC-Yokohama '93, pp. 284-289.
- [40] C.L. Neft and C.D. Schauder, "Theory and Design of a 30-Hp Matrix Converter", in Conference Records of IEEE/IAS Annual Meeting, 1988, pp. 934-939.
- [41] N. Burany, "Safe Control of Four-Quadrant Switches," in Conference Records of IEEE/IAS Annual Meeting, 1989, pp. 1190-1194.
- [42] S. Xu, R. Plikat, R. Constapel, Jacek Korec, D. Silber, "Bidirectional IGBT on SOI substrate with high frequency and high temperature capability," Proceedings of IEEE International Symposium on Power Semiconductor Devices and IC's, 1997, ISPSD '97, Weimar, Germany 1997, pp. 37-40.
- [43] Hsin-hua Li, "Bidirectional lateral insulated gate bipolar transistor," U.S. Patent # 5,793,064, Rockwell, August, 1998.
- [44] S. Bernet, T. Matsuo and T.A. Lipo, "A Matrix Converter Using Reverse Blocking NPT-IGBT's and Optimised Pulse Patterns," Proceedings of IEEE/PESC'96, Baveno, Italy, June 1996, pp. 107-113.
- [45] L. Huber, D. Borojevic, "Input Filter Design of Forced Commutated Cycloconverters", Proceedings of 6th Mediterranean Electrotechnical Conference, 1991, vol.2, pp. 1356-1359.
- [46] P.W. Wheeler, H. Zhang and D.A. Grant, "A theoretical and practical investigation of switching frequency harmonics in a matrix converter," Proceedings of UPEC'93, pp. 502-505, 1993.
- [47] P.W. Wheeler and D.A. Grant, "Optimised input filter design and low-loss switching techniques for a practical matrix converter," IEE Proceedings of Electric Power Applications, vol. 144, No. 1, pp. 53-60, Jan. 1997.
- [48] N.R. Zargari, G. Joos, P.D. Ziogas, "Input Filter Design for PWM Current-Source Rectifiers", Proceedings of Applied Power Electronics Conference and Exposition 1993, APEC'93, pp. 824-830.

- [49] V. Vlaktović, D. Borojević, F.C. Lee, "Input Filter Design for Power Factor Correction Circuits," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 11, No. 1, January 1996, pp. 199-205.
- [50] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, P. Nielsen, "Theoretical and experimental analysis of SVM-controlled matrix converters under unbalanced supply conditions," Electromotion Journal, vol. 4, n° 1-2, pp. 28-37, 1997.
- [51] R.D. Middlebrook, "Input filter considerations in design and application of switching regulators", Conference Records of IEEE/IAS Society Annual Meeting, 1976, Chicago, pp. 91-107.
- [52] P. Nielsen, F. Blaabjerg, J.K. Pedersen, "New Protection Issues of a Matrix Converter: Design Considerations for Adjustable-Speed Drives," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, no. 5, pp. 1150-1161, Sept./Oct. 1999.
- [53] J. Mahlein, M. Braun, "A Matrix Converter without Diode clamped Over-Voltage Protection," Proceedings of IEEE-IPEMC 2000, vol. 2, pp. 817-822, 2000.
- [54] R.R. Beasant, W.C. Beattie, A. Refsum, "An Approach to the Realisation of a High Power Venturini Converter," Proceedings of IEEE/PESC'90, pp. 291-297, 1990.
- [55] A. Schuster, "A Matrix Converter without Reactive Clamp Elements for an Induction Motor Drive System," Proceedings of IEEE/PESC'98, pp. 714-720, 1998.

Capitolo 3

Tecniche di controllo per il convertitore a matrice

Introduzione

Nel 1980 Venturini propose in [2] una tecnica di controllo per il convertitore a matrice, con una frequenza di commutazione elevata. Questa tecnica aveva dei grossi inconvenienti rappresentati dalla massima tensione di uscita che risultava pari alla metà della tensione di ingresso, e delle limitazioni sul controllo del fattore di potenza in ingresso.

Nel 1985 Ziogas assieme ad altri presentò in [3] e [4] una tecnica con un approccio diverso, nella quale la tensione di ingresso veniva prima “raddrizzata”, per ricreare un immaginario DC-link, e poi “invertita” per creare la tensione di uscita desiderata. Questa tecnica rispetto a quella del 1980 aumentava l’indice di modulazione ma presentava dei problemi per quel che riguarda la limitazione delle distorsioni armoniche e il controllo del fattore di potenza.

Nel 1987 Schauder presentò in [5] una tecnica di controllo simile al concetto della tecnica di Ziogas, ma trovò delle relazioni direttamente tra la tensione di ingresso e di uscita. Sperimentalmente provata in [6], migliorava le forme d’onda sia in ingresso e in uscita, raggiungendo il massimo rapporto di trasformazione con il fattore di potenza unitario. Rimanevano comunque alcune limitazioni, ovvero non si poteva controllare il fattore di potenza in ingresso e non era possibile compensare i disturbi della rete.

Nel 1988 Venturini assieme ad Alesina propose in [7] un nuovo tipo di controllo, con il quale si può ottenere sia il massimo rapporto di trasformazione, sia il controllo del fattore di potenza.

Nel 1989 Roy e April proposero in [8] un interessante controllo scalare con prestazioni comparabili con quelle del sistema di Venturini, a parte la compensazioni dei disturbi della tensione di ingresso, ma più efficiente dal punto di vista dell’implementazione.

Sempre nel 1989 Huber e Borojevic presentarono in [9], un controllo basato sulla tecnica dei vettori di spazio. Usarono la rappresentazione vettoriale per tensione e corrente di ingresso e di

uscita, ma usarono un DC-link immaginario, ovvero prima raddrizzavano la tensione e poi la invertivano. Una versione migliorativa di questa tecnica fu proposta in [10] nel 1991, nella quale si ottenevano le stesse prestazioni del metodo di Venturini, con l'aggiunta di miglioramenti in termini di implementazione digitale.

Nel 1993 Casadei e altri autori presentarono in [11] un nuovo tipo di controllo basato sulla tecnica dei vettori di spazio. L'originalità di questa tecnica è basata sul fatto che non si deve immaginare un DC-link ma la conversione avviene direttamente tra l'ingresso e l'uscita. Questo è possibile in quanto si assume che la tensione di uscita è direttamente costruita da parti della tensione di ingresso. Comparata con i metodi di Venturini e Huber ha circa le stesse prestazioni, ma riesce a spiegare meglio il processo di conversione tra ingresso e uscita. Inoltre, la teoria proposta risulta più semplice da implementare su sistemi digitali, e per controllare il fattore di potenza e compensare i disturbi della rete non necessita di calcoli addizionali complessi.

Nel 2002 gli stessi autori hanno rivisto l'approccio matematico del convertitore a matrice [66]. A differenza del lavoro del 1993 viene presentata una soluzione completa e generalizzata del problema della modulazione per convertitori a matrice. Questa soluzione viene ottenuta introducendo il concetto di vettore di spazio dei duty cycle, che consiste nella rappresentazione dello stato degli interruttori mediante numeri complessi.

In questa tesi si cercherà di approfondire nel dettaglio la tecnica presentata da questi autori, fornendo i principi base della tecnica dei vettori di spazio, ed illustrando i risultati sperimentali ottenuti presso la School of Electrical and Electronic Engineering-University of Nottingham (UK) e presso il laboratorio LEMA del Dip. di Ing. Elettrica dell'Università di Bologna. Infine si confronteranno diverse tecniche SVM come in [67].

Tecnica dei Vettori di spazio

Generalità

Un sistema di tre grandezze omogenee può essere rappresentato in modo compatto mediante il concetto di vettore di spazio. La definizione è in Eq. 0.1

$$\text{Eq. 0.1} \quad \bar{x} = x_d + j x_q = \frac{2}{3} (x_a + \bar{a} x_b + \bar{a}^2 x_c)$$

$$\text{dove } \bar{a} = e^{j \frac{2\pi}{3}}.$$

Con la condizione $x_a + x_b + x_c = 0$, la trasformata inversa è

$$\text{Eq. 0.2} \quad x_a = \bar{x} \cdot 1, \quad x_b = \bar{x} \cdot \bar{a}, \quad x_c = \bar{x} \cdot \bar{a}^2$$

dove (\cdot) rappresenta un prodotto scalare.

Se il sistema trifase è supposto periodico di periodo $T = 2\pi/\omega$, anche le componenti del vettore di spazio possono essere decomposte mediante lo sviluppo serie complesso di Fourier [12]

$$\text{Eq. 0.3} \quad \bar{x}(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \bar{X}_k e^{j k \omega t}$$

dove

$$\text{Eq. 0.4} \quad \bar{X}_k = \frac{1}{T} \int_0^T \bar{x}(t) e^{-j k \omega t} dt \quad k=0, \pm 1, \pm 2, \dots, \infty$$

rappresenta il fasore della k-esima componente armonica.

Per sistemi trifase sinusoidali e simmetrici il relativo vettore di spazio ha sia l'ampiezza che la velocità angolare costante. Quest'ultima è pari alla frequenza angolare del sistema ω .

In un sistema sinusoidale simmetrico abbiamo le Eq. 0.5.

$$\begin{aligned} x_1 &= X_{max} \cos(\omega t + \vartheta_i) \\ \text{Eq. 0.5} \quad x_2 &= X_{max} \cos\left(\omega t + \vartheta_i - \frac{2\pi}{3}\right) \\ x_3 &= X_{max} \cos\left(\omega t + \vartheta_i - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned}$$

dove θ_i è l'angolo di fase per l'istante $t = 0$. sostituendo l'Eq. 0.5 nell'Eq. 0.1 l'espressione dei vettori di spazio diventa

Eq. 0.6 $\bar{x} = X_{max} e^{j\vartheta_i} e^{j\omega t} = \bar{X} e^{j\omega t}$

Come mostrato in Figura 0.15.a , la traiettoria descritta dal vettore di spazio nel piano di Gauss è una circonferenza.

Nel caso in cui il sistema trifase sia sinusoidale ma non simmetrico, il relativo vettore di spazio ha una componente positiva e una componente negativa di frequenza fondamentale. Il vettore \bar{x} può essere scritto nel seguente modo

Eq. 0.7 $\bar{x} = \bar{X}_1 e^{j\omega t} + \bar{X}_{-1} e^{-j\omega t}$

Questo vettore descrive un'ellisse sul piano di Gauss come mostrato in Figura 0.15.b. L'ampiezza del vettore dunque varia in ogni istante così come la sua velocità angolare.

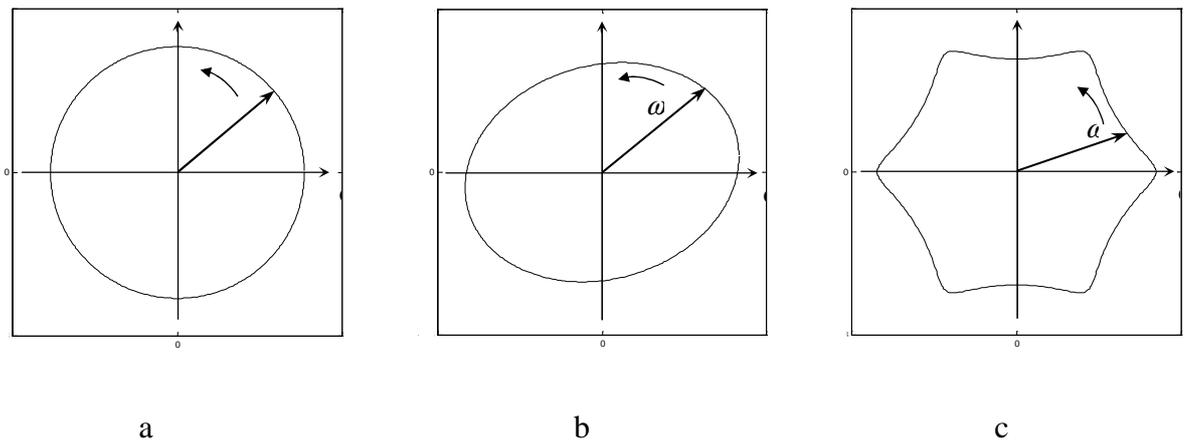


Figura 0.15 Rappresentazione dei vettori di spazio per diversi sistemi trifase. a) sinusoidale e simmetrico; b) sinusoidale e asimmetrico; c) simmetrico distorto.

Se invece il sistema trifase è costituito da grandezze periodiche distorte, il vettore rappresentativo del sistema è costituito da una sequenza positiva alla frequenza fondamentale più altre componenti che rappresentano la distorsione armonica. Anche in questo caso l'ampiezza del vettore così come la sua velocità di rotazione non sono costanti.

Modulazione SVM per inverter a tensione impressa

L'utilizzo della tecnica dei vettori di spazio (SVM) è stata utilizzata negli inverter per sostituire la più comune Pulse Width Modulation (PWM) per una serie notevole di vantaggi:

- 1-riduzione del numero complessivo di commutazioni dei dispositivi elettronici di potenza;
- 2-diminuzione della distorsione armonica delle correnti di carico;
- 3-migliore sfruttamento della tensione di alimentazione con conseguente minore apporto di armoniche alla rete.

Un vettore di spazio \bar{v}_s può essere espresso come media pesata di alcuni vettori di spazio fondamentali $\bar{V}_\alpha, \bar{V}_\beta, \dots, \bar{V}_0$ nel seguente modo:

Eq. 0.8
$$\bar{v}_s = \frac{t_\alpha}{t_s} \bar{V}_\alpha + \frac{t_\beta}{t_s} \bar{V}_\beta + \dots + \frac{t_0}{t_s} \bar{V}_0$$

dove $t_s = t_\alpha + t_\beta + \dots + t_0$ e \bar{V}_0 è un vettore nullo.

Nel caso in cui venga soddisfatta la seguente relazione

Eq. 0.9
$$\bar{v}_s t_s = \bar{V}_\alpha t_\alpha + \bar{V}_\beta t_\beta + \dots + \bar{V}_0 t_0$$

il valore del primo e del secondo membro dell' Eq. 0.9 sono da considerarsi equivalenti, per valori sufficientemente piccoli di t_s .

Un inverter è in grado di generare sei vettori sfasati tra loro ma di uguale ampiezza e due vettori nulli come in Figura 0.16

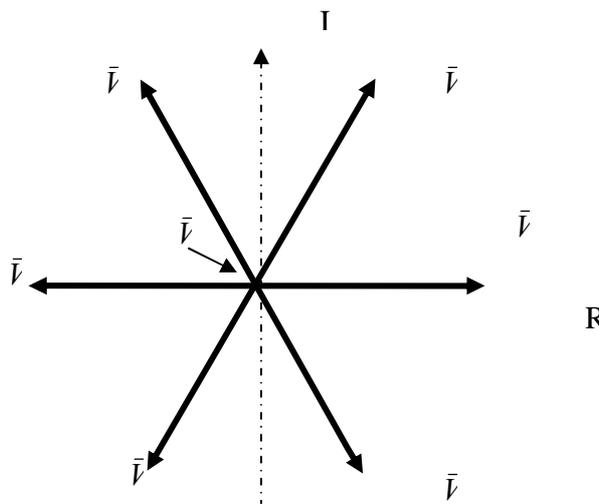


Figura 0.16 Vettori generabili da un inverter.

In questo caso per sintetizzare un generico vettore tensione \bar{v}_s si adottano quali vettori principali, i due vettori \bar{V}_α e \bar{V}_β delimitanti il settore in cui giace \bar{v}_s ed uno tra i due vettori nulli generabili dall'inverter \bar{V}_0 o \bar{V}_7 come in Figura 0.17.

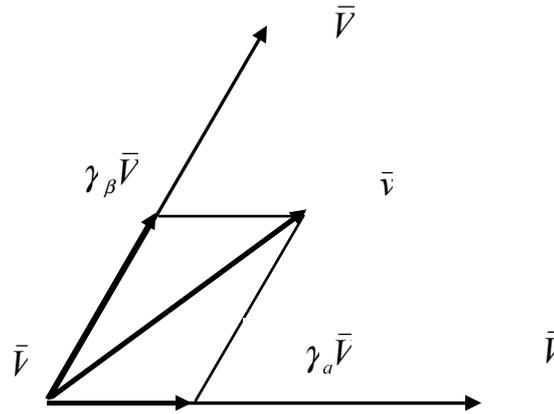


Figura 0.17 costruzione di \bar{v}_s dati $\gamma_\alpha, \gamma_\beta$.

Eq. 0.8 diviene:

$$\text{Eq. 0.10} \quad \bar{v}_s = \frac{t_\alpha}{t_s} \bar{V}_\alpha + \frac{t_\beta}{t_s} \bar{V}_\beta + \frac{t_0}{t_s} \bar{V}_0$$

Ponendo

$$\text{Eq. 0.11} \quad \gamma_\alpha = \frac{t_\alpha}{t_s} \text{ e } \gamma_\beta = \frac{t_\beta}{t_s} \text{ e } \gamma_0 = \frac{t_0}{t_s}$$

E sostituendo la Eq. 0.10 si ottiene:

$$\text{Eq. 0.12} \quad \gamma_\alpha = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{1}{V^2} \bar{v}_s^{s*} \cdot j \bar{V}_\beta \quad \gamma_\beta = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{1}{V^2} \bar{v}_s^{s*} \cdot j \bar{V}_\alpha \quad \gamma_0 = 1 - \gamma_\alpha - \gamma_\beta$$

Le Eq. 0.12 possono essere riscritte come segue

$$\text{Eq. 0.13} \quad \gamma_\alpha = \frac{\text{Re}(\bar{v}_s^{s*})}{V} C_1 + \frac{\text{Im}(\bar{v}_s^{s*})}{V} C_2 \quad \text{e} \quad \gamma_\beta = \frac{\text{Re}(\bar{v}_s^{s*})}{V} C_3 + \frac{\text{Im}(\bar{v}_s^{s*})}{V} C_4$$

dove i valori delle costanti C_1, C_2, C_3 e C_4 dipendono dal settore a cui appartiene \bar{v}_s .

Modulazione SVM per convertitore a matrice

Analisi delle configurazioni

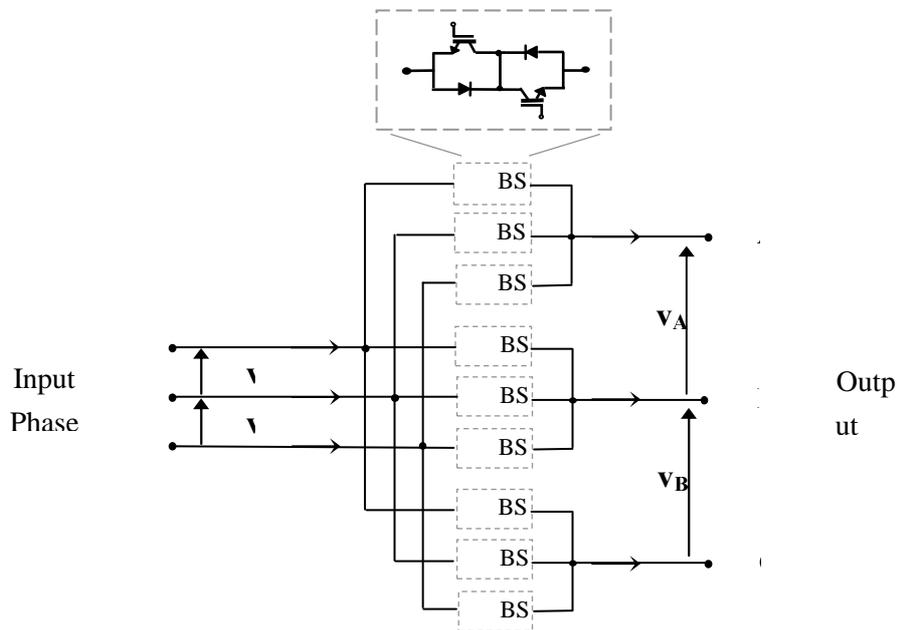


Figura 0.18 Convertitore a matrice.

Il convertitore a matrice è costituito da nove interruttori bidirezionali che permettono l'interconnessione di due sistemi trifase indipendenti.

Con riferimento alla simbologia mostrata in Figura 0.18 e in accordo con l'Eq. 0.1, è possibile definire i seguenti vettori di spazio

$$\text{Eq. 0.14} \quad \bar{v}_i = \frac{2}{3}(v_{ab} + \bar{a} v_{bc} + \bar{a}^2 v_{ca}) = v_i(t) e^{j\alpha_i(t)}$$

$$\text{Eq. 0.15} \quad \bar{v}_o = \frac{2}{3}(v_{AB} + \bar{a} v_{BC} + \bar{a}^2 v_{CA}) = v_o(t) e^{j\alpha_o(t)}$$

$$\text{Eq. 0.16} \quad \bar{i}_i = \frac{2}{3}(i_a + \bar{a} i_b + \bar{a}^2 i_c) = i_i(t) e^{j\beta_i(t)}$$

$$\text{Eq. 0.17} \quad \bar{i}_o = \frac{2}{3}(i_A + \bar{a} i_B + \bar{a}^2 i_C) = i_o(t) e^{j\beta_o(t)}$$

dove $v_i(t)$, $v_o(t)$, $i_i(t)$ e $i_o(t)$ sono le ampiezze dei vettori di spazio in funzione del tempo, mentre $\alpha_i(t)$, $\alpha_o(t)$, $\beta_i(t)$ e $\beta_o(t)$ sono gli angoli di fase dei rispettivi vettori di spazio in funzione del tempo.

Questi quattro vettori possono essere definiti per tutte le configurazioni assunte dal convertitore a matrice, ma non tutte le configurazioni possibili possono essere usate dal convertitore a matrice.

Tenendo conto che generalmente il convertitore a matrice è alimentato da un sistema a tensione impressa e che il carico è un sistema a corrente impressa, esistono due regole fondamentali che devono sempre essere considerate:

- 1-non ci devono essere corto circuiti tra le fasi in ingresso;
- 2-non si deve disconnettere il carico.

Con queste due regole delle possibili 512 configurazioni ne rimangono solo 27. Queste 27 configurazioni sono elencate in Tabella 0.1. Ogni configurazione è identificata da un numero e da tre lettere di codice. Le tre lettere di codice indicano a quale fase di ingresso è collegata ciascuna fase di uscita in accordo con lo schema di Figura 0.19. Ad esempio la configurazione **aca** sta ad indicare che la fase di uscita **A** è collegata alla fase di ingresso **a**, la fase di uscita **B** è collegata alla fase di ingresso **c**, mentre la fase di uscita **C** è collegata alla fase di ingresso **a**.

In Tabella 0.1, si osserva che per ogni configurazione le tensioni concatenate di uscita sono funzione delle tensioni concatenate di ingresso, allo stesso modo le correnti di ingresso sono espresse in funzione delle correnti di uscita, le quali sono stabilite dal carico.

In accordo con la rappresentazione vettoriale delle tensioni concatenate di uscita e dalle correnti di ingresso, le configurazioni che può assumere il convertitore a matrice sono classificate in configurazioni “attive”, “nulle” o “sincrone”.

Le configurazioni attive sono 18 e numerate con $\pm 1, \pm 2, \dots, \pm 9$ in Tabella 0.1.

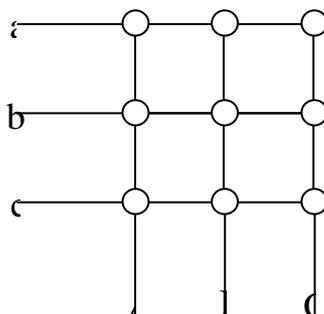


Figura 0.19 Circuito schematico delle configurazioni del convertitore a matrice.

Switches Configurat ions	A B C	v_{AB} v_{BC} v_{CA}	i_a i_b i_c	v_o α_o	i_i β_i
+1	a b	v_{ab} 0 $-v_{ab}$	i_A $-i_A$	$2/\sqrt{3} v_{ab}$	$2/\sqrt{3} i_A$ -
-1	b	$-v_{ab}$ 0	0	$\pi/6$	$\pi/6$
+2	b a	v_{ab}	$-i_A$ i_A	$-2/\sqrt{3} v_{ab}$	$-2/\sqrt{3} i_A$ -
-2	a	v_{bc} 0 $-v_{bc}$	0	$\pi/6$	$\pi/6$
+3	b c	$-v_{bc}$ 0 v_{bc}	0 i_A -	$2/\sqrt{3} v_{bc}$	$2/\sqrt{3} i_A$
-3	c	v_{ca} 0 $-v_{ca}$	i_A	$\pi/6$	$\pi/2$
+4	c b	$-v_{ca}$ 0	0 $-i_A$	$-2/\sqrt{3} v_{bc}$	$-2/\sqrt{3} i_A$
-4	b	v_{ca}	i_A	$\pi/6$	$\pi/2$
+5	c a	$-v_{ab}$ v_{ab}	$-i_A$ 0	$2/\sqrt{3} v_{ca}$	$2/\sqrt{3} i_A$
-5	a	0	i_A	$\pi/6$	$7\pi/6$
+6	a c	v_{ab} $-v_{ab}$ 0	i_A 0	$-2/\sqrt{3} v_{ca}$	$-2/\sqrt{3} i_A$
-6	c	$-v_{bc}$ v_{bc} 0	$-i_A$	$\pi/6$	$7\pi/6$
+7	b a	v_{bc} $-v_{bc}$ 0	i_B $-i_B$	$2/\sqrt{3} v_{ab}$	$2/\sqrt{3} i_B$ -
-7	b	$-v_{ca}$ v_{ca} 0	0	$5\pi/3$	$\pi/6$
+8	a b	v_{ca} $-v_{ca}$ 0	$-i_B$ i_B	$-2/\sqrt{3} v_{ab}$	$-2/\sqrt{3} i_B$ -
-8	a	0 $-v_{ab}$	0	$5\pi/3$	$\pi/6$
+9	c b	v_{ab}	0 i_B -	$2/\sqrt{3} v_{bc}$	$2/\sqrt{3} i_B$
-9	c	0 v_{ab} -	i_B	$5\pi/3$	$\pi/2$
0 _a	b c	v_{ab}	0 $-i_B$	$-2/\sqrt{3} v_{bc}$	$-2/\sqrt{3} i_B$
0 _b	b	0 $-v_{bc}$	i_B	$5\pi/3$	$\pi/2$
0 _c	a c	v_{bc}	$-i_B$ 0	$2/\sqrt{3} v_{ca}$	$2/\sqrt{3} i_B$
---	a	0 v_{bc} -	i_B	$5\pi/3$	$7\pi/6$
---	c a	v_{bc}	i_B 0	$-2/\sqrt{3} v_{ca}$	$-2/\sqrt{3} i_B$
---	c	0 $-v_{ca}$	$-i_B$	$5\pi/3$	$7\pi/6$
---	b b	v_{ca}	i_C $-i_C$	$2/\sqrt{3} v_{ab}$	$2/\sqrt{3} i_C$ -
---	a	0 v_{ca} -	0	$3\pi/2$	$\pi/6$
---	a a	v_{ca}	$-i_C$ i_C	$-2/\sqrt{3} v_{ab}$	$-2/\sqrt{3} i_C$ -
	b	0 0	0	$3\pi/2$	$\pi/6$
	c c	0	0 i_C -	$2/\sqrt{3} v_{bc}$	$2/\sqrt{3} i_C$
	b	0 0	i_C	$3\pi/2$	$\pi/2$
	b b	0	0 $-i_C$	$-2/\sqrt{3} v_{bc}$	$-2/\sqrt{3} i_C$
	c	0 0	i_C	$3\pi/2$	$\pi/2$
	a a	0	$-i_C$ 0	$2/\sqrt{3} v_{ca}$	$2/\sqrt{3} i_C$
	c	v_{ab} v_{bc}	i_C	$3\pi/2$	$7\pi/6$
	c c	v_{ca}	i_C 0 -	$-2/\sqrt{3} v_{ca}$	$-2/\sqrt{3} i_C$
	a	$-v_{ca}$ $-v_{bc}$	i_C	$3\pi/2$	$7\pi/6$
	a a	$-v_{ab}$	0 0	0	-
	a	$-v_{ab}$ $-v_{ca}$	0	-	--
	b b	$-v_{bc}$	0 0	0	-
	b	v_{bc} v_{ca}	0	-	--
	c c	v_{ab}	0 0	0	-
	c	v_{ca} v_{ab}	0	-	--
	a b	v_{bc}	i_A i_B	v_i α_i	i_o
	c	$-v_{bc}$ $-v_{ab}$	i_C	$-v_i$ -	β_o
	a c	$-v_{ca}$	i_A i_C	$\alpha_i+4\pi/3$	i_o
	b		i_B	$-v_i$ -	$-\beta_o$
	b a		i_B i_A	α_i	i_o -
	c		i_C	v_i	$\beta_o+2\pi/3$
	b c		i_C i_A	$\alpha_i+4\pi/3$	i_o
	a		i_B	v_i	$\beta_o+2\pi/3$
	c a		i_B i_C	$\alpha_i+2\pi/3$	i_o
	b		i_A	$-v_i$ -	$\beta_o+4\pi/3$
	c b		i_C i_B	$\alpha_i+2\pi/3$	i_o -
	a		i_A		$\beta_o+4\pi/3$

Tabella 0.1-Lista delle 27 configurazioni che il convertitore a matrice può assumere.

Queste 18 configurazioni determinano sei prefissate posizioni del vettore tensione concatenata di uscita \bar{v}_o e sei prefissate posizioni del vettore corrente in ingresso \bar{i}_i . L'ampiezza dei vettori \bar{v}_o e \bar{i}_i è variabile e dipende dal valore istantaneo delle tensioni concatenate in ingresso e dai valori istantanei delle correnti di uscita rispettivamente. Le configurazioni attive hanno la caratteristica di avere due fasi di uscita connesse sempre a una stessa fase di ingresso.

Le configurazioni nulle sono tre. In queste configurazioni tutte le tre fasi di uscita sono connesse alla stessa fase di ingresso, così si ottiene un vettore nullo per il vettore rappresentativo delle tensioni concatenate in uscita \bar{v}_o e per il vettore rappresentativo delle correnti in ingresso \bar{i}_i .

Le configurazioni sincrone sono sei e in Tabella 0.1, non sono numerate. Queste configurazioni determinano un vettore \bar{v}_o avente un angolo di fase pari a $\alpha_o(t)$ il quale dipende dall'angolo di fase $\alpha_i(t)$ rappresentativo del vettore di spazio delle tensioni concatenate in ingresso. Allo stesso modo il vettore di spazio \bar{i}_i ha per fase l'angolo $\beta_i(t)$, il quale dipende dall'angolo di fase $\beta_o(t)$ rappresentativo del vettore di spazio della corrente di uscita.

L'ampiezza dei vettori di spazio \bar{v}_o e \bar{i}_i è costante e pari all'ampiezza della tensione concatenata in ingresso e alla corrente di uscita dei rispettivi vettori di spazio. Per questioni di semplicità ogni vettore di spazio è stato rappresentato come un normale vettore.

Applicazione della tecnica SVM per il convertitore a matrice

Applicando l'SVM al convertitore a matrice si è in grado di ottenere il desiderato vettore tensione di uscita e la desiderata fase vettore corrente di ingresso, controllando così il fattore di potenza in ingresso.

L'SVM presentata in questo capitolo deriva da [11] e usa soltanto le diciotto configurazioni attive e le tre nulle. In Figura 0.20 a e b sono rappresentati, i vettori delle 18 configurazioni attive e le tre nulle del vettore tensione di uscita e del vettore corrente in ingresso, in un piano di Gauss e si

vede come questi vettori delimitino dei settori, opportunamente numerati. Un importante aspetto su cui vale la pena soffermarsi è che l' unica cosa che controlliamo del vettore corrente in ingresso è la sua fase β_i , questo perché all'interno del convertitore a matrice non ci sono componenti in grado di immagazzinare l'energia e di conseguenza trascurando le perdite negli interruttori bidirezionali la potenza di uscita è uguale alla potenza in ingresso istante per istante.

Usando la rappresentazione dei vettori di spazio si può scrivere questo bilancio di potenza nel seguente modo

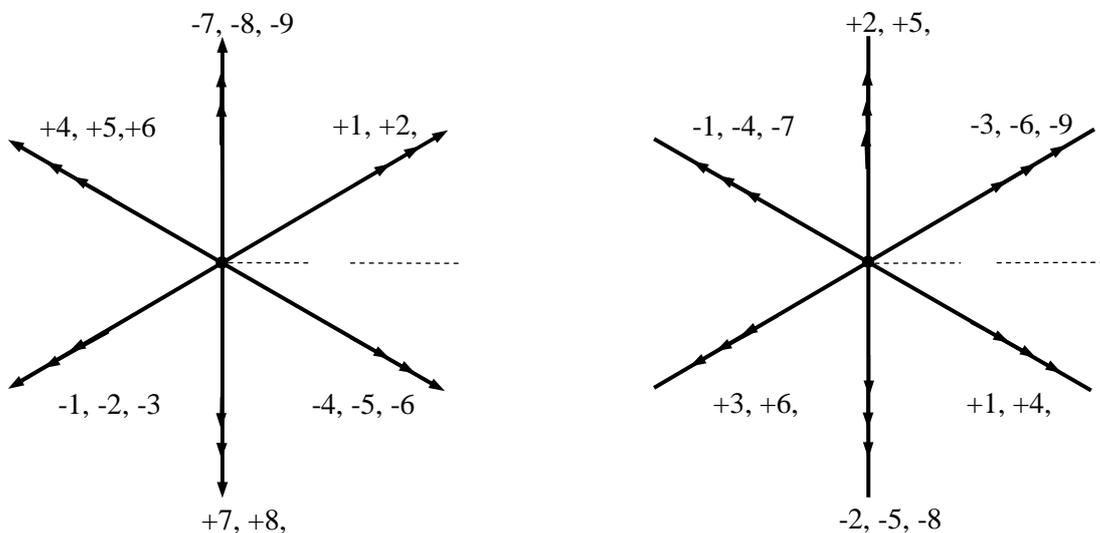
$$\text{Eq. 0.18} \quad p_i = \frac{3}{2} \bar{e}_i \cdot \bar{i}_i = p_o$$

dove il vettore tensione di ingresso di fase \bar{e}_i è definito in accordo all'Eq. 0.1, e facendo riferimento a [11] si ottiene

$$\text{Eq. 0.19} \quad \bar{e}_i = \frac{1}{\sqrt{3}} \bar{v}_i e^{-j\frac{\pi}{6}}$$

L'Eq. 0.18 afferma che per una data potenza di uscita e per un dato vettore tensione in ingresso esistono infinite soluzioni per il vettore corrente di ingresso. Se invece fissiamo l'angolo di fase del vettore corrente di ingresso con una legge di modulazione, esiste un'unica soluzione.

L'algoritmo dell'SVM è basato sull'applicazione di quattro vettori attivi a ciclo t_C più un vettore nullo che serve a completare il ciclo t_C .



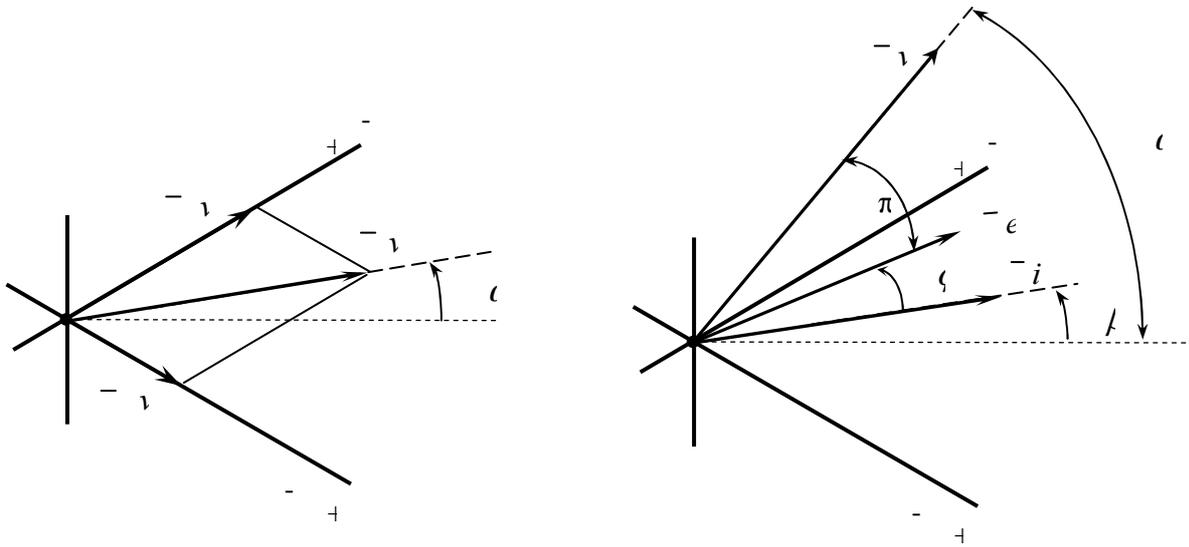
a) Vettori tensione di uscita.

b) Vettori corrente di ingresso.

Figura 0.20

Facciamo riferimento alla Figura 0.21 a e b, dove entrambi i vettori \bar{v}_o e \bar{i}_i si trovano nei rispettivi settori 1. Se questi due vettori si fossero trovati in qualsiasi altro settore questa teoria non viene assolutamente modificata.

Ad ogni periodo di ciclo il vettore tensione di uscita desiderato \bar{v}_o è noto così come l'angolo φ_i tra il vettore tensione in ingresso di fase e il vettore corrente di ingresso.



a) SVM per il vettore tensione di uscita.

b) SVM per il vettore corrente di ingresso.

Figura 0.21

Il vettore tensione di ingresso di fase \bar{e} è imposto dalla rete di alimentazione si può misurare. Fissando poi la legge di modulazione per la corrente di ingresso si fissa l'angolo del vettore corrente in ingresso β_i , quindi per differenza di questi due angoli si determina φ_i (come in Figura 0.21.b).

In Figura 0.21.a il vettore tensione di uscita \bar{v}_o è ottenuto mediante i vettori \bar{v}_o' \bar{v}_o'' giacenti lungo le direzioni dei vettori che può generare il convertitore a matrice. Il vettore \bar{v}_o' può essere a sua volta ottenuto come somma di due vettori avente la stessa direzione. Tra i sei possibili vettori

($\pm 1, \pm 2, \pm 3$) si devono scegliere quelle soluzioni che sono utili anche alla costruzione del vettore corrente in ingresso \bar{i}_i . In questo caso dunque vengono subito scartate le soluzioni ± 2 e le soluzioni -1 e $+3$; restano le soluzioni $+1, -3$, che costruiscono il vettore \bar{v}_o' ; analogamente per \bar{v}_o'' si utilizzano le soluzioni $-4, +6$.

Usando questa procedura è possibile ottenere configurazioni attive per ogni combinazione dei settori della tensione di uscita e della corrente di ingresso. Tutte queste combinazioni sono mostrate in Tabella 0.2. l'ultima riga è stata inserita per poter distinguere le singole configurazioni all'interno di una combinazione di settori della corrente in ingresso e della tensione di uscita.

Ora è possibile scrivere in forma generale le equazioni dell'algorithm SVM, le quali soddisfano i requisiti per la tensione di uscita e la corrente in ingresso.

v_o i_i	❶	❷	❸	❹	❺	❻
①	-3 +1 +6 -4	+9 -7 -3 +1	-6 +4 +9 -7	+3 -1 -6 +4	-9 +7 +3 -1	+6 -4 -9 +7
②	+2 -3 -5 +6	-8 +9 +2 -3	+5 -6 -8 +9	-2 +3 +5 -6	+8 -9 -2 +3	-5 +6 +8 -9
③	-1 +2 +4 -5	+7 -8 -1 +2	-4 +5 +7 -8	+1 -2 -4 +5	-7 +8 +1 -2	+4 -5 -7 +8
④	+3 -1 -6 +4	-9 +7 +3 -1	+6 -4 -9 +7	-3 +1 +6 -4	+9 -7 -3 +1	-6 +4 +9 -7
⑤	-2 +3 +5 -6	+8 -9 -2 +3	-5 +6 +8 -9	+2 -3 -5 +6	-8 +9 +2 -3	+5 -6 -8 +9
⑥	+1 -2 -4 +5	-7 +8 +1 -2	+4 -5 -7 +8	-1 +2 +4 -5	+7 -8 -1 +2	-4 +5 +7 -8
	I II III IV					

Tabella 0.2 Configurazioni del convertitore a matrice per ogni combinazione dei settori tensione di uscita e corrente di ingresso.

Queste equazioni possono essere scritte nel seguente modo.

Eq. 0.20
$$\bar{v}_o' = \bar{v}_o^I d^I + \bar{v}_o^{II} d^{II} = \frac{2}{\sqrt{3}} v_o \cos\left(\tilde{\alpha}_o - \frac{\pi}{3}\right) e^{j[(K_v - 1)\pi/3 + \pi/6]}$$

$$\text{Eq. 0.21} \quad \bar{v}_o'' = \bar{v}_o^{III} d^{III} + \bar{v}_o^{IV} d^{IV} = \frac{2}{\sqrt{3}} v_o \cos\left(\tilde{\alpha}_o + \frac{\pi}{3}\right) e^{j[(K_v-1)\pi/3 - \pi/6]}$$

$$\text{Eq. 0.22} \quad (\bar{i}_i^I d^I + \bar{i}_i^{II} d^{II}) \cdot j i_i e^{j\tilde{\beta}_i} e^{j(K_i-1)\pi/3} = 0$$

$$\text{Eq. 0.23} \quad (\bar{i}_i^{III} d^{III} + \bar{i}_i^{IV} d^{IV}) \cdot j i_i e^{j\tilde{\beta}_i} e^{j(K_i-1)\pi/3} = 0$$

dove $d^I, d^{II}, d^{III}, d^{IV}$ sono i duty cycle ($d^I = t^I / t_C$) delle quattro configurazioni attive e $K_v = 1, 2, \dots, 6$ rappresenta il settore della tensione di uscita. $v^I, v^{II}, v^{III}, v^{IV}$ sono i vettori tensione di uscita associati rispettivamente alle quattro configurazioni I, II, III e IV date dalla Tabella 0.2. Lo stesso formalismo si usa per la corrente in ingresso.

Nelle Eq. 0.20-Eq. 0.23 $\tilde{\alpha}_o$ e $\tilde{\beta}_i$ sono l'angolo di fase della tensione di uscita e della corrente in ingresso riferiti rispetto alle bisettrici dei settori di appartenenza. Nelle Eq. 0.22 e Eq. 0.23, il prodotto scalare impone al vettore corrente in ingresso la direzione desiderata.

Risolvendo le equazioni Eq. 0.20-Eq. 0.23, rispetto ai duty cycle si ottiene

$$\text{Eq. 0.24} \quad d^I = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{v_o \cos\left(\tilde{\alpha}_o - \frac{\pi}{3}\right) \cos\left(\tilde{\beta}_i - \frac{\pi}{3}\right)}{v_i \cos \varphi_i}$$

$$\text{Eq. 0.25} \quad d^{II} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{v_o \cos\left(\tilde{\alpha}_o - \frac{\pi}{3}\right) \cos\left(\tilde{\beta}_i + \frac{\pi}{3}\right)}{v_i \cos \varphi_i}$$

$$\text{Eq. 0.26} \quad d^{III} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{v_o \cos\left(\tilde{\alpha}_o + \frac{\pi}{3}\right) \cos\left(\tilde{\beta}_i - \frac{\pi}{3}\right)}{v_i \cos \varphi_i}$$

$$\text{Eq. 0.27} \quad d^{IV} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{v_o \cos\left(\tilde{\alpha}_o + \frac{\pi}{3}\right) \cos\left(\tilde{\beta}_i + \frac{\pi}{3}\right)}{v_i \cos \varphi_i}$$

Le Eq. 0.24-Eq. 0.27 hanno validità generale. Per ogni combinazione del settore tensione di uscita K_v e del settore corrente di ingresso K_i la Tabella 0.2 fornisce le quattro configurazioni attive e attraverso le Eq. 0.24-Eq. 0.27 si determinano i duty cycle di queste configurazioni.

La somma dei quattro duty cycle dei vettori attivi deve essere inferiore o uguale a uno

$$\text{Eq. 0.28} \quad d^I + d^{II} + d^{III} + d^{IV} \leq 1$$

La configurazione nulla serve a completare il periodo del ciclo. Se si sostituiscono le Eq. 0.24-Eq. 0.27 in Eq. 0.28 si ottiene

$$\text{Eq. 0.29} \quad v_o \leq v_i \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{|\cos \varphi_i|}{\cos \tilde{\alpha}_o \cos \tilde{\beta}_i}$$

Questa è una equazione significativa. Ad ogni istante ci dice il limite dalla tensione in uscita, il quale dipende dal valore istantaneo della tensione in ingresso. È di validità generale e vale anche in presenza di una rete non ideale.

Nel caso ideale in cui la rete di alimentazione sia sinusoidale e simmetrica e il vettore tensione di uscita desiderato pure, il massimo indice di modulazione lo si ottiene quando $\cos \tilde{\alpha}_o$ e $\cos \tilde{\beta}_i$ sono uguali a uno. L'Eq. 0.29, diventa

$$\text{Eq. 0.30} \quad V_o \leq V_i \frac{\sqrt{3}}{2} |\cos \varphi_i|$$

dove V_o and V_i rappresentano i valori costanti delle ampiezze dei vettori tensione di ingresso e uscita. Se il fattore di potenza in ingresso è posto pari ad uno allora si riottiene il limite massimo del rapporto di trasformazione [7].

Gestione delle configurazioni nulle

Si è visto che la scelta delle configurazioni attive dipende dai settori di appartenenza del vettore della corrente di ingresso e dal vettore tensione di uscita.

Una volta note le quattro configurazioni attive si devono scegliere una o più configurazioni nulle; in questo modo si otterrebbero 5 o più configurazioni da applicare in un ciclo.

L'ordine di applicazione di queste cinque o più configurazioni non altera il valore medio della tensione nell'intervallo di tempo t_C , ma altera l'andamento nel tempo della tensione al carico e il numero di commutazioni richieste agli interruttori bidirezionali.

Facendo riferimento al caso in cui $K_v=1$ e $K_i=1$, ossia il vettore tensione di uscita \bar{v}_o appartenga al primo settore e il vettore corrente di ingresso \bar{i}_i appartenga al primo settore, le configurazioni attive che si devono applicare sono -3,+1,+6,-4 (vedi Tabella 0.2).

In Tabella 0.3 si vede quali sono le configurazioni attive che si devono applicare e le tre configurazioni nulle che si potrebbero applicare.

configurazioni	A	B	C
I -3	a	c	c
II +1	a	b	b
III +6	a	c	a
IV -4	a	b	a
Zero_a	a	a	a
Zero_b	b	b	b
Zero_c	c	c	c

Tabella 0.3 Configurazioni Attive quando $K_v=1$ e $K_i=1$ e configurazioni nulle.

Pensando di volere utilizzare una modulazione asimmetrica e facendo in modo che ogni volta che si cambia configurazione un solo interruttore bidirezionale commuti, si arriva ad ottenere una precisa sequenza di vettori, considerando il caso più generale ovvero quello che prevede la possibilità di applicare le tre diverse configurazioni nulle come mostrato in Tabella 0.4.

Come si vede dalla Tabella 0.4, l'ordine dei vettori attivi è diventato **I-III-IV-II**. Questa sequenza però non è sempre la stessa, ma si verifica sempre ogni qualvolta la somma dei settori tensione di uscita e del settore corrente di ingresso è pari, mentre invece ogni volta che la somma è dispari la sequenza diventa **III-I-IV-II**. Queste due sequenze non sono le uniche che permettono ad ogni cambio di configurazione una sola commutazione, ma come si può facilmente notare andrebbero bene anche le stesse sequenze invertite.

configurazioni	A	B	C
Prima Nulla-	c	c	c
I -3	a	c	c
III +6	a	c	a
Seconda Nulla	a	a	a
IV -4	a	b	a
II +1	a	b	b
Terza Nulla	b	b	b

Tabella 0.4 Modulazione asimmetrica a tre nulle, $K_v=1$ e $K_i=1$.

In Tabella 0.4 è stato mostrato il caso più generale con tre configurazioni nulle, ma si potrebbe pensare di utilizzarne solamente due o addirittura una; comunque il tempo relativo alla somma delle configurazioni nulle è sempre lo stesso e pari a

Eq. 0.31
$$d^0 = 1 - d^I + d^{II} + d^{III} + d^{IV}$$

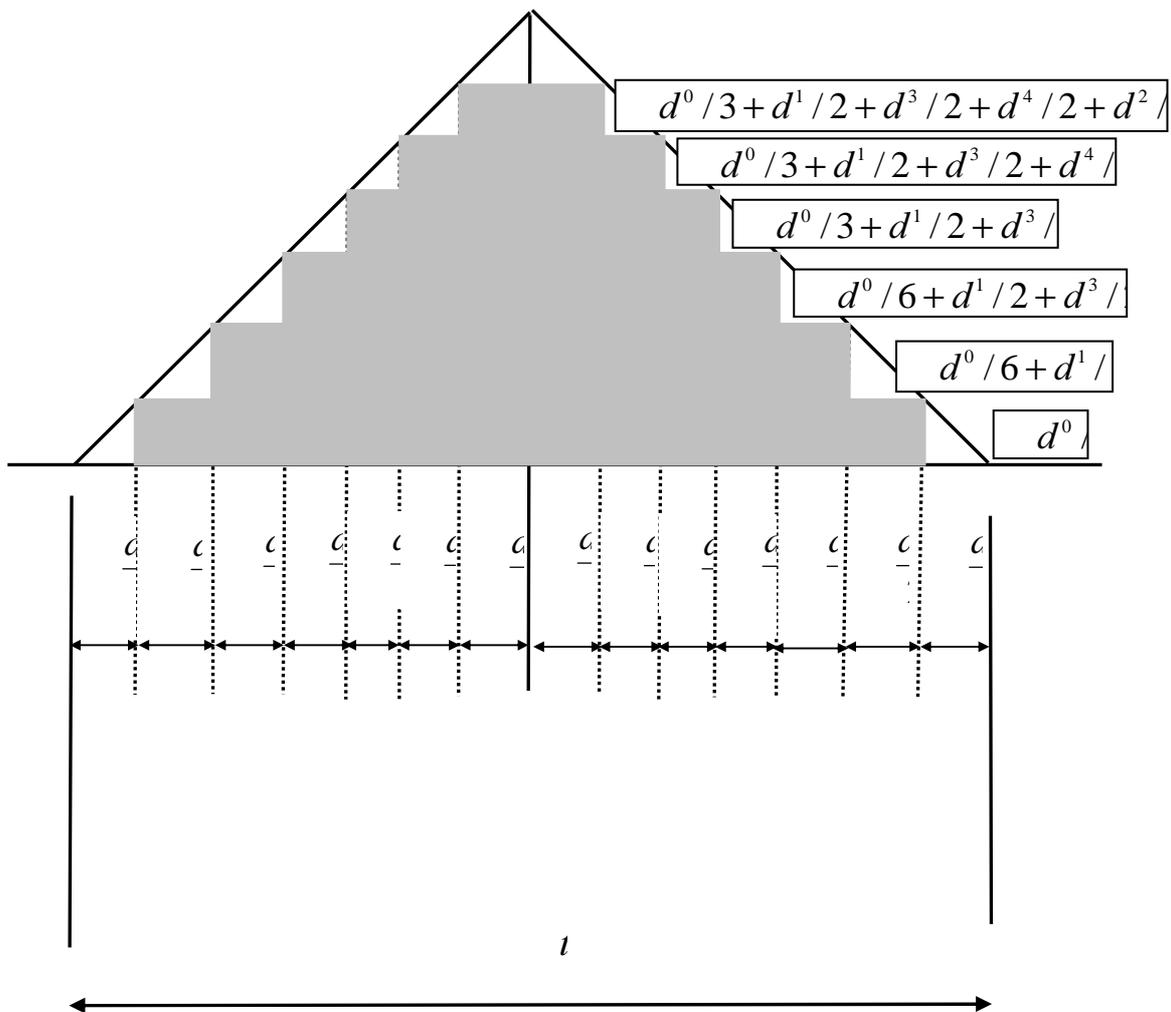


Figura 0.22 Modulazione simmetrica per convertitore a matrice SVM a tre nulle.

Se volessimo applicare due configurazioni nulle il singolo tempo delle configurazioni nulle d^0 andrebbe diviso per due, e per tre se si volessero utilizzare tre configurazioni nulle uguali, ma si potrebbero anche utilizzare duty cycle diversi.

Se si volesse usare una modulazione simmetrica ecco che tutti i tempi dei duty cycle dei vettori andrebbe a sua volta diviso per due o più semplicemente andrebbe calcolato sul semiperiodo $t_c/2$, come si può osservare in Figura 0.22.

Si può osservare che anche nel caso più generale ovvero quello con tre differenti configurazioni nulle, la scelta di queste configurazioni dipende dal settore del vettore corrente in ingresso; scelto di usare le sequenza **I-III-IV-II** per $K_i + K_v = n^\circ$ pari e **III-I-II-IV** per $K_i + K_v = n^\circ$ dispari, si osserva che la prima configurazione nulla è la zero_c quando $K_v = 1$ o 4, è la zero_b quando $K_v = 2$ o 5, mentre è la zero_a quando $K_v = 3$ o 6. La seconda configurazione nulla è la zero_a quando $K_v = 1$ o 4, è la zero_c quando $K_v = 2$ o 5, mentre è la zero_b quando $K_v = 3$ o 6. La terza configurazione nulla è la zero_b quando $K_v = 1$ o 4, è la zero_a quando $K_v = 2$ o 5, mentre è la zero_c quando $K_v = 3$ o 6.

A seconda che si utilizzino tre configurazioni nulle o due oppure una, la cosa che si può notare facilmente è che cambia il numero di commutazioni per ciclo, più precisamente se si utilizza una sola configurazione nulla in un ciclo si devono effettuare 8 commutazioni, se invece si utilizzano due configurazioni nulle allora si effettuano 10 commutazioni in un ciclo, altrimenti se si utilizzano tre configurazioni nulle si hanno 12 commutazioni per ciclo. Risulta evidente che più si commuta più aumentano le perdite di commutazione. D'altra parte più si commuta migliori dovrebbero essere le forme d'onda in ingresso e in uscita.

Confronto sperimentale tra le diverse tecniche SVM. Risultati sperimentali

Al fine di capire quale sia la migliore tecnica SVM, con riferimento alla gestione delle configurazioni nulle, sono state eseguite numerose prove sperimentali presso la Scuola di Ingegneria Elettrica e Elettronica dell'Università di Nottingham. Il prototipo utilizzato per questi esperimenti è mostrato in Figura 3.9, ed è stato presentato in diverse pubblicazioni, tra le più recenti [27].

I dati delle prove sperimentali sono stati acquisiti utilizzando un oscilloscopio Lecroy LT374L, il quale permetteva una acquisizione dei dati in formato ASCII, rendendo così possibile

l'elaborazione di tali dati mediante programmi matematici quali matlab, al fine di calcolare i fattori di distorsione armonica in diverse bande di frequenza.

In tutte le prove il carico del convertitore a matrice è rimasto invariato, ovvero un carico ohmico induttivo collegato a stella, con induttanza pari a 1.3mH e resistenza di circa 8.6 Ohm.

Per ogni tipo di SVM si sono svolte diverse prove al variare della tensione di uscita, con lo stesso tempo di ciclo e con lo stesso numero di commutazioni per unità di tempo.

Le grandezze che si sono scelte per confrontare le diverse tecniche SVM sono: la corrente di uscita e la tensione in ingresso al convertitore, ovvero una grandezza di ingresso e una di uscita, che sono le più "continue" visto che in ingresso il convertitore a matrice è un sistema a tensione impressa e in uscita è a corrente impressa.

Il convertitore a matrice è alimentato tramite un variac per regolare la tensione in ingresso ad un valore di circa 190V concatenati; il filtro di ingresso è costituito da tre condensatori collegati a triangolo ognuno con valore pari a 1.5 μ F, l'induttanza di filtro è assente.

In realtà esistono tre tipi di SVM con una sola configurazione nulla, a seconda che sia posta all'inizio del semiperiodo, a metà del semiperiodo o alla fine del semiperiodo. Nelle prove sperimentali effettuate la nulla è posta ad inizio del semiperiodo. Non sono state provate le altre configurazioni in quanto il prototipo utilizzato per poter funzionare usava una modulazione simmetrica che a fine ciclo necessitava di una configurazione nulla.

Allo stesso modo di tecniche SVM a due nulle ne esisterebbero 3 ovvero:

1-nulla a inizio e fine del semiperiodo (quella che è stata utilizzata);

2-nulla a metà e fine semiperiodo (impraticabile con la struttura del prototipo);

3-nulla a inizio e metà del semiperiodo (impraticabile con la struttura del prototipo).

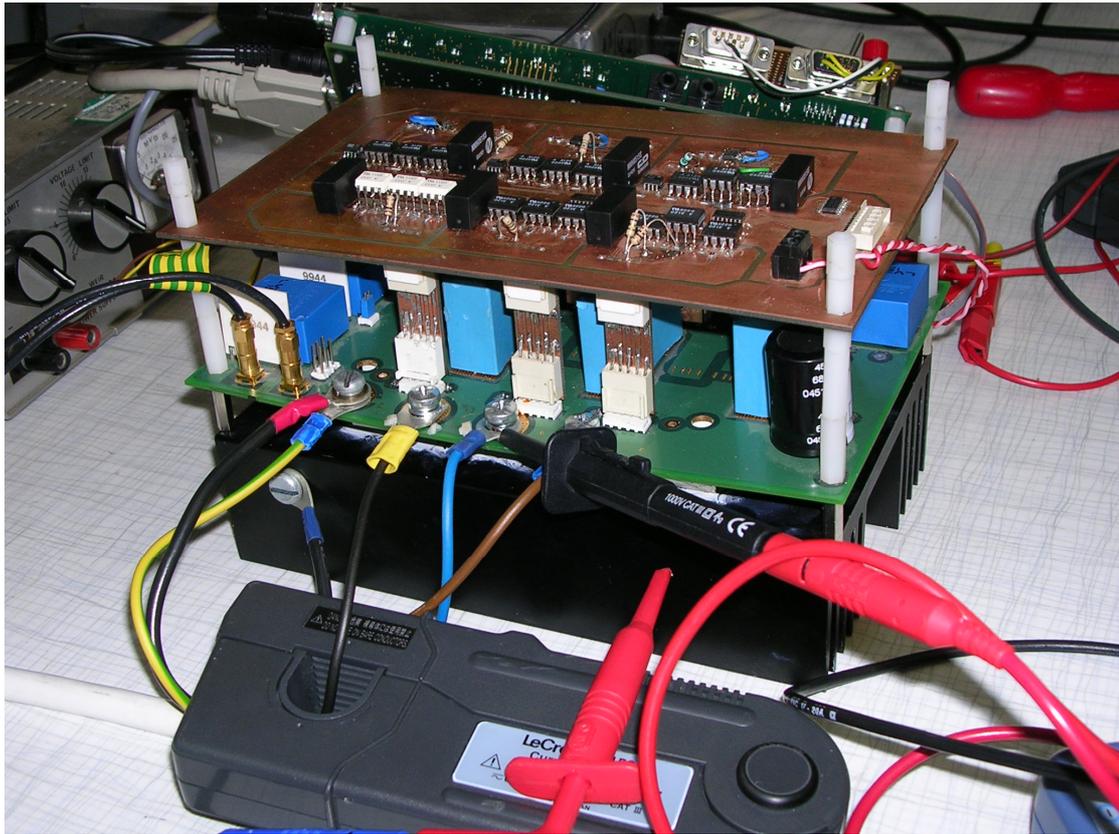


Figura 0.23 Prototipo di convertitore a matrice utilizzato per le prove sperimentali.

Prove a parità di tempo di ciclo

Una prima serie di prove è stata eseguita con un tempo di ciclo pari a $80\mu\text{s}$ ovvero una frequenza di commutazione pari a $12,5\text{KHz}$. Di seguito sono riportate alcune immagini della corrente in uscita e della tensione concatenata in ingresso con relativo spettro e con il fattore di distorsione armonica calcolato fino ai 16KHz . In Figura 0.24 sono riportate le prove con tensione di uscita fase-neutro pari a 40Vrms , in Figura 0.25 sono riportate le prove con tensione di uscita pari a 60Vrms e in Figura 0.26 le prove con tensione di uscita di 80Vrms .

SVM ad una nulla-I_{out}	SVM a due nulle-I_{out}	SVM a tre nulle-I_{out}
---	--	--

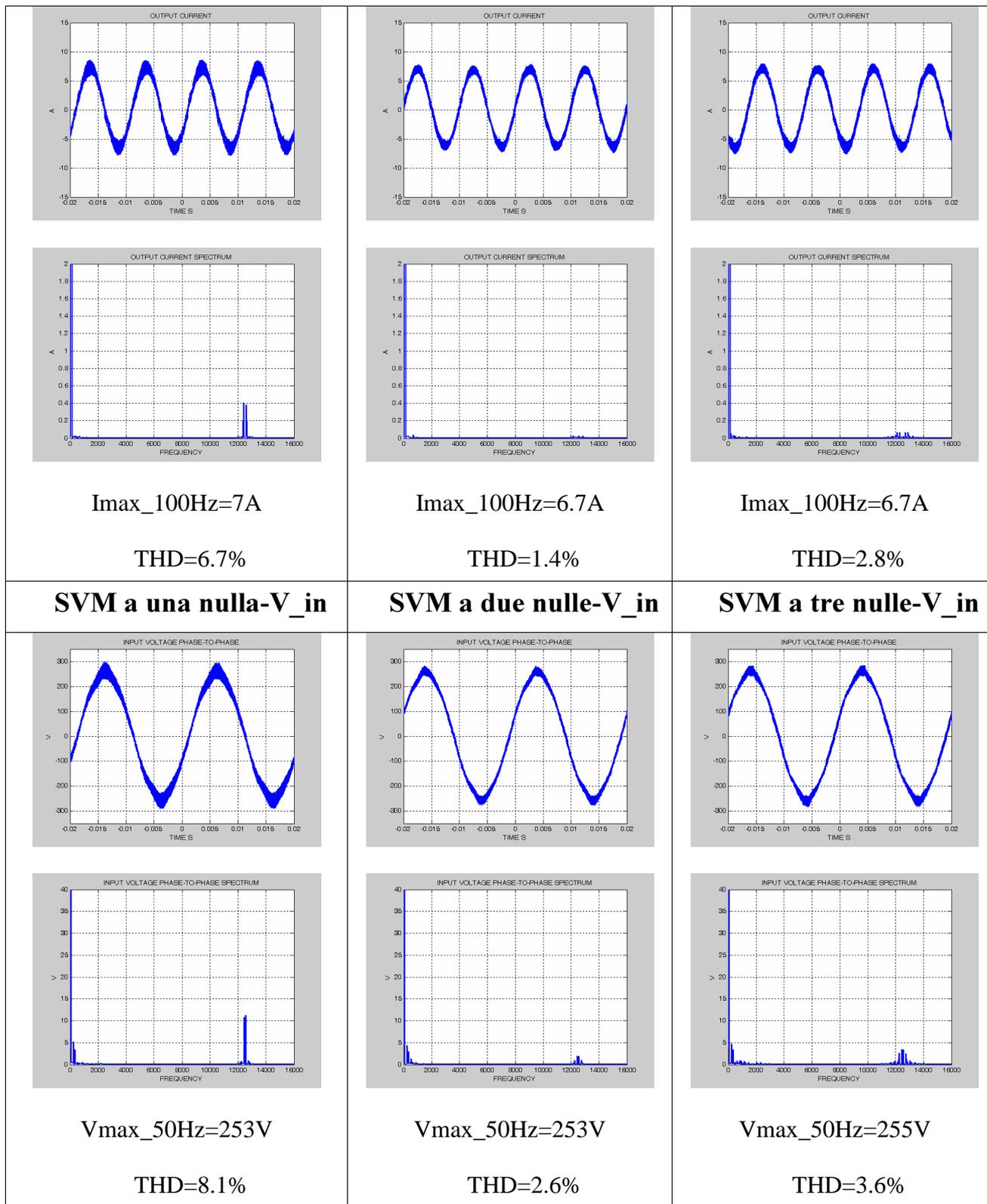


Figura 0.24 Prove con tensione fase-neutro di uscita pari a 40Vrms a pari tempo di ciclo.

<p>SVM ad una nulla-I_{out}</p>	<p>SVM a due nulle-I_{out}</p>	<p>SVM a tre nulle-I_{out}</p>
--	---	---

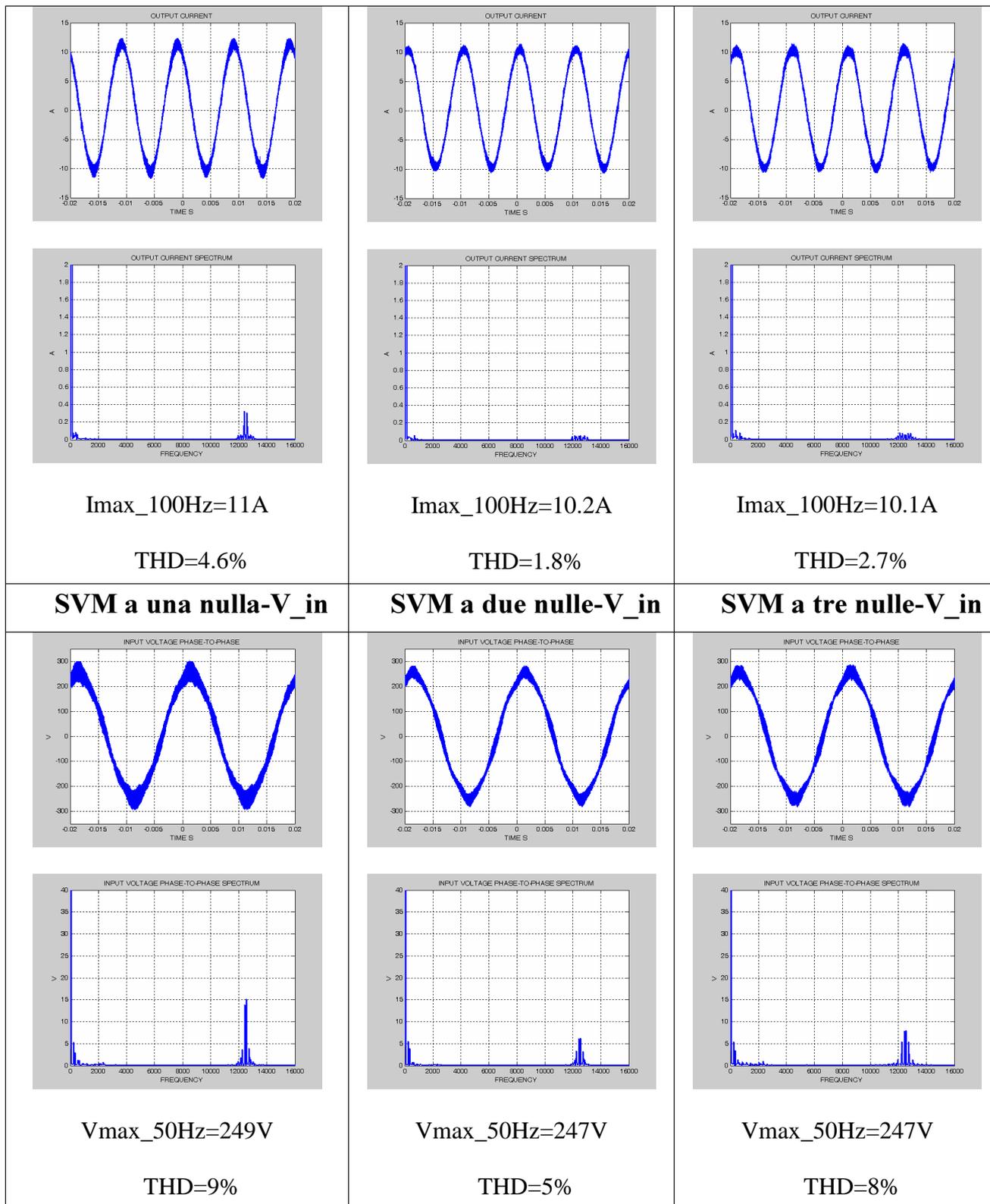


Figura 0.25 Prove con tensione fase-neutro di uscita pari a 60Vrms a pari tempo di ciclo.

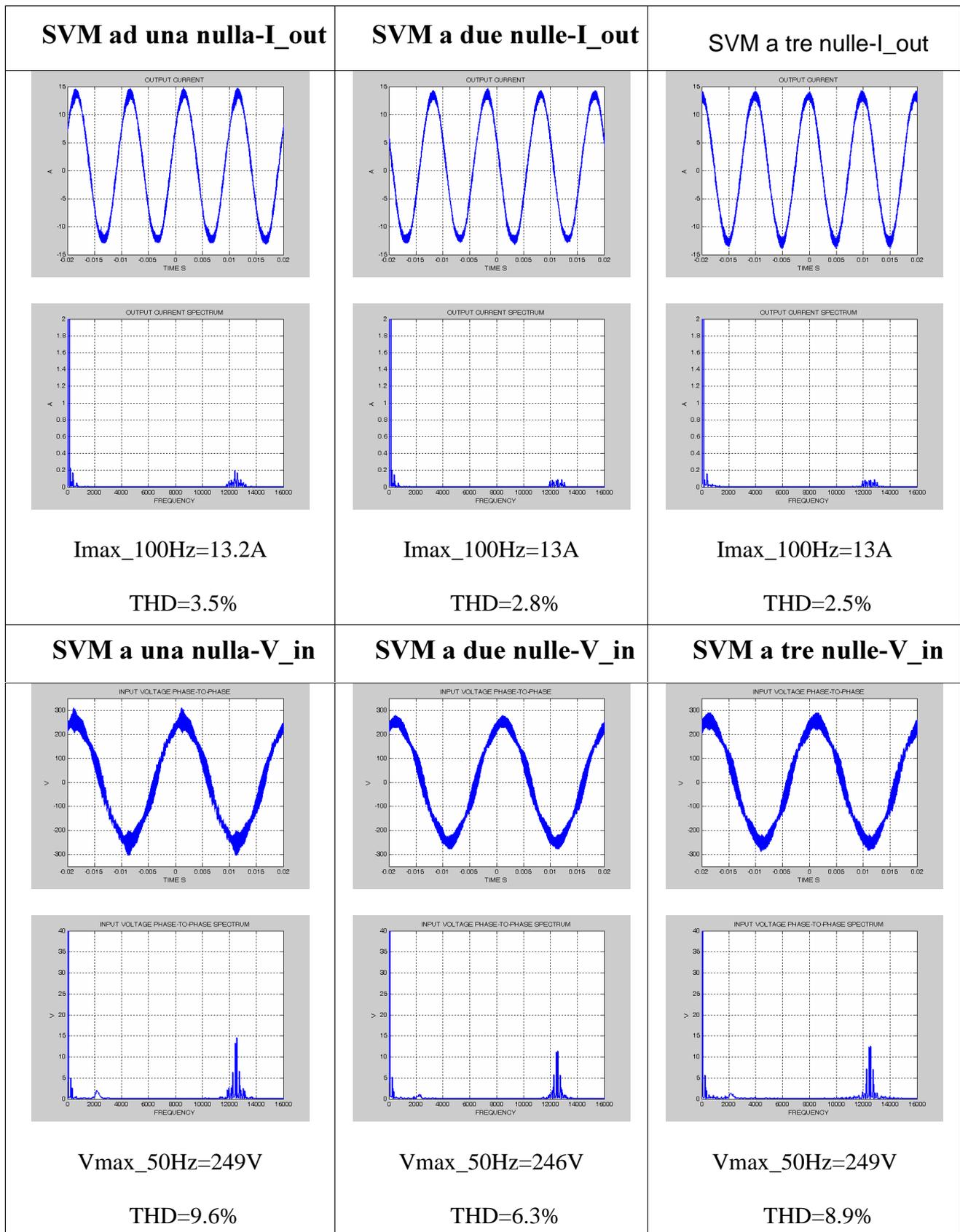


Figura 0.26 Prove con tensione di uscita fase-neutro pari a 80Vrms a pari tempo di ciclo.

In Figura 0.27, si vede come varia il THD della tensione concatenata in ingresso del convertitore a matrice al variare della tensione di uscita.

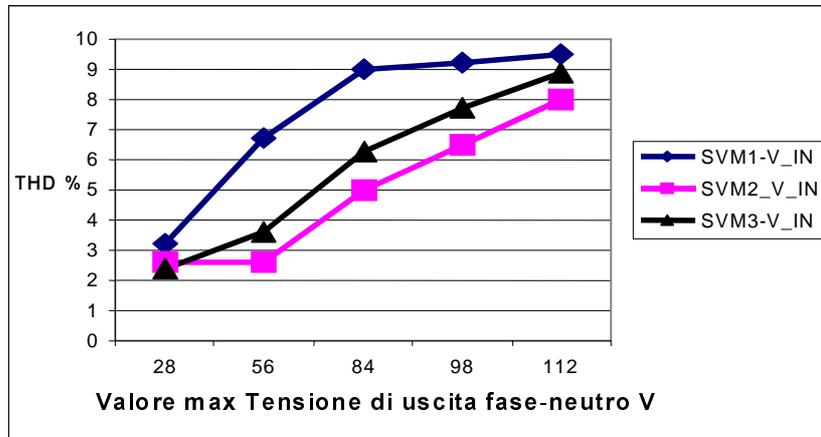


Figura 0.27 Andamento del THD della tensione di ingresso per le diverse tecniche SVM a pari tempo di ciclo al variare di Voref.

In Figura 0.28, si vede come varia il THD della corrente di uscita del convertitore a matrice al variare della tensione di riferimento di uscita.

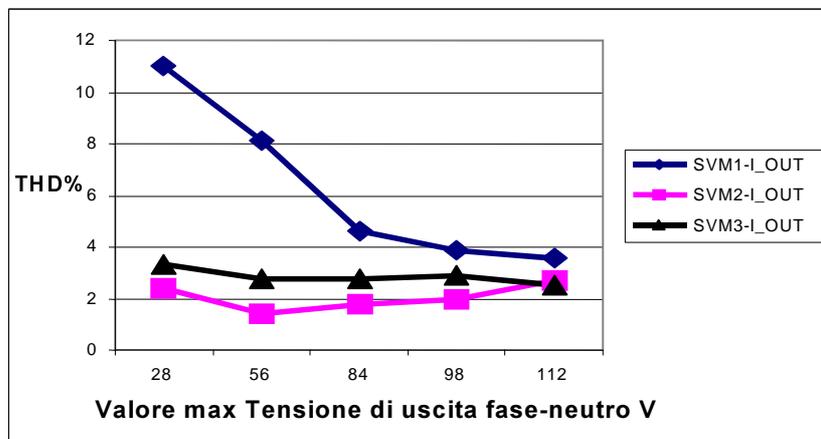


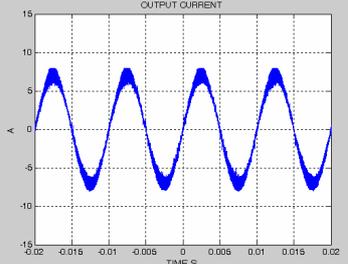
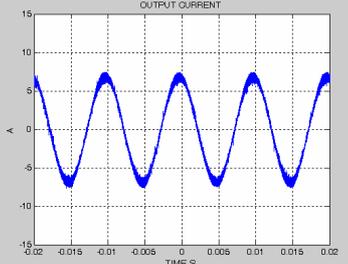
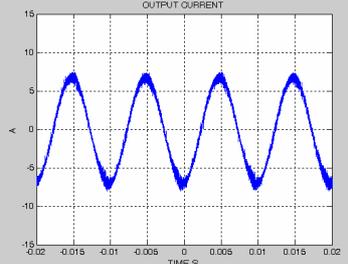
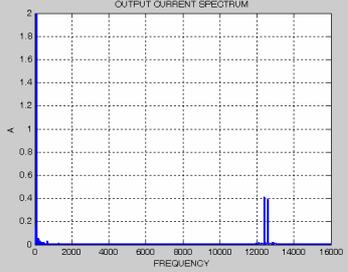
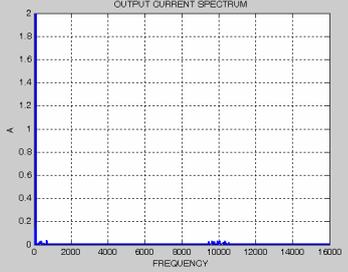
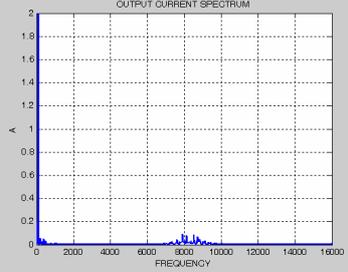
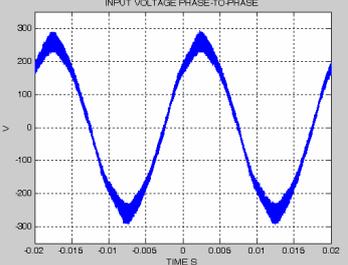
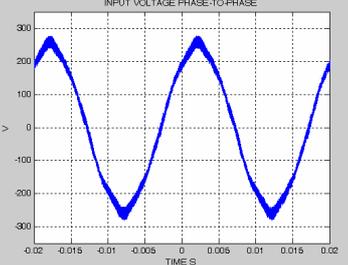
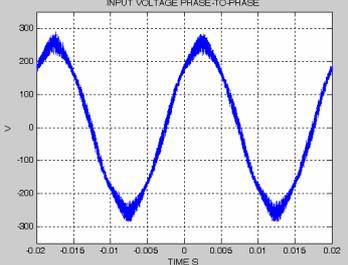
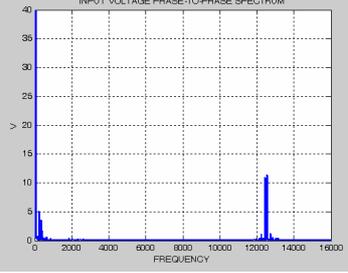
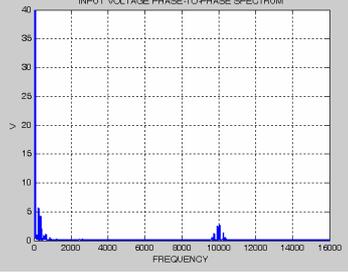
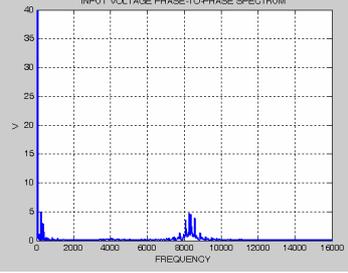
Figura 0.28 Andamento del THD della corrente di uscita per le diverse tecniche SVM a pari tempo di ciclo al variare di Voref.

A pari numero di commutazione per unità di tempo

Una seconda serie di prove è stata eseguita con un tempo di ciclo variabile in modo tale da ottenere lo stesso numero di commutazioni per unità, posto pari a 10 μ secondi.

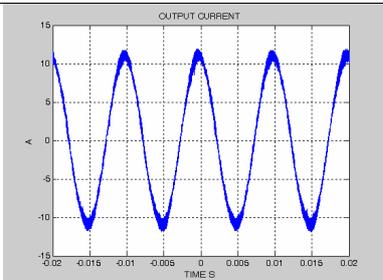
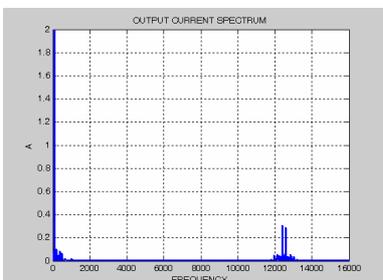
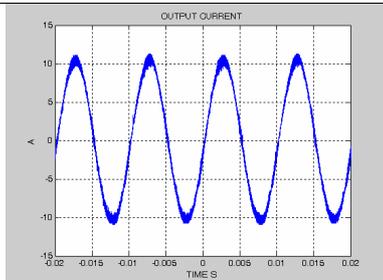
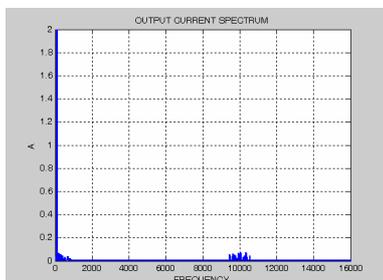
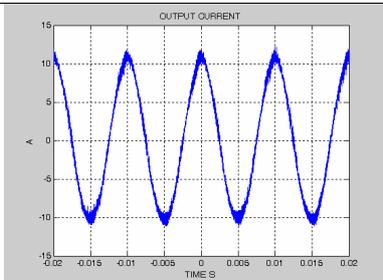
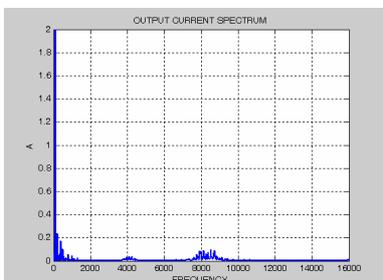
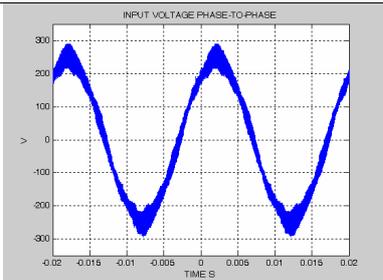
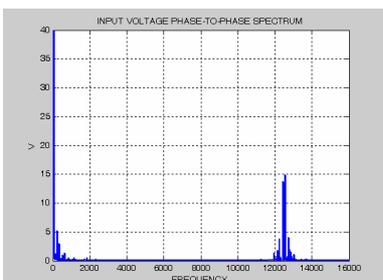
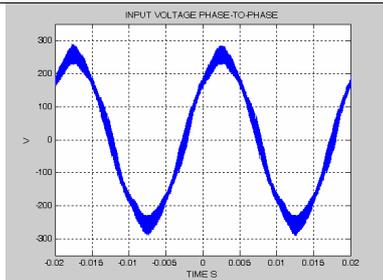
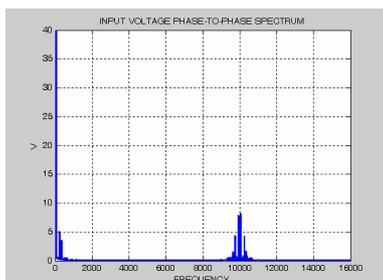
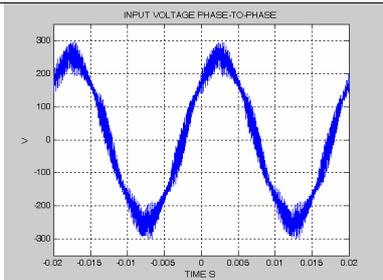
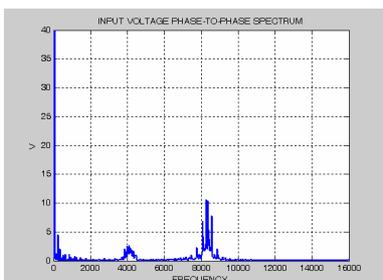
Questo significa che la frequenza di commutazione della tecnica SVM con un sola nulla è 12.5KHz corrispondente a 80 μ secondi, mentre per la tecnica SVM a due nulle è 10KHz (100 μ secondi),

infine la tecnica SVM a tre nulle la frequenza di commutazione risulta essere 8.33KHz corrispondente a un tempo di ciclo di 120μ secondi. Di seguito sono riportate alcune immagini della corrente in uscita e della tensione concatenata in ingresso con relativo spettro e con il fattore di distorsione armonica calcolato fino ai 16KHz.

SVM ad una nulla- I_{out}	SVM a due nulle- I_{out}	SVM a tre nulle- I_{out}
		
		
<p>$I_{max_100Hz}=7.1A$</p>	<p>$I_{max_100Hz}=6.8A$</p>	<p>$I_{max_100Hz}=6.8A$</p>
<p>THD=8.2%</p>	<p>THD=1.6%</p>	<p>THD=3.9%</p>
SVM a una nulla- V_{in}	SVM a due nulle- V_{in}	SVM a tre nulle- V_{in}
		
		

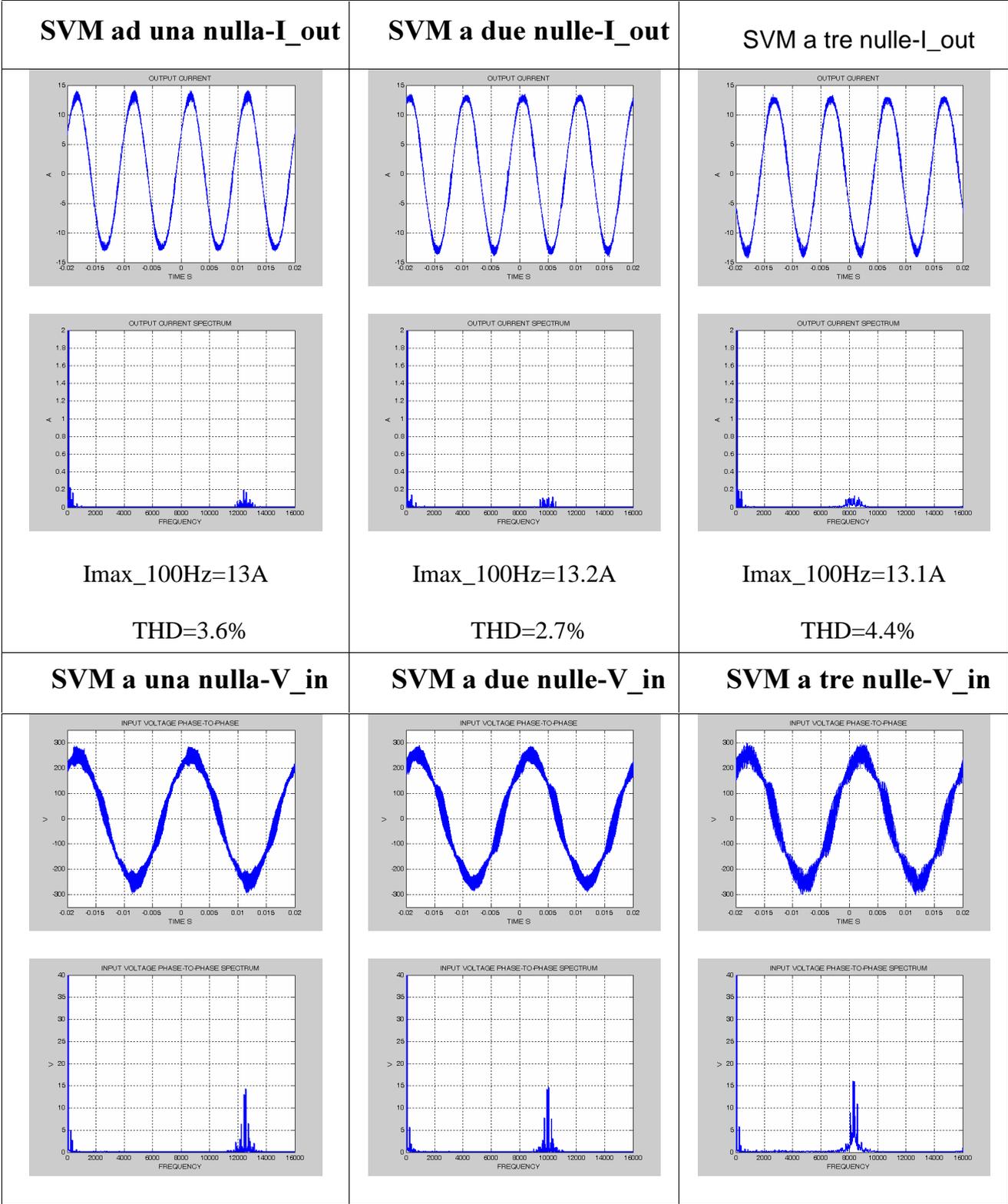
$V_{max_50Hz}=251V$	$V_{max_50Hz}=248V$	$V_{max_50Hz}=248V$
THD=6.8%	THD=3.4%	THD=5%

Figura 0.29 Prove con tensione di uscita fase-neutro pari a 40Vrms, con lo stesso numero di commutazioni per unità di tempo.

SVM ad una nulla-I_{out}	SVM a due nulle-I_{out}	SVM a tre nulle-I_{out}
 	 	 
$I_{max_100Hz}=11A$ THD=4.4%	$I_{max_100Hz}=10.5A$ THD=2.2%	$I_{max_100Hz}=10.5A$ THD=4.6%
SVM a una nulla-V_{in}	SVM a due nulle-V_{in}	SVM a tre nulle-V_{in}
 	 	 
$V_{max_50Hz}=245V$	$V_{max_50Hz}=250V$	$V_{max_50Hz}=248V$

THD=9.1%	THD=6%	THD=9.8%
----------	--------	----------

Figura 0.30 Prove con tensione di uscita fase-neutro pari a 60Vrms, con lo stesso numero di commutazioni per unità di tempo.



$V_{max_50Hz}=245V$	$V_{max_50Hz}=248V$	$V_{max_50Hz}=248V$
THD=9.4%	THD=10%	THD=13.6%

Figura 0.31 Prove con tensione di uscita fase-neutro pari a 80Vrms, con lo stesso numero di commutazioni per unità di tempo.

In Figura 0.32, si vede come varia il THD della tensione concatenata in ingresso del convertitore a matrice al variare della tensione di riferimento di uscita.

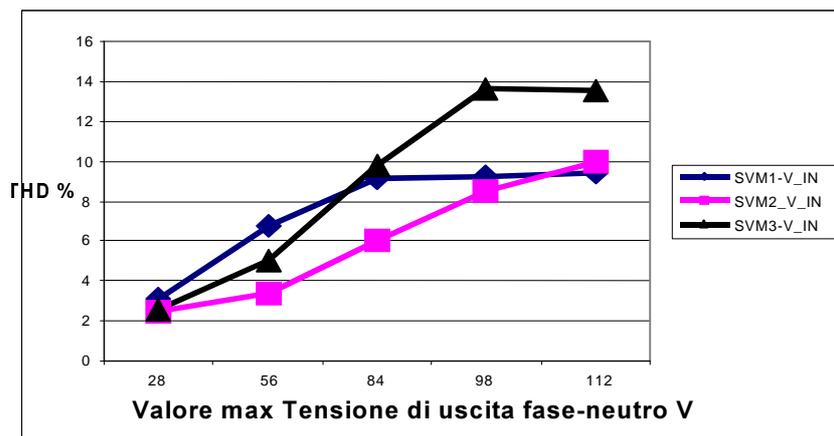


Figura 0.32 Andamento del THD della tensione di ingresso per le diverse tecniche SVM al variare di Voref, con lo stesso numero di commutazioni per unità di tempo.

In Figura 0.33 si vede come varia il THD della corrente di carico al variare della tensione di uscita del convertitore.

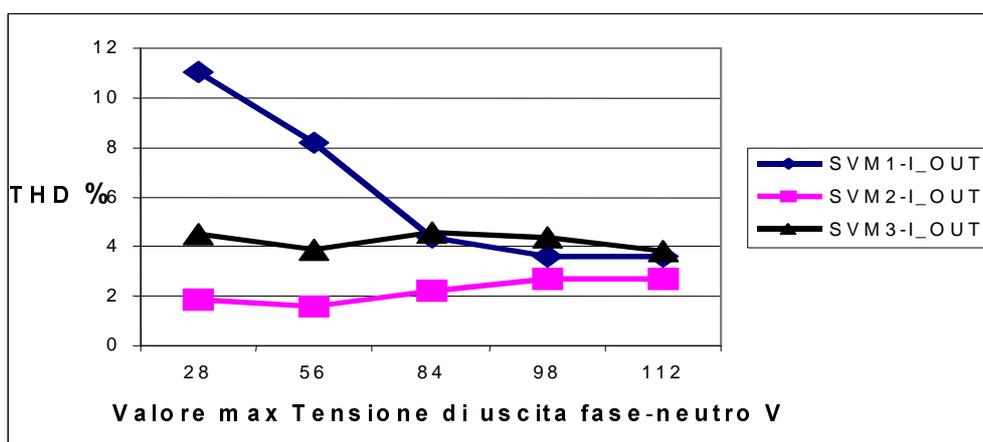


Figura 0.33 Andamento del THD della corrente di uscita per le diverse tecniche SVM al variare di Voref, con lo stesso numero di commutazioni per unità di tempo.

Conclusioni

Sono state confrontate tre tipi di tecniche SVM in termini di qualità della corrente di uscita e della tensione concatenata in ingresso.

Nelle prove eseguite a parità di tempo di ciclo si nota molto bene che la tecnica migliore risulta essere quella a due nulle, seguita da quella a tre nulle mentre, quella ad una nulla è la peggiore in termini qualitativi. Si nota che la distorsione della tensione in ingresso aumenta all'aumentare della tensione di uscita, che a carico costante significa aumentare la potenza di uscita. La distorsione della corrente di uscita migliora invece all'aumentare della potenza. Si nota inoltre che all'aumentare della tensione in uscita le diverse tecniche di modulazione tendono ad avere prestazioni simili in quanto essendo prove con un elevato indice di modulazione ci si avvicina molto a saturare la configurazione nulla (Figura3.13 e Figura3.14).

Nelle prove eseguite a parità di numero di commutazione per unità di tempo si nota bene che la tecnica migliore risulta essere ancora quella a due nulle, seguita dalla tecnica a tre nulle per bassi indici di modulazione, e dalla tecnica ad una sola nulla per elevati indici di modulazione.

In definitiva la tecnica migliore risulta essere quella con due nulle.

Bibliografia

- [56] M. Venturini, "A new sine wave in, sine wave out, conversion technique eliminates reactive elements," in Proceedings of Powercon 7, San Diego, CA, 1980, pp. E3-1-E3-15.
- [57] P.D. Ziogas, S.I. Khan, and M.H. Rashid, "Some Improved Forced Commutated Cycloconverters Structure", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-21, No 5, Sept./Oct. 1985, pp. 1242-1253.
- [58] P.D. Ziogas, S.I. Khan, and M.H. Rashid, "Analysis and Design of Forced Commutated Cycloconverter Structures with Improved Transfer Characteristics," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IE-33, No. 3, August 1986, pp. 271-280.
- [59] C. D. Schauder, "Hidden DC-link AC/AC converter using bilateral power switches," U.S. Patent # 4,642,751, Westinghouse Electric Corporation, February 10, 1987.
- [60] C.L. Neft and C.D. Schauder, "Theory and Design of a 30-Hp Matrix Converter", Conference Records of IEEE/IAS Annual Meeting, 1988, pp. 934-939.
- [61] A. Alesina, M. Venturini, "Intrinsic amplitude limits and optimum design of 9-switches direct PWM ac-ac converters," Proceedings of IEEE/PESC'88, vol. 2, pp. 1284-1291, 1988.
- [62] G. Roy, G-E. April, "Cycloconverter operation under a new scalar control algorithm," Conference Records of IEEE PESC 1989, Milwaukee, WI, June 26-29, 1989, pp. 368-375.
- [63] L. Huber, D. Borojevic, "Space Vector Modulator for Forced Commutated Cycloconverters" Proceedings of IEEE/PESC'89, pp. 871-876, 1989.
- [64] L. Huber, D. Borojevic, "Space vector modulation with unity input power factor for forced commutated cycloconverters", in Conference Records of IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 1991, Part I, pp. 1032-1041.

- [65] D. Casadei, G. Grandi, G. Serra, A. Tani, "Space vector control of matrix converters with unity input power factor and sinusoidal input/output waveforms," Proceedings of IEE-EPE'93, Vol. 7, pp. 170-175, 1993.
- [66] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, L. Zarri, "Matrix Converter Modulation Strategies: A New general Approach Based on Space-Vector Representation of the Switch State", IEEE transactions on industrial electronics, vol. 49, NO.2 April 2002
- [67] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, L. Zarri, "Effects of the Switching Strategy on the Input Power Quality of Matrix Converters", IEEE Powertech Conference, June 2003 Bologna Italy
- [68] A.Ferrero and G. Superti-Furga, "A New Approach to the Definition of Power Components in Three-Phase Systems Under Nonsinusoidal Conditions," IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements, vol. 40, no. 3, pp. 568-577, June 1991.
- [69] P. Wheeler, L. Empringham, M. Apap, J. Clare, K. Bradley, C. Whitley, G. Towers, "A Matrix Converter Permanent Magnet Motor Drive for an Aircraft Actuator Application with the Ability to Ride-Through Power Supply Loss", Conference, EPE-PEMC2004, Riga

