

**DOTTORATO DI RICERCA  
IN INGEGNERIA ELETTRICA  
XX CICLO**



**FAULT-TOLERANCE E TECNICHE  
OTTIMIZZATE DI CONTROLLO DI  
CONVERTITORI MULTILIVELLO PER  
APPLICAZIONI INDUSTRIALI E DI  
TRAZIONE**

**TUTOR:  
Prof. Andrea Del Pizzo**

**COORDINATORE:  
Prof. Guido Carpinelli**

**ADDOTTORANDO:  
Adolfo Dannier**

# INDICE

<b>Capitolo I</b>	<b>Modulazione vettoriale per convertitori multilivello</b>	
	I.1 Introduzione ai convertitori multilivello	1
	I.2 Convertitori multilivello, topologie: NPC, FC, H-bridge	2
	I.3 Modulazione vettoriale generalizzata	5
	I.4 Bilanciamento delle capacità per convertitori multilivello	15
<b>Capitolo II</b>	<b>Applicazioni di tecniche di controllo per VSR e VSI anche multilivello</b>	
	II.1 Generalità introduttive – obiettivi delle tecniche di controllo	25
	II.2 Controllo predittivo per un VSR 3-livelli NPC	26
	II.3 Controllo predittivo per un VSR 5-livelli H-bridge	34
	II.4 Strategie di controllo ottimizzate per un VSR con topologia H-bridge multilivello in presenza di alimentazione dissimmetrica e/o carico squilibrato	38
	II.5 Controllo diretto di coppia ottimizzato impiegando un inverter 3-livelli NPC	45
	II.6 Modello matematico generalizzato per convertitori VSR multilivello	54
<b>Capitolo III</b>	<b>Convertitori innovativi per trazioni ferroviaria</b>	
	III.1 Generalità introduttive: i veicoli politensione	59
	III.2 Architetture degli apparati di alimentazione e conversione a bordo dei mezzi di trazione ferroviaria	62
	III.3 Convertitore multilivello monofase AC/AC per la trazione ferroviaria operante con linea in alternata	67
<b>Capitolo IV</b>	<b>Analisi di fault-tolerance per strutture di conversione multilivello</b>	
	IV.1 Generalità – fault-tolerance come attributo della dependability	71
	IV.2 Dependability nei sistemi di trazione ferroviaria	72
	IV.3 Analisi di fault-tolerance per NPC $m$ -livelli	74
	IV.4 Analisi di fault-tolerance per Cascaded H-Bridge $m$ -livelli	88
	IV.5 Analisi di fault-tolerance per un convertitore multilivello monofase AC/AC per la trazione ferroviaria operante con linea in alternata	91

<b>Capitolo V</b>	<b>Identificazione di guasti per convertitori Cascaded H-Bridge multilivello e convertitori monofase per la trazione</b>	
V.1	Considerazioni preliminari per l'identificazione del guasto	93
V.2	Analisi del guasto per una topologia Cascaded H-bridge	98
V.3	Tecnica di identificazione del guasto senza sensori addizionali	101
V.4	Adattamento real-time dell'algoritmo di controllo per l'identificazione del guasto e funzionamento a prestazioni ridotte per un H-bridge 5-livelli	102
V.5	Analisi numerico simulativa	107
	<b>Bibliografia</b>	112

## I.1 Introduzione ai convertitori multilivello

Per la regolazione della potenza elettrica è necessaria la conversione di energia elettrica da una forma ad un'altra o il condizionamento delle grandezze elettriche che la determinano.

I convertitori statici di potenza svolgono questo ruolo. Un convertitore statico di potenza può essere visto come una matrice di dispositivi a semiconduttore; modificando la topologia e/o il tipo di dispositivo a semiconduttore utilizzato, otteniamo differenti tipologie di convertitori.

Con la prima diffusione dei dispositivi a semiconduttore, i convertitori impiegati avevano sostanzialmente lo scopo di fornire una tensione raddrizzata in uscita con valor medio variabile, partendo da un'alimentazione in alternata. Ciò in virtù del fatto che gli azionamenti maggiormente impiegati utilizzavano macchine in corrente continua. Infatti, la regolazione delle macchine in corrente continua, in particolar modo per quelle ad eccitazione indipendente, è particolarmente agevole nel caso in cui si abbia una tensione continua variabile. D'altro canto questo tipo di macchine presenta diversi problemi di affidabilità e manutentivi con conseguente lievitazione dei costi di gestione degli impianti.

Le macchine asincrone con rotore a gabbia, invece, offrono una robustezza al funzionamento intrinsecamente maggiore rispetto alle macchine in corrente continua (non è presente il sistema collettore-spazzole) e costi manutentivi praticamente nulli. La loro regolazione, però, richiede un'alimentazione variabile sia in termini di tensione che in termini di frequenza.

Quest'ultimo aspetto, che ha da sempre rappresentato un freno per la diffusione delle macchine asincrone negli azionamenti elettrici a velocità e/o coppia variabile, è stato ampiamente superato proprio grazie alla diffusione ed allo sviluppo tecnologico dei dispositivi a semiconduttore.

In quest'ottica, i convertitori più sviluppati negli ultimi decenni sono del tipo c.a./c.a. con tensione e frequenza variabile. Le configurazioni topologiche classiche sono, ad oggi, ampiamente affermate.

Se si vogliono assicurare prestazioni dinamiche elevate, non si può prescindere dall'utilizzo di convertitori che impiegano dispositivi elettronici di potenza total-controllati.

Relativamente a queste applicazioni, le criticità si presentano al crescere del livello di potenza dell'azionamento. Infatti, nonostante un intenso sviluppo tecnologico, non sono ancora disponibili componenti del tipo total-controllati in grado di far fronte alle diverse esigenze di impiego.

Una possibile soluzione per superare questo problema propone l'utilizzo di convertitori topologicamente più complessi rispetto alle configurazioni classiche, che consentono di ripartire gli elevati livelli di tensione su più componenti: i *convertitori multilivello*.

## I.2 Convertitori multilivello, topologie: NPC, FC, H-Bridge

L'impiego dei convertitori statici nell'ambito degli azionamenti elettrici ad elevata potenza presenta alcune problematiche: i dispositivi a semiconduttore attualmente in commercio presentano limiti in tensione e corrente inadeguati, si generano distorsioni armoniche consistenti in presenza di dispositivi elettronici con bassa frequenza di commutazione ed è indispensabile disporre di componenti "identici" per evitare disuniformi ripartizioni di tensione e/o di corrente qualora si ovviasse all'inadeguatezza dei singoli componenti con il collegamento in serie.

Queste limitazioni potrebbero essere superate ricorrendo ad una connessione in serie o in parallelo di più convertitori, a fronte di un maggior numero di componenti utilizzati e con notevoli incrementi di costo ed ingombro. Una soluzione alla duplice necessità tecnico-economica è fornita dai *convertitori multilivello*. Si tratta di convertitori caratterizzati da topologie più complesse in grado di ovviare ai limiti in tensione e/o corrente dei dispositivi a semiconduttore. La denominazione multilivello è suggerita dal fatto che la tensione di fase ha una forma con più gradini, pari ad " $m$ " per un convertitore  $m$  livelli. Un elevato numero di gradini consente di avere una sinusoide meglio approssimata. Inoltre, allo stesso tempo, ciascun dispositivo a semiconduttore viene sottoposto ad una tensione di blocco pari ad una frazione di quella che si determinerebbe in un corrispondente inverter a due livelli con lo stesso valore di tensione nello stadio in continua.

I convertitori multilivello sono riconducibili a tre tipologie:

- A. Neutral Point Clamped (NPC)
- B. Flying Capacitors (FC)
- C. Cascaded H-Bridge (H-Bridge)

In seguito verranno esaminate in dettaglio ciascuna di queste tipologie.

### A. *Convertitore Neutral Point Clamped*

Lo schema circuitale di un convertitore con diodi di bloccaggio è riportato, con riferimento alla configurazione 3-livelli, in fig. I.1.a. Da questa configurazione topologica si evince che, per il corretto funzionamento della struttura, è indispensabile avere a disposizione un dc-link con un doppio livello di alimentazione in continua. La tensione di carica di ciascuno dei condensatori è pari alla metà della tensione totale del dc-link, pertanto il cosiddetto punto neutro è a potenziale fissato e pari a quello nullo se le tensioni su  $C_1$  e  $C_2$  si mantengono uguali.

In ciascuno dei rami della fase dell'inverter sono presenti, per un 3-livelli, due dispositivi a semiconduttore del tipo total-controllati con in antiparallelo dei diodi di free-wheeling; a questi

dispositivi si aggiungono degli ulteriori diodi, chiamati di bloccaggio, che impediscono la circolazione di correnti tra il punto neutro e le fasi dell'inverter.

I terminali di uscita possono assumere rispetto al punto neutro i potenziali  $+E$ ,  $0$ ,  $-E$ . La tensione  $+E$  si ottiene accendendo i due componenti del ramo superiore e tenendo spenti gli altri due, per ottenere  $-E$  bisogna imporre la configurazione duale; il livello  $0$  viene ottenuto tenendo in conduzione i due componenti interni e spenti quelli esterni. Se indichiamo con  $T_{r,\sigma}$  il  $\sigma$ -esimo componente controllato superiore della fase  $r$ , dalle osservazioni fatte si deduce immediatamente che i segnali di comando delle coppie  $T_{1,1}$ ,  $T_{1,2}$  e  $T'_{1,1}, T'_{1,2}$  sono complementari. Pertanto il numero di segnali indipendenti necessari per poter comandare un convertitore NPC 3-livelli è pari a 6 (alla metà dei dispositivi total-controllati). I diodi di free-wheeling forniscono un via di richiusura per la corrente in occasione dello spegnimento dei componenti total-controllati, al fine di evitare pericolose sovratensioni. I diodi di bloccaggio, invece, evitano di cortocircuitare le capacità quando sono impulsati i componenti più esterni.

La tensione di fase è caratterizzata da 3-livelli, la tensione concatenata presenta un numero di livelli pari a 5 e, nel caso in cui si faccia riferimento ad una modulazione PWM, un numero di "buchi" nella forma d'onda doppio rispetto alla commutazione dei singoli componenti.

Avere a disposizione una forma d'onda a gradinata (con 5 livelli sulla tensione concatenata) e un maggior numero di tagli a parità di frequenza di commutazione dei componenti, rende questo convertitore particolarmente indicato per alimentare l'armatura di un motore, assicurando un ridotto contenuto armonico di corrente.

Gli stati di conduzione possibili di un NPC 3-livelli sono  $3^3 = 27$ . A ciascun stato di conduzione è

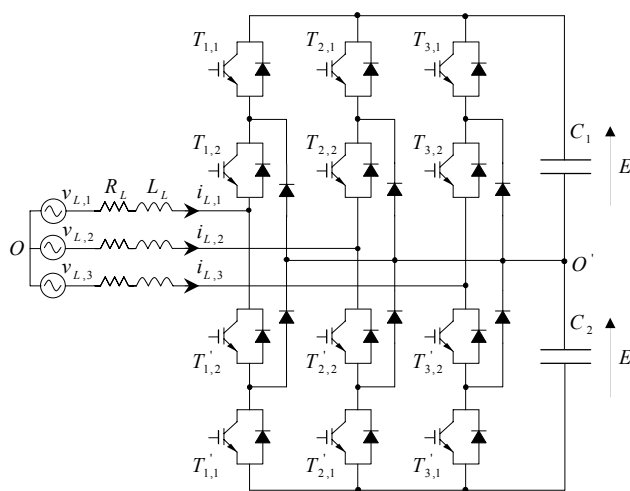


Fig. I.1.a. Convertitore 3-livelli NPC

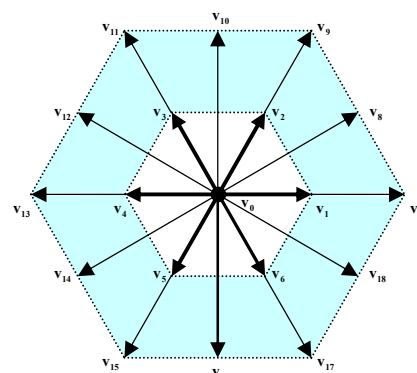


Fig. I.1.b. Stella dei vettori per un NPC 3-livelli

associato un vettore componente simmetrico. I vettori spaziali distinti sono 19, di cui 18 attivi ed uno nullo, i restanti rappresentano i cosiddetti vettori ridondanti; in fig. I.1.b è riportata la stella dei vettori dell’NPC 3-livelli.

L’aspetto critico che contraddistingue una topologia NPC riguarda il bilanciamento delle capacità. Infatti, siccome le stesse possono caricarsi o scaricarsi in misura diversa a seconda dell’intervallo di tempo di conduzione dei diversi componenti, la tensione di uscita potrebbe presentare livelli diversi. Il problema, ampiamente affrontato in letteratura, può essere risolto con delle tecniche di modulazione ottimizzate; nel par. X.x esamineremo in dettaglio una di queste tecniche.

### B. Convertitore Flying Capacitors

In figura I.2 è rappresentato lo schema topologico generalizzato di un Flying Capacitors relativo ad una singola fase. La capacità più esterna è comune a tutte le fasi, il numero totale di capacità presenti nello schema è pari a  $3(m-2)+1$  con  $m$  pari al numero di livelli. Ogni capacità è caricata ad un diverso valore di tensione, facendo riferimento, invece, a delle capacità dello stesso valore avremmo bisogno di  $(m-1)$  condensatori nello stadio in continua ed  $(m-1)(m-2)/2$  condensatori per fase; modificando opportunamente gli stati di conduzione dei componenti total-controllati è possibile produrre differenti livelli per la tensione di uscita di ciascuna fase. La differenza tra i valori di due capacità consecutive di una stessa fase definisce l’ampiezza del gradino nella tensione di uscita. In generale, partendo dalla capacità più interna ed indicando con  $E$  la tensione del dc-link, i valori delle capacità sono:

$$\begin{cases} E/(m-1) \\ E/(m-1) + E/(m-1) \\ (m-2)[E/(m-1)] \end{cases} \quad (1.1)$$

La capacità più esterna rappresenta l’elemento di immagazzinamento dell’energia, mentre le capacità più interne, dette di *flying*, forniscono al convertitore la caratteristica multilivello sulla tensione di

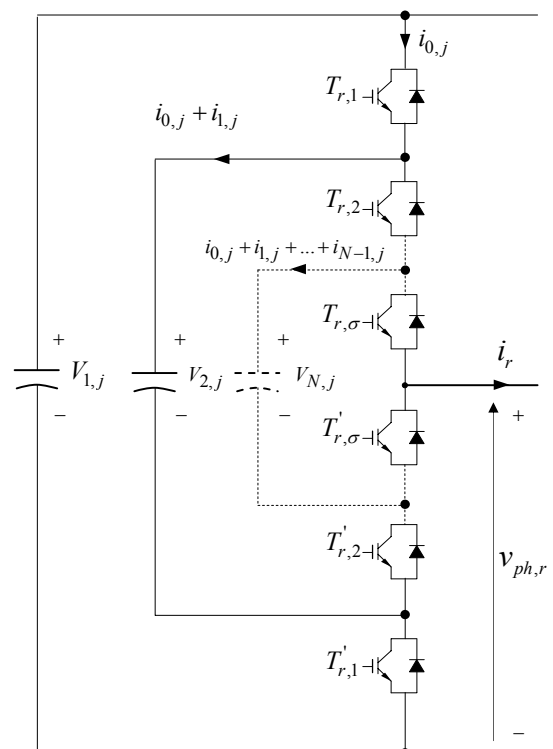


Fig. 1.2. Schema circuitale di un Flying Capacitors

uscita. Indicando con  $T_{r,\sigma}$  ed  $T'_{r,\sigma}$  il generico componente total-controllato rispettivamente superiore ed inferiore, è evidente che i rispettivi segnali di comando risulteranno complementari.

Dal confronto di questa struttura con il convertitore NPC emerge immediatamente l'assenza dei diodi di clamping, ma si nota un elevato numero di condensatori con palesi conseguenze sui costi e gli ingombri. Inoltre anche per questa struttura si ripresenta il problema del bilanciamento delle capacità. Anzi nella fattispecie, visto l'elevato numero di condensatori in gioco, il problema è ancor più sentito. Da queste semplici considerazioni emerge una scarsa appetibilità di impiego per questo tipo di convertitore, se non in applicazioni particolari.

### C. Convertitore H-Bridge

Tra le topologie maggiormente impiegate, si riscontra il convertitore multilivello del tipo Cascaded H-Bridge. Si tratta di un convertitore che utilizza diversi livelli di celle a tensione bassa, ognuna delle quali è costituita da un ponte total-controllato monofase con un dc-bus dedicato.

I ponti monofase sono collegati in serie, in modo tale che è possibile fornire in uscita un livello di tensione al massimo pari alla somma delle tensioni delle celle. La modularità è la caratteristica più importante di questo tipo di convertitore multilivello. Infatti, grazie alla sua struttura, è possibile assemblare molto rapidamente questo convertitore ed inoltre risultano semplificate le operazioni di manutenzione in caso di guasto.

Nell'H-Bridge  $m$ -livelli il numero di componenti controllati è  $6(m-1)$  così come nell'NPC. Questo convertitore può essere impiegato come inverter in azionamenti elettrici con motori ad induzione, o come filtro attivo. Inoltre è particolarmente diffuso anche l'impiego come active front-ends dove la struttura del convertitore oltre ad essere impiegata lato motore viene identicamente replicata lato rete. Questa condizione è praticamente necessaria per assicurare ad ogni singola cella dell'H-bridge la relativa sorgente in continua. Lo stesso aspetto rappresenta anche uno dei limiti di impiego di questi convertitori. Dalla fig. I.3 è possibile dedurre immediatamente che, indicando con  $E$  la tensione della singola cella, i livelli di tensione fornibili in uscita da ogni modulo sono:  $+E$ ,  $0$ ,  $-E$ . In particolare il

Tensione di uscita $v_{AB}$	Stati di conduzione	
	ON	OFF
+E	$T_{r,1}, T_{r,4}$	$T_{r,2}, T_{r,3}$
0 <sup>+</sup>	$T_{r,1}, T_{r,2}$	$T_{r,3}, T_{r,4}$
0 <sup>-</sup>	$T_{r,3}, T_{r,4}$	$T_{r,1}, T_{r,2}$
-E	$T_{r,2}, T_{r,3}$	$T_{r,1}, T_{r,4}$

TAB. I.1. STATI DI CONDUZIONE

livello zero può essere fornito con una doppia configurazione, così come riassunto nella tab. I.1. Dalla stessa emerge come gli impulsi di comando dei componenti controllati  $T_{r,1}$ ,  $T_{r,3}$  e  $T_{r,2}$ ,  $T_{r,4}$  sono complementari (ovviamente va evitata la chiusura in corto circuito della capacità).

Le performance di un H-bridge multilivello sono strettamente legate alla possibilità, da parte dell'algoritmo di modulazione, di assicurare una corretta



distribuzione delle tensioni sulle singole capacità dei ponti monofase. Infatti, qualora queste capacità non dovessero essere bilanciate, si fornirebbero dei livelli di tensione alterati. In molti casi, un semplice controllo ad isteresi sulla tensione delle capacità potrebbe non essere sufficiente per compensare le irregolarità nella corrente di linea, sia durante le condizioni di funzionamento a regime sia durante i transitori. Risultati maggiormente soddisfacenti possono essere ottenuti ricorrendo a tecniche di controllo più complesse (vedi tecniche di controllo predittive per il bilanciamento delle capacità per un H-bridge 5-livelli).

### I.3 Modulazione vettoriale generalizzata

Le funzioni di commutazione di fase  $s_r$  (con  $r = 1, 2, 3$ ) in un convertitore  $m$  livelli sono definite dalla relazione:

$$\begin{cases} v_{ph,1} = s_1 E \\ v_{ph,2} = s_2 E \\ v_{ph,3} = s_3 E \end{cases} \quad (1.2)$$

in cui  $v_{ph,r}$  è la tensione del convertitore della fase  $r$  ed  $E$  è la tensione sui condensatori del dc-link (che in questa sede si suppongono perfettamente bilanciati).

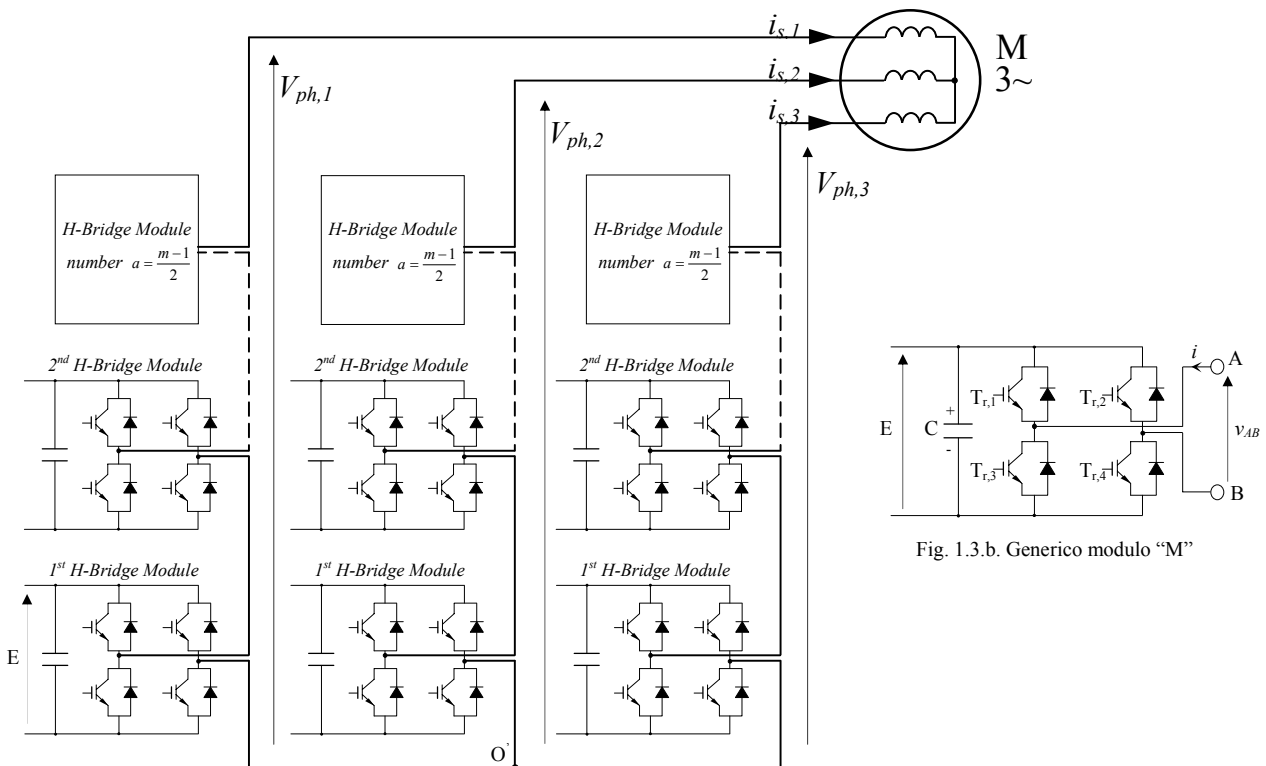


Fig. 1.3.a. Schema circuitale di un 3-livell cascaded H-Bridge

Fig. 1.3.b. Generico modulo "M"

In condizioni di funzionamento normale, le funzioni di commutazione possono assumere i seguenti valori:

$$s_r \in \{-a, -a+1, -a+2, \dots, a\} \quad \text{con } r = 1, 2, 3$$

in cui è stato posto:

$$a = \frac{m-1}{2}$$

Il vettore di tensione del convertitore si definisce come:

$$\mathbf{V} = \frac{2}{3} \sum_{r=1}^3 v_{ph,r} e^{j2\pi/3} = \frac{2}{3} E \sum_{r=1}^3 s_r e^{j2\pi/3} \quad (1.3)$$

I vettori generati dal convertitore possono essere suddivisi in due categorie:

- Vettori ridondanti: i vettori che possono essere ottenuti con più terne delle funzioni di commutazione. Definiamo grado di ridondanza  $n_R$  di un vettore di tensione il numero di terne di commutazione del vettore assegnato alternative alla terna assunta a riferimento. Un vettore con grado di ridondanza  $n_R$  può essere ottenuto in  $n_R + 1$  modalità distinte.
- Vettori non ridondanti: i vettori che possono essere ottenuti con una sola terna delle funzioni di commutazione.

Consideriamo un generico vettore  $\mathbf{V}$  con  $n_R$  ridondanze; sia  $s_1^d, s_2^d, s_3^d$  la  $d$ -esima terna che genera  $\mathbf{V}$  con  $1 \leq d \leq n_R + 1$ . In virtù della definizione di componente simmetrico, si può verificare che, scelte due terne qualsiasi, si ha:

$$s_r^{(2)} = s_r^{(1)} - 1; \quad s_r^{(3)} = s_r^{(1)} - 2; \quad s_r^{(n_R+1)} = s_r^{(1)} - n_R \quad (1.4)$$

Dalla precedente relazione è possibile risalire al grado di ridondanza  $n_R$  attraverso la terna di commutazione di riferimento. Infatti, tenendo conto che ogni funzione di commutazione può variare tra  $-a$  ed  $a$ , si deve verificare la seguente condizione:

$$s_r^d \geq -a$$

da cui:

$$s_r^{(1)} - (d-1) \geq -a \Rightarrow d \leq s_r^{(1)} + a + 1 \quad \forall r$$

La precedente condizione è implicitamente soddisfatta  $\forall r$  se:

$$d \leq \min(s_r^{(1)}) + a + 1$$

Infine si ottiene il grado di ridondanza:

$$n_R = \min\{s_1^{(1)}, s_2^{(1)}, s_3^{(1)}\} + (m-1)/2 \quad (1.5)$$

### A. Definizione dei vettori di modulazione

Considerato un convertitore ad  $m$  livelli, possiamo dividere il piano complesso  $x,y$  in 6 settori di  $60^\circ$  (vedi fig. I.4.a). Il generico settore, rappresentato in fig. I.4.b nel riferimento  $\xi,\eta$  ad esso solidale, può essere suddiviso in  $2(m-1)$  regioni triangolari. Ogni regione è delimitata da tre vettori di tensione che il convertitore è in grado di fornire in condizioni di funzionamento normale. E' facile verificare che il convertitore è in grado di generare sugli assi che delimitano il generico settore i seguenti vettori:

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{1,0} = \frac{2}{3} E e^{j0} \\ \mathbf{V}_{2,0} = \frac{4}{3} E e^{j0} \\ \vdots \\ \mathbf{V}_{m-1,0} = (m-1) \frac{2}{3} E e^{j0} \end{cases} \quad \begin{cases} \mathbf{V}_{0,1} = \frac{2}{3} E e^{j\pi/3} \\ \mathbf{V}_{0,2} = \frac{4}{3} E e^{j\pi/3} \\ \vdots \\ \mathbf{V}_{0,m-1} = (m-1) \frac{2}{3} E e^{j\pi/3} \end{cases} \quad (1.6)$$

Normalizzando l'ampiezza dei vettori rispetto a  $\frac{2}{3}E$ , è possibile riscrivere la precedente relazione in forma compatta come:

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{i,0} &= \frac{\mathbf{V}_{i,0}}{(2/3)E} = i e^{j0} && \text{con } 0 \leq i \leq m-1 \\ \mathbf{v}_{0,k} &= \frac{\mathbf{V}_{0,k}}{(2/3)E} = k e^{j\pi/3} && \text{con } 0 \leq k \leq m-1 \end{aligned} \quad (1.7)$$

Per  $i = 0$  e  $k = 0$  ovviamente si ottiene il vettore nullo.

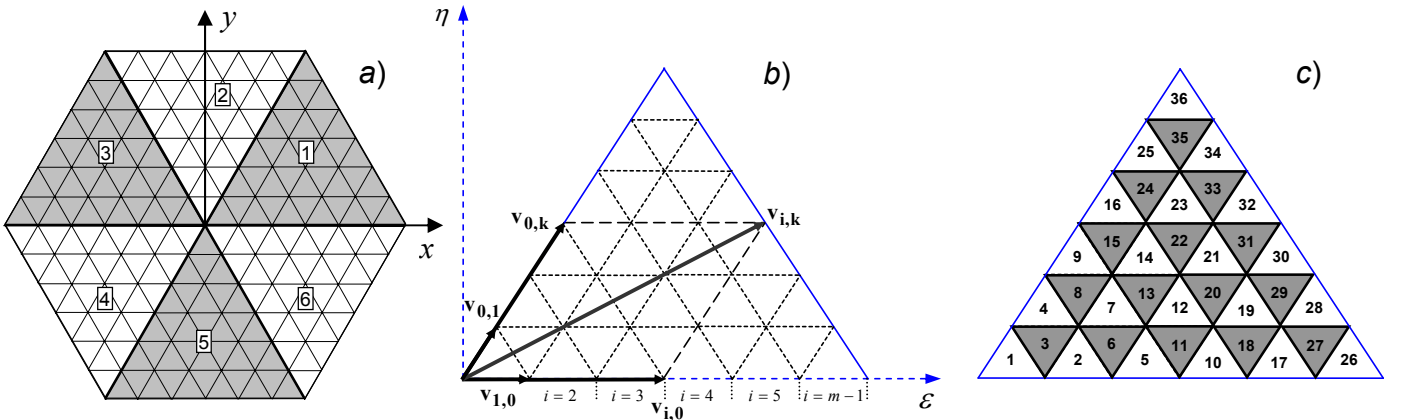


Fig.I.4: a) Piano complesso. b) Settore di  $60^\circ$  generico in coordinate  $\xi, \eta$ . c) Regioni triangolari di un settore di  $60^\circ$ .

Tutti i vettori di tensione che il convertitore è in grado di fornire possono essere espressi come combinazione lineare di  $\mathbf{v}_{i,0}$  e  $\mathbf{v}_{0,k}$  :

$$\mathbf{v}_{i,k} = \mathbf{v}_{i,0} + \mathbf{v}_{0,k} = i e^{j0} + k e^{j\pi/3} \quad \text{con} \quad \begin{cases} 0 \leq i \leq m-1 \\ 0 \leq k \leq m-1-i \end{cases} \quad (1.8)$$

Al fine di generalizzare la modulazione vettoriale, è importante stabilire quali sono i vettori che delimitano la generica regione. A questo scopo è utile raggruppare le regioni di modulazione in fasce di modulazione. La generica fascia di modulazione  $\rho$  (vedi fig. I.5) è quella porzione del settore di modulazione delimitata dalle rette  $\gamma_\rho$  e  $\gamma'_\rho$  di equazione:

$$\begin{cases} \gamma_\rho \equiv y' = -\sqrt{3}(x' - \rho) \\ \gamma'_\rho \equiv y' = -\sqrt{3}(x' - (\rho+1)) \end{cases} \quad \text{con} \quad 0 \leq \rho \leq m-2 \quad (1.9)$$

Tenendo in conto che la fascia di modulazione  $\rho$  comprende  $2\rho+1$  regioni e che le regioni comprese nella fasce di modulazione  $0,1,\dots, \rho-1$  sono  $\rho^2$ , allora la generica regione  $R_\nu$  appartenente alla fascia di modulazione  $\rho$  è individuata dagli indici  $\nu$  che soddisfano la relazione:

$$\rho^2 + 1 \leq \nu \leq (\rho+1)^2$$

E' opportuno esprimere la generica regione  $R_\nu$  in funzione degli indici  $\rho$  e  $\mu$ .

$$\nu = \rho^2 + \mu \quad (1.10)$$

Sulla base della (1.10), si può definire la regione  $R_{\rho,\mu}$  come la regione  $\mu$ -esima che appartiene alla fascia di modulazione  $\rho$ -esima. Per quanto detto, all'interno della fascia di modulazione  $\rho$ -esima, l'indice  $\mu$  soddisfa la relazione:

$$1 \leq \mu \leq 2\rho+1$$

D'altro canto, è facile verificare che i vettori  $\mathbf{v}_{i,k}$  i cui vertici cadono sulla retta  $\gamma_\rho$  soddisfano la relazione:

$$i+k = \rho$$

Due differenti classi di regioni possono essere individuate relativamente al valore dell'indice  $\mu$ .

Per  $\mu$  dispari (regione di tipologia 1), la regione  $R_{\rho,\mu}$  è delimitata dai vettori:

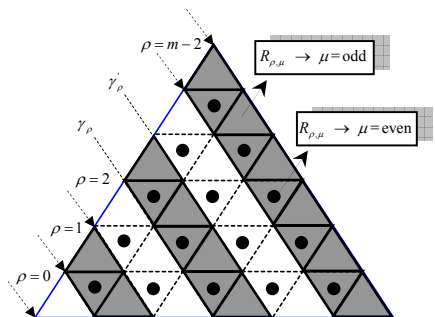


Fig. I.5 Generico settore diviso in regioni pari e dispari

$$\begin{cases} \mathbf{v}_1 = \mathbf{v}_{i,k} \\ \mathbf{v}_2 = \mathbf{v}_{i,k+1} \\ \mathbf{v}_3 = \mathbf{v}_{i+1,k} \end{cases} \quad \text{con } i = \rho - \frac{\mu-1}{2}, k = \frac{\mu-1}{2} \quad (1.11)$$

Quando  $\mu$  è pari (*regione di tipologia 2*), si ha:

$$\begin{cases} \mathbf{v}_1 = \mathbf{v}_{i,k} \\ \mathbf{v}_2 = \mathbf{v}_{i,k+1} \\ \mathbf{v}_3 = \mathbf{v}_{i-1,k+1} \end{cases} \quad \text{con } i = \rho - \left(\frac{\mu}{2} - 1\right), k = \frac{\mu}{2} - 1 \quad (1.12)$$

### B. Calcolo dei duty-cycles

Sia  $\mathbf{V}^*$  il vettore di tensione di riferimento. La modulazione di  $\mathbf{V}^*$  è effettuata parzializzando i tempi di applicazione dei vettori  $\mathbf{V}_1 = \frac{2}{3}E \mathbf{v}_1$ ,  $\mathbf{V}_2 = \frac{2}{3}E \mathbf{v}_2$  e  $\mathbf{V}_3 = \frac{2}{3}E \mathbf{v}_3$  che delimitano la regione all'interno della quale cade il vertice di  $\mathbf{V}^*$ . Indicando con  $T_m$  il periodo di modulazione, i tempi di applicazione  $T_1$ ,  $T_2$  e  $T_3$  di  $\mathbf{V}_1$ ,  $\mathbf{V}_2$  e  $\mathbf{V}_3$  devono soddisfare le seguenti relazioni:

$$\begin{cases} \int_0^{T_m} \mathbf{V}^* dt = \int_0^{T_1} \mathbf{V}_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \mathbf{V}_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_1+T_2+T_3} \mathbf{V}_3 dt \\ T_1 + T_2 + T_3 = T_m \end{cases} \quad (1.13)$$

da cui:

$$\begin{cases} \mathbf{v}^* = \mathbf{v}_1 \delta_1 + \mathbf{v}_2 \delta_2 + \mathbf{v}_3 \delta_3 \\ \delta_1 + \delta_2 + \delta_3 = 1 \end{cases} \quad (1.14)$$

in cui è stato posto:

$$\begin{cases} \mathbf{v}^* = \frac{\mathbf{V}^*}{(2/3)E} \\ \delta_1 = T_1 / T_m, \delta_2 = T_2 / T_m, \delta_3 = T_3 / T_m \end{cases} \quad (1.15)$$

La (1.15) si può riscrivere come:

$$\mathbf{v}^* = \mathbf{v}_1 \delta_1 + \mathbf{v}_2 \delta_2 + \mathbf{v}_3 [1 - (\delta_1 + \delta_2)] \quad (1.16)$$

La (1.16) permette il calcolo dei duty-cycles, una volta individuati i vettori di modulazione. Al fine di individuare la regione di modulazione (e quindi i vettori di modulazione), viene proposta la seguente procedura.

Ipotizziamo di modulare il vettore desiderato con i vettori  $\mathbf{v}_{1,0}$ ,  $\mathbf{v}_{0,1}$  e  $\mathbf{v}_{0,0}$ .

La (1.16) diventa:

$$\mathbf{v}^* = \Gamma_1^* \mathbf{v}_{1,0} + \Gamma_2^* \mathbf{v}_{0,1} \quad (1.17)$$

Dalla (1.17) si ricavano i duty-cycles  $\Gamma_1^*$  e  $\Gamma_2^*$  dei vettori  $\mathbf{v}_{1,0}$  e  $\mathbf{v}_{0,1}$ . Si noti che la somma di  $\Gamma_1^*$  e  $\Gamma_2^*$  è minore di 1 solo se  $\mathbf{v}^*$  cade nella prima regione di modulazione. Eguagliando la (1.16) alla (1.17), si ottiene:

$$\Gamma_1^* \mathbf{v}_{1,0} + \Gamma_2^* \mathbf{v}_{0,1} = \mathbf{v}_1 \delta_1 + \mathbf{v}_2 \delta_2 + \mathbf{v}_3 [1 - (\delta_1 + \delta_2)]$$

Supponendo che il vertice del vettore di riferimento cada in una regione di tipologia 1, tenendo in conto la (1.11) e la (1.12), si ha:

$$\Gamma_1^* \mathbf{v}_{1,0} + \Gamma_2^* \mathbf{v}_{0,1} = \mathbf{v}_{i,k} \delta_1 + \mathbf{v}_{i,k+1} \delta_2 + \mathbf{v}_{i+1,k} [1 - (\delta_1 + \delta_2)] \quad (1.18)$$

mentre per la tipologia 2, si ha:

$$\Gamma_1^* \mathbf{v}_{1,0} + \Gamma_2^* \mathbf{v}_{0,1} = \mathbf{v}_{i,k} \delta_1 + \mathbf{v}_{i,k+1} \delta_2 + \mathbf{v}_{i-1,k+1} [1 - (\delta_1 + \delta_2)] \quad (1.19)$$

D'altra parte, si ha:

$$\mathbf{v}_{i,k} = i \mathbf{v}_{1,0} + k \mathbf{v}_{0,1} \quad (1.20)$$

Sostituendo la (1.20) nella (1.18) per la tipologia 1, e la (1.20) nella (1.19) per la tipologia 2 si ha:

$$\bullet \text{ Tipologia 1} \Rightarrow \begin{cases} \delta_1 = (i+k+1) - (\Gamma_1^* + \Gamma_2^*) \\ \delta_2 = \Gamma_2^* - k \end{cases} \quad (1.21)$$

$$\bullet \text{ Tipologia 2} \Rightarrow \begin{cases} \delta_1 = k+1 - \Gamma_2^* \\ \delta_2 = \Gamma_1^* + \Gamma_2^* - (i+k) \end{cases} \quad (1.22)$$

Imponendo

$$\begin{cases} \delta_1 \leq 1 \\ \delta_2 \leq 1 \end{cases}$$

per entrambi le tipologie di regione, si ottiene:

$$\bullet \text{ Tipologia 1} \Rightarrow \begin{cases} i+k \leq \Gamma_1^* + \Gamma_2^* \\ k \geq \Gamma_2^* - 1 \end{cases} \quad (1.23)$$

$$\bullet \text{ Tipologia 2} \Rightarrow \begin{cases} i+k \geq \Gamma_1^* + \Gamma_2^* - 1 \\ k \leq \Gamma_2^* \end{cases} \quad (1.24)$$

La (1.23) e la (1.24) sono verificate contemporaneamente se  $i$  e  $k$  soddisfano le seguenti:

$$\begin{cases} i = \text{int}[\Gamma_1^* + \Gamma_2^*] - \text{int}[\Gamma_2^*] \\ k = \text{int}[\Gamma_2^*] \end{cases} \quad (1.25)$$

Dalle (1.25) si determina la fascia di modulazione:

$$\rho = i + k = \text{int}[\Gamma_1^* + \Gamma_2^*] \quad (1.26)$$

Per la determinazione della regione di modulazione è necessario individuarne la tipologia; a tale scopo è sufficiente imporre il vincolo relativo alla somma dei duty-cycles. In particolare:

$$\delta_1 + \delta_2 \leq 1$$

da cui:

$$i - \Gamma_1^* \leq 0 \quad \Rightarrow \quad \text{tipologia 1} \quad (1.27)$$

$$i - \Gamma_1^* > 0 \quad \Rightarrow \quad \text{tipologia 2} \quad (1.28)$$

Una volta nota la tipologia di regione, l'indice  $\mu$  che individua la regione di modulazione all'interno della fascia di modulazione (fornita dalla (1.26)) può essere calcolato agevolmente:

- Tipologia 1  $\Rightarrow \mu = 2k + 1$  (1.29)

- Tipologia 2  $\Rightarrow \mu = 2k + 2$  (1.30)

### C. Patterns di modulazione

A valle della determinazione della regione di modulazione (che consente di individuare i vettori di modulazione  $\mathbf{v}_1$ ,  $\mathbf{v}_2$  e  $\mathbf{v}_3$ ) e del calcolo dei duty-cycles  $\delta_1$ ,  $\delta_2$  e  $\delta_3$  dei vettori di modulazione, è necessario stabilire come applicare i vettori di modulazione all'interno del periodo di modulazione. A tal fine, è opportuno cercare di minimizzare le commutazioni del convertitore, facendo in modo che nel passaggio tra due vettori di tensione consecutivi commuti un solo componente del convertitore. Questa condizione può essere rispettata se i vettori di modulazione vengono ripartiti su 8 sub-intervalli di modulazione distribuiti su due periodi di modulazione, vedi fig. I.6.

In particolare dalla stessa si evince che:

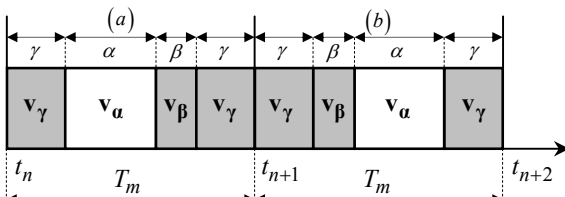


Fig. I.6. Intervallo di modulazione diviso in 4 sub-intervalli

- Il vettore  $\mathbf{v}_\gamma$  è applicato all'inizio ed alla fine di ogni intervallo di modulazione per un tempo complessivamente pari a  $\gamma T_m$  per ogni intervallo di modulazione;
- i vettori  $\mathbf{v}_\alpha$  e  $\mathbf{v}_\beta$  sono applicati rispettivamente per

$\alpha T_m$  e  $\beta T_m$  per ogni intervallo di modulazione; nel primo intervallo di modulazione  $\mathbf{v}_\alpha$  precede  $\mathbf{v}_\beta$ , mentre nel secondo si verifica la situazione opposta.

Il pattern di modulazione determina la corrispondenza tra  $\mathbf{v}_\alpha, \mathbf{v}_\beta, \mathbf{v}_\gamma$  e  $\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \mathbf{v}_3$ .

L'individuazione del pattern di modulazione avviene sulla base dell'analisi delle funzioni di commutazione. E' chiaro che, nel rispetto della minimizzazione delle commutazioni, nel passaggio tra due vettori di modulazione, due funzioni di commutazione devono rimanere invariate, mentre la rimanente deve scalare o aumentare di 1, in relazione all'intervallo di modulazione considerato. Conveniamo che:

- Nel primo intervallo di modulazione, in corrispondenza del passaggio tra un sub-intervallo e il successivo, una delle tre funzioni di commutazione scala di 1. La fase interessata dalla commutazione è di volta in volta differente. Si hanno quindi tre commutazioni distribuite uniformemente sulle tre fasi del convertitore (ogni fase commuta una volta nel periodo di modulazione). Per quanto detto, la funzione di commutazione dell'ultimo sub-intervallo si ottiene da quella del primo sub-intervallo scalando tutti i termini di 1. Questo assicura che il periodo di modulazione inizia e finisce con due configurazioni delle funzioni di commutazione che producono lo stesso vettore di tensione. Si evince quindi che il vettore  $\mathbf{v}_\gamma$  deve avere un grado di ridondanza  $n_R$  almeno pari ad uno.
- Nel secondo intervallo di modulazione, in corrispondenza del passaggio tra un sub-intervallo e il successivo, una delle tre funzioni di commutazione aumenta di 1. La sequenza di commutazione è speculare rispetto a quella che si verifica nel primo caso.

Per stabilire il pattern di modulazione è necessario esplicitare le funzioni di commutazione  $s_{1,i,k}, s_{2,i,k}, s_{3,i,k}$  del vettore  $\mathbf{v}_{i,k}$  per ogni settore di modulazione. Per convenzione il generico vettore di tensione sarà rappresentato dalla terna delle funzioni di commutazioni di riferimento  $s_1^{(1)}, s_2^{(1)}, s_3^{(1)}$ , vedi tab. I.2.

TABLE I.2  
FUNZIONI DI COMMUTAZIONE IN OGNI SETTORE

Settore	$s_{1,i,k}$	$s_{2,i,k}$	$s_{3,i,k}$
1	$a$	$a-i$	$a-\rho$
2	$a-k$	$a$	$a-\rho$
3	$a-\rho$	$a$	$a-i$
4	$a-\rho$	$a-k$	$a$
5	$a-i$	$a-\rho$	$a$
6	$a$	$a-\rho$	$a-k$

Dall'espressione delle funzioni di commutazione è agevole determinare il pattern di modulazione che minimizza le commutazioni del convertitore. E' descritta la procedura di determinazione del pattern per le regioni di tipologia 1 del primo settore. I vettori di modulazione (vedi la (1.11)) sono:

$$\begin{cases} \mathbf{v}_1 = \mathbf{v}_{i,k} \\ \mathbf{v}_2 = \mathbf{v}_{i,k+1} \\ \mathbf{v}_3 = \mathbf{v}_{i+1,k} \end{cases}$$



Da cui, attraverso la tab. I.2, si ottiene:

$$\begin{cases} \mathbf{v}_1 \Rightarrow s_{1,i,k} = a & s_{2,i,k} = a - i & s_{3,i,k} = a - \rho \\ \mathbf{v}_2 \Rightarrow s_{1,i,k} = a & s_{2,i,k} = a - i & s_{3,i,k} = a - (\rho + 1) \\ \mathbf{v}_3 \Rightarrow s_{1,i,k} = a & s_{2,i,k} = a - (i + 1) & s_{3,i,k} = a - (\rho + 1) \end{cases} \quad (1.31)$$

Dalla (1.31) è immediato verificare che il pattern di modulazione che soddisfa la richiesta di minimizzazione delle commutazioni è il seguente:

$$\bullet \text{ Primo intervallo di modulazione} \Rightarrow \begin{cases} \mathbf{v}_1 \equiv [a, a - i, a - \rho] \\ \mathbf{v}_2 \equiv [a, a - i, a - (\rho + 1)] \\ \mathbf{v}_3 \equiv [a, a - (i + 1), a - (\rho + 1)] \\ \mathbf{v}_1 \equiv [a - 1, a - (i + 1), a - (\rho + 1)] \end{cases} \quad (1.32)$$

$$\bullet \text{ Secondo intervallo di modulazione} \Rightarrow \begin{cases} \mathbf{v}_1 \equiv [a - 1, a - (i + 1), a - (\rho + 1)] \\ \mathbf{v}_3 \equiv [a, a - (i + 1), a - (\rho + 1)] \\ \mathbf{v}_2 \equiv [a, a - i, a - (\rho + 1)] \\ \mathbf{v}_1 \equiv [a, a - i, a - \rho] \end{cases} \quad (1.33)$$

Il pattern di modulazione determinato può essere indicato con la corrispondenza tra  $\mathbf{v}_1$ ,  $\mathbf{v}_2$ ,  $\mathbf{v}_3$  e  $\mathbf{v}_\alpha$ ,  $\mathbf{v}_\beta$ , e  $\mathbf{v}_\gamma$ . Si ha:

$$\begin{cases} \mathbf{v}_\gamma = \mathbf{v}_1 \\ \mathbf{v}_\alpha = \mathbf{v}_2 \\ \mathbf{v}_\beta = \mathbf{v}_3 \end{cases} \quad (1.34)$$

La (1.34) stabilisce il pattern di modulazione.

A partire dal pattern di riferimento stabilito dalla tab. I.2 è possibile costruire dei patterns di modulazione equivalenti scalando in ogni sub-intervallo di modulazione le funzioni di commutazione di un intero positivo  $q$ . Il numero di patterns equivalenti che è possibile costruire dipende dal minimo valore che le funzioni di commutazione del pattern di riferimento assumono nei 4 sub-intervalli. Nel caso delle (1.32) il minimo valore assunto dalle funzioni di commutazione è  $a - (\rho + 1)$ . Il numero di patterns di modulazione può essere dedotto imponendo il seguente vincolo:

$$a - (\rho + 1) - q \geq -a \quad (1.35)$$

da cui:

$$q \leq 2a - (\rho + 1) \quad (1.36)$$

Pertanto i patterns a disposizione sono  $2a - \rho$ . Si può verificare che questo risultato è generale; in altri termini il numero di patterns a disposizione non dipendono dalla tipologia della regione e dal settore di modulazione, ma sono funzione solo del numero di livelli e della fascia di modulazione. In tabella I.3 sono riportati i patterns di modulazione di riferimento per ogni settore e per le due tipologie di regione.

TABLE I.3  
CORRISPONDENZA TRA VETTORI

Settore	Tipo di Regione	$\mathbf{v}_\gamma$	$\mathbf{v}_\alpha$	$\mathbf{v}_\beta$
1, 3, 5	1	$\mathbf{v}_{i,k}$	$\mathbf{v}_{i,k+1}$	$\mathbf{v}_{i+1,k}$
	2	$\mathbf{v}_{i-1,k+1}$	$\mathbf{v}_{i,k}$	$\mathbf{v}_{i,k+1}$
2, 4, 6	1	$\mathbf{v}_{i,k}$	$\mathbf{v}_{i+1,k}$	$\mathbf{v}_{i,k+1}$
	2	$\mathbf{v}_{i-1,k+1}$	$\mathbf{v}_{i,k+1}$	$\mathbf{v}_{i,k}$

#### I.4 Bilanciamento delle capacità per convertitori multilivello

Per bilanciare le capacità è possibile sfruttare le ridondanze di configurazione messe a disposizione dalla particolare topologia presa in esame.

In particolare, le correnti iniettate nei punti centrali delle capacità dipendono dall'indice di modulazione in quanto sono funzione della fascia di modulazione. Queste correnti possono essere modificate sfruttando la ridondanza del vettore che apre e chiude il pattern di modulazione; questo vettore è univocamente determinato nelle regioni di tipologia 1, mentre nelle regioni di tipologia 2 è funzione della sequenza di modulazione prescelta (2.a o 2.b).

Dal momento che il bilanciamento delle capacità è ottenuto sfruttando le ridondanze di questo vettore, è opportuno scegliere nelle regioni di tipologia 2 la sequenza di modulazione che massimizza il tempo di applicazione di questo vettore. Questa condizione è automaticamente soddisfatta suddividendo le regioni di tipologia 2 nelle sub-regioni 2.a e 2.b.

Indicando con  $\rho$  l'indice della fascia di appartenenza della regione di modulazione e con  $n_p$  l'indice del pattern di modulazione scelto, è possibile individuare le capacità condizionate dagli effetti della modulazione prescelta.

##### A. Bilanciamento delle capacità per un NPC multilivello

Infatti, se con  $N$  indichiamo il numero delle capacità è facile verificare che  $\rho$  varia tra 1 ed  $N$  mentre  $n_p$  varia tra 1 ed  $N - (\rho - 1)$ . Ad esempio per un NPC 5 livelli abbiamo 4 fasce di modulazione ( $N=4$ ) e nella

fascia 2 abbiamo a disposizione 3 pattern di modulazione ( $N-(\rho-1) = 3$ ). Per ogni pattern di modulazione il vettore di apertura e chiusura condiziona le seguenti capacità:

$$n_p = 1 \Rightarrow \begin{cases} \mathbf{v}_+ \rightarrow (C_1) \\ \mathbf{v}_- \rightarrow (C_2) \end{cases}$$

$$n_p = 2 \Rightarrow \begin{cases} \mathbf{v}_+ \rightarrow (C_2) \\ \mathbf{v}_- \rightarrow (C_3) \end{cases}$$

$$n_p = 3 \Rightarrow \begin{cases} \mathbf{v}_+ \rightarrow (C_3) \\ \mathbf{v}_- \rightarrow (C_4) \end{cases}$$

Nella fascia 3 per ogni pattern il vettore dominante condiziona 2 capacità:

$$n_p = 1 \Rightarrow \begin{cases} \mathbf{v}_+ \rightarrow (C_1, C_2) \\ \mathbf{v}_- \rightarrow (C_2, C_3) \end{cases}$$

$$n_p = 2 \Rightarrow \begin{cases} \mathbf{v}_+ \rightarrow (C_2, C_3) \\ \mathbf{v}_- \rightarrow (C_3, C_4) \end{cases}$$

Infine per la fascia 4 si ha:

$$n_p = 1 \Rightarrow \begin{cases} \mathbf{v}_+ \rightarrow (C_1, C_2, C_3) \\ \mathbf{v}_- \rightarrow (C_2, C_3, C_4) \end{cases}$$

Pertanto, in generale è possibile individuare la seguente relazione:

$$\begin{cases} \mathbf{v}_+ \rightarrow (C_{n_p}, C_{n_p+1}, \dots, C_{n_p+\rho-2}) \\ \mathbf{v}_- \rightarrow (C_{n_p+1}, C_{n_p+2}, \dots, C_{n_p+\rho-1}) \end{cases} \quad n_p = 1, 2, \dots, N - \rho + 1 \quad \rho = 1, 2, \dots, N \quad (1.37)$$

Indicando con  $p$  la potenza che fluisce dalle fasi del convertitore al dc-link, la (1.37) si può riscrivere in termini di derivate delle tensioni sulle capacità come:

$$\begin{cases} \mathbf{v}_+ \rightarrow \frac{d}{dt} \sum_{r=0}^{\rho-2} E_{n_p+r} > 0 \\ \mathbf{v}_- \rightarrow \frac{d}{dt} \sum_{r=0}^{\rho-2} E_{n_p+1+r} < 0 \end{cases} \quad p > 0 \quad n_p = 1, 2, \dots, N - \rho + 1 \quad \rho = 1, 2, \dots, N \quad (1.38)$$

Ciò si traduce nel controllo delle seguenti tensioni dei punti centrali:

$$\begin{cases} \mathbf{v}_+ \rightarrow \frac{d}{dt} \sum_{r=1}^{\rho-1} e_{n_p+r-1} > 0 \\ \mathbf{v}_- \rightarrow \frac{d}{dt} \sum_{r=1}^{\rho-1} e_{n_p+r-1} < 0 \end{cases} \quad p > 0 \quad n_p = 1, 2, \dots, N - \rho + 1 \quad \rho = 1, 2, \dots, N \quad (1.39)$$

Da questa relazione si evince che nella fascia 2 è possibile controllare individualmente le tensioni  $e_r$  scegliendo opportunamente  $n_p$ . Ad esempio il pattern  $n_p = 1$  controlla la tensione  $E_1$ , il pattern  $n_p = 2$  controlla la tensione  $E_2$  e così via. Nelle altre fasce invece è possibile controllare solo la somma delle tensioni  $E_r$ . Ad esempio nella fascia 3 il pattern  $n_p = 1$  controlla  $E_1 + E_2$ , il pattern  $n_p = 2$  controlla  $E_2 + E_3$  e così via. Nell'ultima fascia (indice di modulazione elevato) è possibile controllare solo la somma di tutte le tensioni dei punti centrali e il pattern di modulazione è unico.

In ogni caso il bilanciamento delle capacità può essere realizzato processando l'errore  $E_{r,eq} - E_{r,eq}^*$  in un regolatore PI con costanti opportune.

### *B. Bilanciamento delle capacità per un H-Bridge*

La topologia H-Bridge consente di realizzare efficacemente il bilanciamento delle capacità per le diverse condizioni di funzionamento (anche con indici di modulazione elevati).

Le ridondanze dei vettori della stella ci consentono di avere a disposizione diversi pattern di modulazione per la particolare regione considerata. Facendo riferimento al primo settore di  $60^\circ$ , per ogni fascia avremo a disposizione  $n_p$  patterns se con  $n_p$  abbiamo indicato la ridondanza dei vettori della fascia considerata.

Ogni pattern sarà costituito dai tre vettori che delimitano la regione, dove il vettore dominante sarà applicato all'inizio e alla fine del pattern per un tempo complessivamente pari al corrispondente duty-cycle. La costruzione del pattern avviene rispettando ovviamente le condizioni:

1. una sola fase deve commutare nel passaggio da un vettore tensione ad un altro;
2. la commutazione precedente deve comportare un decremento di -1 nel livello di tensione della fase interessata.

L'individuazione del pattern non è univoca per tutte quelle regioni che hanno il vertice del triangolo verso il basso. Infatti, per queste regioni, non essendoci unicità nei vettori dominanti, è sempre possibile costruire due serie di pattern rispettando le condizioni suddette, partendo alternativamente dall'uno o dall'altro vettore dominante.

Riferendoci ad un H-Bridge 5-livelli avremo, per la regione 1, la situazione seguente:

vettore dominante = 222, 111, 000, -1-1-1, -2-2-2

$n_p = 4$  (pari al numero di livelli meno il numero della fascia)

TABLE I.4  
PATTERNS DI MODULAZIONE PER LA REGIONE 1

<b>Regione 1</b>			
<i>Pattern</i>	<i>Fase 1</i>	<i>Fase 2</i>	<i>Fase 3</i>
1	2	2	2
	2	2	1
	2	1	1
	1	1	1
2	1	1	1
	1	1	0
	1	0	0
	0	0	0
3	0	0	0
	0	0	-1
	0	-1	-1
	-1	-1	-1
4	-1	-1	-1
	-1	-1	-2
	-1	-2	-2
	-2	-2	-2

Mentre per la regione 3 (vertice verso il basso) avremo una doppia serie di pattern di modulazione:

vettore dominante 1 = 211, 100, 0-1-1, -1-2-2

vettore dominante 2 = 221, 110, 00-1, -1-1-2

$N_R = 3$  (pari al numero di livelli meno il numero della fascia)

TABLE I.5  
PATTERNS DI MODULAZIONE PER LA REGIONE 3

<b>Regione 3</b> vettore dominante: 211			
<i>Pattern</i>	<i>Fase 1</i>	<i>Fase 2</i>	<i>Fase 3</i>
1	2	1	1
	2	1	0
	1	1	0
	1	0	0
2	1	0	0
	1	0	-1
	0	0	-1
	0	-1	-1
3	0	-1	-1
	0	-1	-2
	-1	-1	-2
	-1	-2	-2

TABLE I.6  
PATTERNS DI MODULAZIONE PER LA REGIONE 3

<b>Regione 3</b> vettore dominante: 221			
<i>Pattern</i>	<i>Fase 1</i>	<i>Fase 2</i>	<i>Fase 3</i>
1	2	2	1
	2	1	1
	2	1	0
	1	1	0
2	1	1	0
	1	0	0
	1	0	-1
	0	0	-1
3	0	0	-1
	0	-1	-1
	0	-1	-2
	-1	-1	-2

Per mettere appunto una opportuna strategia di controllo per il bilanciamento delle capacità, è indispensabile osservare che:

- quando la componente del vettore sulla fase è pari a 2 o a -2, abbiamo a disposizione una sola configurazione topologica che prevede il collegamento ad entrambe le capacità senza alcuna possibilità di discriminare il prelievo di potenza tra le capacità. Volendo associare a questa considerazione un indice che porti in conto la possibilità di bilanciamento delle capacità (indice =  $e_b$ ), possiamo affermare che in questo caso  $e_b = 0$ ;

- quando la componente del vettore sulla fase è pari ad 1 o a -1, abbiamo a disposizione una doppia configurazione topologica che ci consente di poter caricare o scaricare una delle capacità considerate in funzione del flusso di potenza. In tal caso è evidente che la possibilità di bilanciamento è superiore rispetto al caso precedente, all'indice  $e_b$  assoceremo il valore  $e_b = 1$ ;
- quando la componente del vettore sulla fase è pari a 0, abbiamo a disposizione tre configurazioni topologiche; è evidente che le possibilità di bilanciamento sono maggiori che nel caso precedente, pertanto  $e_b = 2$ .

In definitiva, per poter effettuare il bilanciamento delle capacità possiamo agire:

1. sulla scelta del pattern di modulazione, prediligendo quei pattern che hanno complessivamente una efficacia di bilanciamento maggiore;
2. sul tempo di applicazione del primo e dell'ultimo vettore, ricordando che la somma dei due tempi deve essere sempre pari al corrispondente duty-cycles;
3. sulla configurazione topologica per ottenere le componenti di un determinato vettore di tensione.

Ovviamente, una scelta oculata di questi tre parametri, non può prescindere da una valutazione quantitativa e non soltanto qualitativa.

L'obiettivo è quello di calcolare il valore medio di corrente iniettato nelle capacità, per ogni pattern di modulazione e nelle diverse regioni in funzione della configurazione topologica. La conoscenza di questo valor medio ci consentirà di fare la scelta opportuna per ridurre al minimo lo sbilanciamento delle capacità e per valutare i duty-cycle del primo e ultimo vettore del pattern scelto.

### C. *Calcolo valor medio di corrente iniettato nelle capacità*

Per poter effettuare la valutazione del valor medio di corrente iniettato nelle capacità relativamente ad ogni pattern di modulazione e per ciascuna delle regioni dei 6 settori, è indispensabile calcolare i duty-cycles dei componenti controllati per i diversi casi e conoscere la corrente di fase  $i_{s,j}$ , infatti, indicando con  $i_{n,j}$  la corrente iniettata nelle capacità, essa è pari:

$$i_{n,j} = \left[ (d_{1,j} - d_{2,j}) - (d_{3,j} - d_{4,j}) \right] \cdot i_{s,j} \quad (1.40)$$

I duty-cycles indicati nella (1.40) rappresentano i segnali di comando dei componenti superiori dei due moduli di fase.

Ai duty-cycles può essere fornita un'espressione che tenga conto del tipo di modulazione attuata. In particolare, ricordando che la modulazione viene effettuata con i tre vettori più vicini al vettore desiderato, e che il vettore dominante del pattern di modulazione scelto (a sua volta dipendente dalla tipologia della regione) viene applicato all'inizio ed alla fine del tempo di campionamento, otteniamo che:

$$d_{i,j} = gd(i, seq\_gen_{j,1}) \cdot \delta / 2 + gd(i, seq\_gen_{j,2}) \cdot \alpha + gd(i, seq\_gen_{j,3}) \cdot \beta + gd(i, seq\_gen_{j,4}) \delta / 2 \quad (1.41)$$

Dove con  $gd$  si indicano quelle funzioni, dipendenti dalla fase e dal componente del vettore desiderato, che forniscono i coefficienti per calcolare i duty-cycles. E' evidente che la determinazione delle  $gd$  ha qualche grado di libert  che pu  essere eliminato ricorrendo ad alcune considerazioni.

La scelta della configurazione topologica attraverso la quale fornire una componente del vettore desiderato non   univoca soltanto quando detta componente   compresa tra 1 ed -1. Infatti gli altri due valori (2 e -2) ci obbligano ad effettuare una scelta ben precisa per la configurazione topologica da adottare per la fase in questione. Se indichiamo con  $u$  una variabile che: quando vale 1 ci consente di caricare esclusivamente la capacit  superiore (in ipotesi di potenza positiva), quando vale -1 carica esclusivamente la capacit  inferiore e per i valori intermedi ripartisce proporzionalmente la potenza destinata alle relative capacit , possiamo ottenere le seguenti espressioni per le  $gd$ :

$$d_1 \rightarrow \begin{cases} gd(1, -2) = 0 \\ gd(1, -1) = (1+u)/2 \\ gd(1, 0) = (1+u)/2 \\ gd(1, +1) = 1 \\ gd(1, +2) = 1 \end{cases} \quad d_3 \rightarrow \begin{cases} gd(3, -2) = 0 \\ gd(3, -1) = (1-u)/2 \\ gd(3, 0) = (1-u)/2 \\ gd(3, +1) = 1 \\ gd(3, +2) = 1 \end{cases} \quad (1.42)$$

$$d_2 \rightarrow \begin{cases} gd(2, -2) = 1 \\ gd(2, -1) = 1 \\ gd(2, 0) = (1-u)/2 \\ gd(2, +1) = (1-u)/2 \\ gd(2, +2) = 0 \end{cases} \quad d_4 \rightarrow \begin{cases} gd(4, -2) = 1 \\ gd(4, -1) = 1 \\ gd(4, 0) = (1+u)/2 \\ gd(4, +1) = (1+u)/2 \\ gd(4, +2) = 0 \end{cases}$$

Dove con 0 abbiamo indicato che il componente corrispondente   spento, mentre con 1   acceso.

Pertanto, note le funzioni  $gd$ , per conoscere i duty-cycles relativamente al vettore applicato ed alla fase considerata, abbiamo bisogno di esplicitare le componenti  $\alpha, \beta$  e  $\delta$ . In particolare, come gi  anticipato, dette componenti sono valutabili imponendo che le componenti secondo i versori dei vettori di modulazione di tentativo siano uguali a quelle degli effettivi vettori di modulazione. Le componenti di tentativo nei 6 settori sono:

$$\begin{aligned} \Gamma_1^*(1) &= \frac{8}{\sqrt{3}} m \cdot \cos\left(\varphi + \frac{\pi}{6}\right) & \Gamma_1^*(2) &= \frac{8}{\sqrt{3}} m \cdot \cos\left(\varphi - \frac{\pi}{6}\right) & \Gamma_1^*(3) &= \frac{8}{\sqrt{3}} m \cdot \cos\left(\varphi - \frac{\pi}{2}\right) \\ \Gamma_2^*(1) &= \frac{8}{\sqrt{3}} m \cdot \sin(\varphi) & \Gamma_2^*(2) &= \frac{8}{\sqrt{3}} m \cdot \sin\left(\varphi - \frac{\pi}{3}\right) & \Gamma_2^*(3) &= \frac{8}{\sqrt{3}} m \cdot \sin\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (1.43)$$

$$\begin{aligned}
\Gamma_1^*(4) &= \frac{8}{\sqrt{3}} m \cdot \cos\left(\varphi - \frac{5\pi}{6}\right) & \Gamma_1^*(5) &= \frac{8}{\sqrt{3}} m \cdot \cos\left(\varphi - \frac{7\pi}{6}\right) & \Gamma_1^*(6) &= \frac{8}{\sqrt{3}} m \cdot \cos\left(\varphi - \frac{3\pi}{2}\right) \\
\Gamma_2^*(4) &= \frac{8}{\sqrt{3}} m \cdot \sin(\varphi - \pi) & \Gamma_2^*(5) &= \frac{8}{\sqrt{3}} m \cdot \sin\left(\varphi - \frac{4\pi}{3}\right) & \Gamma_2^*(6) &= \frac{8}{\sqrt{3}} m \cdot \sin\left(\varphi - \frac{5\pi}{3}\right)
\end{aligned} \tag{1.44}$$

Ricordando che:

$$\begin{aligned}
\alpha &= \Gamma_2^* - j & \text{tipologia 1} & \\
\beta &= \Gamma_1^* - i & &
\end{aligned} \tag{1.45}$$

$$\begin{aligned}
\alpha &= 1 + \Gamma_1^* + \Gamma_2^* - (i + j) & \text{tipologia 2.a} & \\
\beta &= i - \Gamma_1^* & &
\end{aligned} \tag{1.46}$$

$$\begin{aligned}
\alpha &= j - \Gamma_2^* & \text{tipologia 2.b} & \\
\beta &= 1 + \Gamma_1^* + \Gamma_2^* - (i + j) & &
\end{aligned} \tag{1.47}$$

con  $\delta = 1 - (\alpha + \beta)$ , possiamo valutare la corrente iniettata nelle capacità per ogni settore e per ogni valore dell'indice di modulazione.

Affinché si possa quantificare il contributo della corrente alla carica o scarica della singola capacità, dobbiamo conoscerne il valor medio integrando detta corrente su tutti i settori. L'integrale risulta essere la somma di diversi integrali in dipendenza dell'indice di modulazione; infatti a seconda dell'appartenenza dell'indice di modulazione ad un determinato intervallo (vedi tab. I.7) attraverseremo differenti regioni di un settore, e siccome ad ogni regione corrisponde una diversa espressione della corrente iniettata, avremo una somma di differenti integrali con gli estremi di integrazione dipendenti dall'indice di modulazione.

Calcolando l'integrale per la prima fascia di appartenenza, per la prima fase, al variare dell'indice di modulazione e per alcuni valori notevoli dell'angolo  $\psi \in (0, \pi/6, \pi/3, \pi/2)$ , in corrispondenza dei quali cambia il segno relativo al contributo di alcuni integrali in quanto la corrente diventa negativa per alcuni settori, si evince che il valor medio di corrente iniettata nelle capacità è indipendente sia da  $m$  che da  $\psi$  ed ha la seguente espressione:

$$i_{n,medio}^{1,1,(222)} = \frac{1}{\pi} u \cdot I_{s1} \tag{1.48}$$

Ovviamente questo valor medio di corrente è stato valutato utilizzando il primo pattern della regione che ha come vettore di partenza (222); cambiando il pattern si ha la possibilità di incidere maggiormente sul valor medio della corrente iniettata in quanto, per la particolare topologia della struttura, aumentano le possibilità di discriminare il prelievo di potenza tra le capacità in questione. In particolare, utilizzando come vettore del pattern di partenza (111), l'espressione del valor medio di corrente iniettata diventa:



$$i_{n,medio}^{1,1,(111)} = \frac{3}{\pi} u \cdot I_{S1} \quad (1.49)$$

TAB.1.4 – INTERVALLI INDICI DI MODULAZIONE E RELATIVI ANGOLI DI TRANSIZIONE

Fascia di appartenenza	Intervalli indice modulazione m	Regioni di modulazione	Angoli di transizione
1	$0 \leq m \leq \frac{\sqrt{3}}{8}$	1	
2	$\frac{\sqrt{3}}{8} \leq m \leq \frac{1}{4}$	1, 3, 1	$\varphi_{1,3} = \arcsin\left(\frac{\sqrt{3}}{8m}\right) - \frac{\pi}{3}$ $\varphi_{3,1} = -\arcsin\left(\frac{\sqrt{3}}{8m}\right) + \frac{2\pi}{3}$
3	$\frac{1}{4} \leq m \leq \frac{\sqrt{3}}{4}$	2, 3, 4	$\varphi_{2,3} = -\arcsin\left(\frac{\sqrt{3}}{8m}\right) + \frac{\pi}{3}$ $\varphi_{3,4} = \arcsin\left(\frac{\sqrt{3}}{8m}\right)$
4	$\frac{\sqrt{3}}{4} \leq m \leq \frac{1}{2}$	2, 6, 7, 8, 4	$\varphi_{2,6} = \arcsin\left(\frac{\sqrt{3}}{4m}\right) - \frac{\pi}{3}$ $\varphi_{6,7} = \arcsin\left(\frac{\sqrt{3}}{8m}\right)$ $\varphi_{7,8} = -\arcsin\left(\frac{\sqrt{3}}{8m}\right) + \frac{\pi}{3}$ $\varphi_{8,4} = -\arcsin\left(\frac{\sqrt{3}}{4m}\right) + \frac{2\pi}{3}$
5	$\frac{1}{2} \leq m \leq 3\frac{\sqrt{3}}{8}$	5, 6, 7, 8, 9	$\varphi_{5,6} = -\arcsin\left(\frac{\sqrt{3}}{4m}\right) + \frac{\pi}{3}$ $\varphi_{6,7} = \arcsin\left(\frac{\sqrt{3}}{8m}\right)$ $\varphi_{7,8} = -\arcsin\left(\frac{\sqrt{3}}{8m}\right) + \frac{\pi}{3}$ $\varphi_{8,9} = \arcsin\left(\frac{\sqrt{3}}{4m}\right)$
6	$3\frac{\sqrt{3}}{8} \leq m \leq \frac{\sqrt{7}}{4}$	5, 6, 7, 13, 7, 8, 9,	$\varphi_{5,6} = -\arcsin\left(\frac{\sqrt{3}}{4m}\right) + \frac{\pi}{3}$ $\varphi_{6,7} = \arcsin\left(\frac{\sqrt{3}}{8m}\right)$ $\varphi_{7,13} = \arcsin\left(\frac{3\sqrt{3}}{8m}\right) - \frac{\pi}{3}$ $\varphi_{13,7} = -\arcsin\left(\frac{3\sqrt{3}}{8m}\right) + \frac{2\pi}{3}$ $\varphi_{7,8} = -\arcsin\left(\frac{\sqrt{3}}{8m}\right) + \frac{\pi}{3}$ $\varphi_{8,9} = \arcsin\left(\frac{\sqrt{3}}{4m}\right)$

<b>7</b>	$\frac{\sqrt{7}}{4} \leq m \leq \frac{3}{4}$	5, 11, 12, 13, 14, 15, 9	$\gamma_{5,11} = \arcsin\left(\frac{3\sqrt{3}}{8m}\right) - \frac{\pi}{3}$ $\gamma_{11,12} = \arcsin\left(\frac{\sqrt{3}}{8m}\right)$ $\gamma_{12,13} = -\arcsin\left(\frac{\sqrt{3}}{4m}\right) + \frac{\pi}{3}$ $\gamma_{13,14} = \arcsin\left(\frac{\sqrt{3}}{4m}\right)$ $\gamma_{14,15} = -\arcsin\left(\frac{\sqrt{3}}{8m}\right) + \frac{\pi}{3}$ $\gamma_{15,9} = -\arcsin\left(\frac{3\sqrt{3}}{8m}\right) + \frac{2\pi}{3}$
<b>8</b>	$\frac{3}{4} \leq m \leq \frac{\sqrt{3}}{2}$	10, 11, 12, 13, 14, 15, 16	$\gamma_{10,11} = -\arcsin\left(\frac{3\sqrt{3}}{8m}\right) + \frac{\pi}{3}$ $\gamma_{11,12} = \arcsin\left(\frac{\sqrt{3}}{8m}\right)$ $\gamma_{12,13} = -\arcsin\left(\frac{\sqrt{3}}{4m}\right) + \frac{\pi}{3}$ $\gamma_{13,14} = \arcsin\left(\frac{\sqrt{3}}{4m}\right)$ $\gamma_{14,15} = -\arcsin\left(\frac{\sqrt{3}}{8m}\right) + \frac{\pi}{3}$ $\gamma_{15,16} = \arcsin\left(\frac{3\sqrt{3}}{8m}\right)$
<b>9</b>	$\frac{\sqrt{3}}{2} \leq m \leq \frac{\sqrt{13}}{4}$	10,11,12,s,14,15,16	$\gamma_{10,11} = -\arcsin\left(\frac{3\sqrt{3}}{8m}\right) + \frac{\pi}{3}$ $\gamma_{11,12} = \arcsin\left(\frac{\sqrt{3}}{8m}\right)$ $\gamma_{12,s} = \arcsin\left(\frac{\sqrt{3}}{2m}\right) - \frac{\pi}{3}$ $\gamma_{s,14} = -\arcsin\left(\frac{\sqrt{3}}{2m}\right) + \frac{2\pi}{3}$ $\gamma_{14,15} = -\arcsin\left(\frac{\sqrt{3}}{8m}\right) + \frac{\pi}{3}$ $\gamma_{15,16} = \arcsin\left(\frac{3\sqrt{3}}{8m}\right)$
<b>10</b>	$\frac{\sqrt{13}}{4} \leq m \leq 1$	10,s,16	$\gamma_{10,s} = \arcsin\left(\frac{\sqrt{3}}{2m}\right) - \frac{\pi}{3}$ $\gamma_{s,16} = -\arcsin\left(\frac{\sqrt{3}}{2m}\right) + \frac{2\pi}{3}$

L'espressione (1.49) caratterizza il valor medio di corrente iniettata anche quando si parte dal vettore (000), mentre nel caso in cui si parta dal vettore (-1-1-1) si ottiene nuovamente l'espressione (1.48).

Analizzando alla stessa stregua la situazione nelle altre fasce (per diversi intervalli dell'indice di modulazione), notiamo che le condizioni favorevoli che riscontrano nella fascia 1 non sempre si riscontrano nelle altre fasce.

#### *Fascia 2*

Per quest'intervallo dell'indice di modulazione possiamo notare che si conserva l'indipendenza dall'angolo  $\psi$  ma non l'indipendenza da  $m$ .

$$i_{n,medio}^{2,1,(222)} = \frac{1}{8\pi} \left[ -\sqrt{3} + 16m + \sqrt{3} \cdot \sqrt{64m^2 - 3} \right] \frac{u}{m} \cdot I_{s1} \quad (1.50)$$

#### *Fascia 3*

Nella fascia 3 la corrente iniettata nelle capacità ritorna ad essere indipendente dalla fase della corrente e dall'indice di modulazione.

$$i_{n,medio}^{3,1,(222)} = \frac{2}{\pi} u \cdot I_{s1} \quad (1.51)$$

#### *Fasce 4,5,6,7,8,9,10*

Da quest'intervallo dell'indice di modulazione, e per tutte le altre fasce, possiamo notare che l'espressione del valor medio della corrente iniettata nelle capacità sarà sempre dipendente dall'angolo  $\psi$  e da  $m$ .

La complessità delle espressioni delle correnti iniettate suggerisce un'analisi grafica di più semplice ed immediata interpretazione.

Nella fig. I.7 è riportato l'andamento del valor medio della corrente iniettata in funzione di  $m$  (partendo sempre dal primo pattern a disposizione) per tutte le fasce di modulazione e per quattro valori dell'angolo  $\psi \in (0, \pi/6, \pi/3, \pi/2)$ .

Da questa figura osserviamo come, al crescere dell'indice di modulazione, l'incisività sul bilanciamento delle capacità va riducendosi per la scarsità di configurazioni topologiche che si hanno a disposizione. Questa condizione si amplifica, ovviamente, quando siamo in sovr modulazione. I migliori risultati in termini di bilanciamento, a parità delle altre condizioni, possono essere ottenuti quando l'angolo  $\psi$  è pari a  $\pi/2$ . Per valori negativi dell'angolo  $\psi$ , pur invertendosi il flusso di potenza, non si hanno variazioni sul valor medio della corrente iniettata (il grafico a  $\psi = -\pi/2$  è sovrapposto a quello a  $\psi = \pi/2$ ).

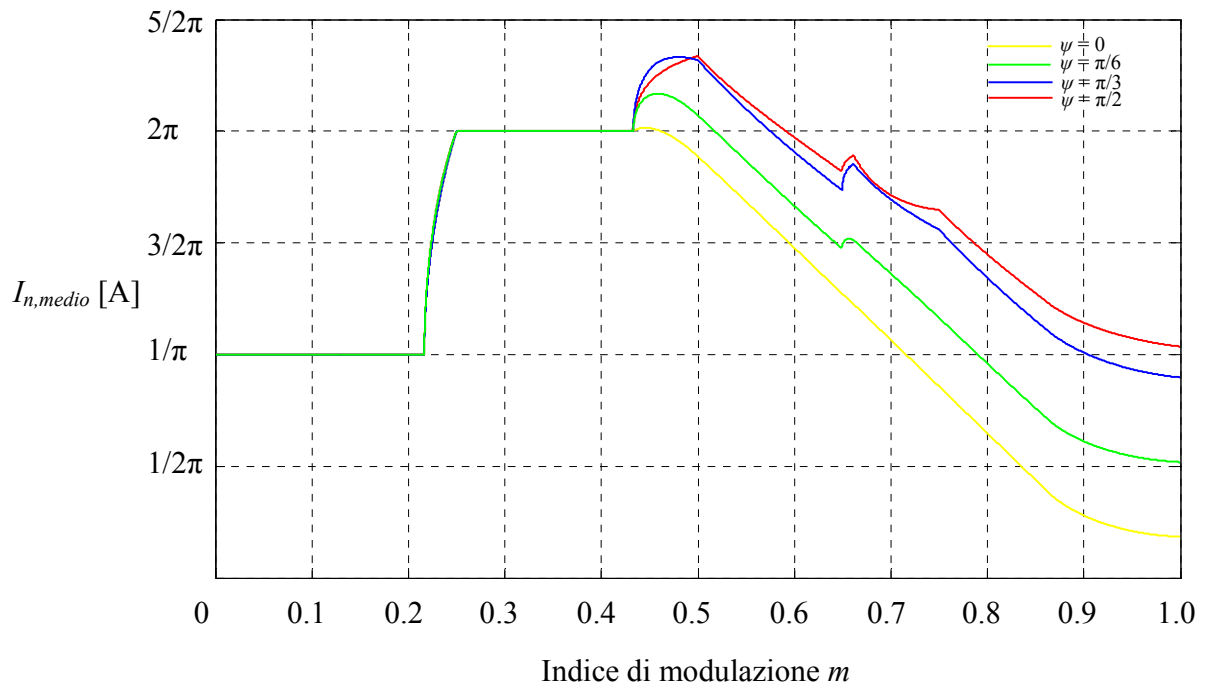


Fig. I.7 Andamento del valor medio della corrente iniettata nelle capacità al variare dell'indice di modulazione

## II.1 Generalità introduttive – obiettivi delle tecniche di controllo

La moderna complessità delle reti di distribuzione elettrica richiede che vengano assicurati elevati livelli di power quality. Infatti, alcuni tipi di disturbi possono causare malfunzionamenti sulla rete, principalmente negli apparati elettronici.

I convertitori statici sono le principali fonti di distorsione sia per le correnti di linea che per le tensioni; infatti la necessità di controllare velocità e posizione negli azionamenti è molto diffusa tanto da rendere indispensabile l'utilizzo dell'elettronica di potenza. Parallelamente, se da un lato i convertitori introducono delle armoniche di ordine superiore alla fondamentale negli andamenti delle correnti e delle tensioni di linea, la rete alimenta i convertitori con un sistema di tensioni dissimetrico e squilibrato, auto-esaltando il problema.

In alternativa a questo scenario, un active front-end può essere impiegato come primo stadio di un convertitore di potenza. I migliori risultati vengono perseguiti se si fa riferimento ad un convertitore multilivello. Come già anticipato, questa soluzione consente: di estendere il range di impiego in termini di tensione, ridurre il contenuto armonico della corrente in ingresso ed imporre la fondamentale della sequenza diretta di corrente in fase con la fondamentale della sequenza diretta della tensione di rete. I principali obiettivi di una strategia di controllo per convertitore multilivello sono:

- ridurre, praticamente eliminare, il contenuto armonico della corrente di linea;
- migliorare il fattore di potenza (imporlo unitario);
- ridurre il ripple del dc-link;
- mantenere bilanciata la tensione del dc-link, agevolando così il funzionamento del secondo stadio.

L'efficacia di un active front-end si manifesta non solo in un funzionamento a regime, ma soprattutto nel funzionamento in condizioni transitorie. Ovviamente i risultati della struttura sono imprescindibilmente legati alla tecnica di controllo implementata. In molti casi un semplice controllo ad isteresi potrebbe essere non sufficiente per compensare le distorsioni presenti nella corrente di linea durante i transitori, sicuramente risultati migliori possono essere conseguiti implementando tecniche di controllo di maggiore complessità.

Nelle sezioni successive saranno presentate alcune applicazioni di tecniche di controllo per voltage source rectifier (VSR) multilivello relativamente alle due topologie maggiormente diffuse nelle applicazioni industriali: NPC e H-bridge.

I vantaggi espressi dall'impiego dei convertitori multilivello come VSR possono essere sfruttati anche nel funzionamento da inverter. In particolare, per la topologia NPC, verrà esaminato il funzionamento come voltage source inverter (VSI) presentando una tecnica di controllo DTC (direct torque control) ottimizzata.

## II.2 Controllo predittivo per un VSR 3-livelli NPC

La configurazione circuitale di riferimento vede l'impiego di un doppio NPC 3-livelli sia lato rete (VSR), sia lato motore (VSI), mostrato in fig. II.1.a. Al raddrizzatore VSR è affidato il controllo delle correnti di linea, della tensione sul bus in continua e del potenziale del punto centrale, mentre all'inverter VSI è demandata l'alimentazione del motore asincrono. La struttura lato rete viene comandata per garantire l'assorbimento di correnti sinusoidali ed in fase con la tensione, per mantenere il livello di tensione del dc-link costante durante il funzionamento e per contenere lo sbilanciamento del punto centrale all'interno di un range definito. In realtà il controllo del potenziale del punto centrale può anche essere affidato al solo VSI o, in alternativa, ad ambedue le strutture.

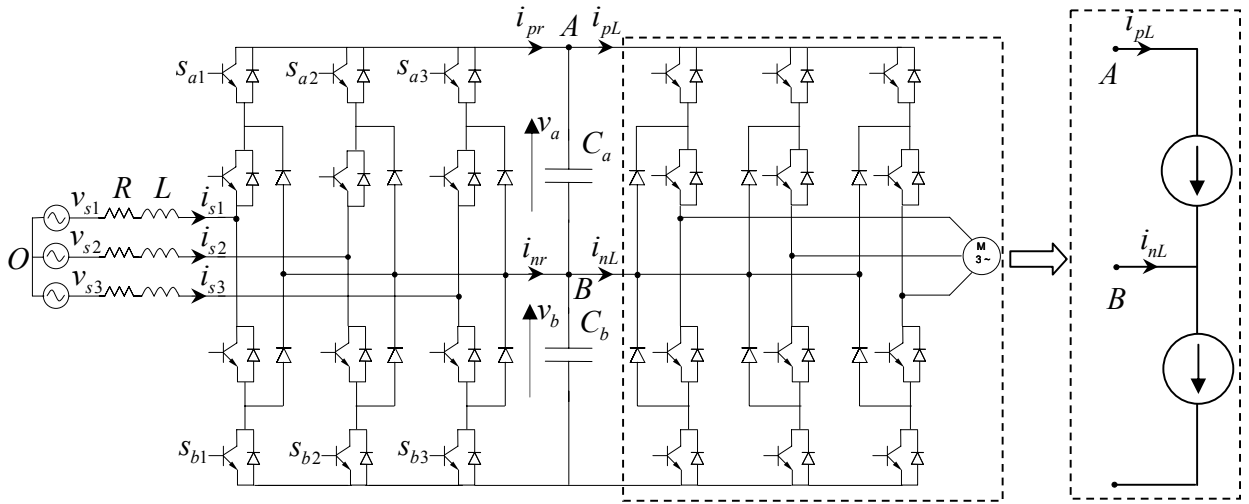


Fig. II.1. Front-ends 3-livelli NPC

La presenza del carico può essere portata in conto attraverso dei generatori di corrente. Se questi generatori di corrente richiedono correnti diverse, allora una corrente  $i_{nL}$  sarà assorbita dal punto centrale determinando uno sbilanciamento per le capacità del dc-link.

Partendo dalla seconda legge di Kirchhoff scritta per la maglia comprendente un ramo del convertitore e la rete a monte, possiamo scrivere:

$$\begin{cases} v_{si} = L \frac{d}{dt} i_{si} + R i_{si} + s_{ai} v_a - s_{bi} v_b + v_{BO} \\ \frac{d}{dt} v_o = \frac{1}{C_0} \frac{2i_o + \varepsilon i_n}{1 - \varepsilon^2} \\ \frac{d}{dt} v_n = -\frac{1}{C_0} \frac{i_n + 2\varepsilon i_o}{1 - \varepsilon^2} \end{cases} \quad \text{with } i = 1, 2, 3 \quad (2.1)$$

dove i simboli utilizzati rappresentano le seguenti quantità:

$R, L$  resistenza ed induttanza di linea;

- $v_{si}$  tensione di alimentazione della  $i$ -esima fase;  
 $i_{si}$  corrente di linea della  $i$ -esima fase;  
 $v_a$  tensione della capacità superiore del dc-link;  
 $v_b$  tensione della capacità inferiore del dc-link;  
 $v_0$  tensione totale del dc-link definita come  $v_0 = v_a + v_b$ ;  
 $v_n$  tensione del punto neutro del dc-link definita come  $v_n = v_a - v_b$ ;  
 $i_0$  corrente equivalente del dc-link definita come  $i_0 = i_{pR} - i_{pL} + (i_{nR} - i_{nL})/2$ ;  
 $i_n$  corrente iniettata nel punto centrale del dc-link definita come  $i_n = i_{nR} - i_{nL}$ ;  
 $s_{ai}$  funzione di commutazione dei componenti superiori della  $i$ -esima fase;  
 $s_{bi}$  funzione di commutazione dei componenti inferiori della  $i$ -esima fase;  
 $C_0$  capacità equivalente del dc-link definita come  $C_0 = (C_a + C_b)/2$ ;  
 $\varepsilon$  indice di sbilanciamento delle capacità definito come  $\varepsilon = (C_a - C_b)/(2C_0)$ .

La prima delle (2.1) può essere riscritta in maniera compatta se introduciamo i componenti simmetrici della tensione di rete, della corrente di linea e per le funzioni di commutazione:

$$\mathbf{i}_s = \frac{2}{3} \sum_{i=1}^3 i_{si} e^{j2\pi(i-1)/3}, \quad \mathbf{v}_s = \frac{2}{3} \sum_{i=1}^3 v_{si} e^{j2\pi(i-1)/3} \quad (2.2)$$

$$\mathbf{s}_a = \frac{2}{3} \sum_{i=1}^3 s_{ai} e^{j2\pi(i-1)/3}, \quad \mathbf{s}_b = \frac{2}{3} \sum_{i=1}^3 s_{bi} e^{j2\pi(i-1)/3} \quad (2.3)$$

sostituendo le (2.2) e (2.3) nella (2.1), otteniamo:

$$\mathbf{v}_s = L \frac{d}{dt} \mathbf{i}_s + R \mathbf{i}_s + \mathbf{s}_a v_a - \mathbf{s}_b v_b \quad (2.4)$$

quest'ultima rappresenta, insieme alle altre 2 equazioni delle (2.1), il modello matematico ricercato.

Una soluzione dell'equazione (2.4) può essere facilmente trovata se si introducono alcune ipotesi semplificative. Riferendoci ad un generico intervallo di campionamento  $(t_k, t_{k+1} = t_k + T_s)$  di un controllo digitale con modulazione PWM, è possibile dividerlo in  $m$  sub-intervalli  $\delta_{\eta}$ . In ciascuno di questi intervalli le funzioni di commutazione  $s_{ai}$ ,  $s_{bi}$  sono costanti, inoltre è possibile considerare costante anche la tensione di rete  $\mathbf{v}_s$  e le tensioni del dc-link  $v_a$  e  $v_b$ . In queste ipotesi, dalla (2.4) è facile verificare che la corrente  $\mathbf{i}_{s,k+1}$  in  $t_{k+1}$  è collegata alla corrente  $\mathbf{i}_{s,k}$  in  $t_k$  attraverso la relazione:

$$\mathbf{i}_{s,k+1} = \mathbf{i}_{s,k} e^{-T_s/\tau} + \frac{1}{R} \sum_{h=1}^m \left[ \mathbf{v}_{s,k,h} - (\mathbf{s}_{a,k,h} v_{a,k,h} - \mathbf{s}_{b,k,h} v_{b,k,h}) \right] \begin{pmatrix} -\sum_{r=h+1}^m \delta_r/\tau & -\sum_{r=h}^m \delta_r/\tau \\ e & -e \end{pmatrix} \quad (2.5)$$

dove  $\tau = L/R$  è la costante di tempo di linea.

Ulteriori semplificazioni bisogna introdurre al fine di rendere l'equazione (2.5) più maneggevole. In particolare, essendo la condizione  $\tau \gg T_s$  generalmente verificata, la (2.5) può essere riscritta come:

$$\mathbf{i}_{s,k+1} = \mathbf{i}_{s,k} (1 - T_s/\tau) + \frac{1}{R\tau} \sum_{h=1}^m \left( \mathbf{v}_{s,k,h} - (\mathbf{s}_{a,k,h} v_{a,k,h} - \mathbf{s}_{b,k,h} v_{b,k,h}) \right) \delta_h \quad (2.6)$$

Inoltre, se si assume che l'andamento di  $\mathbf{v}_s$  è lineare nell'intervallo  $(t_k, t_{k+1})$  e le variazioni di  $v_a$  e  $v_b$  in un intervallo di campionamento sono trascurabili, l'equazione (2.6) può essere ulteriormente semplificata in:

$$\mathbf{i}_{s,k+1} = \mathbf{i}_{s,k} (1 - T_s/\tau) + \frac{T_s}{2R\tau} (\mathbf{v}_{s,k} + \mathbf{v}_{s,k+1}) - \frac{1}{R\tau} \sum_{h=1}^m (\mathbf{s}_{a,k,h} v_{a,k} - \mathbf{s}_{b,k,h} v_{b,k}) \delta_h \quad (2.7)$$

Sulla base dell'attuale valore di  $\mathbf{i}_{s,k}$  all'istante  $t_k$ , la (2.7) consente di valutare il componente simmetrico di corrente all'istante  $t_{k+1}$ . Infatti, le funzioni di commutazione  $\mathbf{s}_{a,k,h}$  e  $\mathbf{s}_{b,k,h}$  e gli intervalli di modulazione sono noti in quanto calcolati nell'intervallo di campionamento precedente.

La valutazione di  $\mathbf{i}_{s,k+1}$  richiede anche la conoscenza di  $\mathbf{v}_{s,k+1}$  all'istante  $t_k$ ; è possibile ricorrere alla seguente procedura: si costruisce un array di  $\mathbf{v}_s$  [ ] contenete gli ultimi  $N$  valori di  $\mathbf{v}_s$  negli intervalli di campionamento  $t_{k-N+1}, t_{k-N+2}, \dots, t_k$ . L'ordine  $N$  di questo array deve assicurare che:

$$N > \frac{\text{sample frequency}}{\text{line voltage frequency}} = r_f$$

Questo array può essere riscritto come:

$$\mathbf{v}_{s,k} = \mathbf{v}_s[r] = \mathbf{v}_s[r - r_f] = \mathbf{v}_{s,k-r_f} \Rightarrow \mathbf{v}_{s,k+1} = \mathbf{v}_s[r - r_f + 1] \quad (2.8)$$

dove  $r$  è l'indice dell'array che punta all'attuale valore di  $\mathbf{v}_s$ .

La relazione (2.8) è valida se la tensione di rete è realmente periodica. Piccole variazioni della tensione di linea producono piccoli errori nella stima di  $\mathbf{v}_{s,k+1}$ . Viceversa, variazioni troppo repentine della tensione di rete potrebbero determinare errori non trascurabili nella valutazione di  $\mathbf{v}_{s,k+1}$ . In quest'ultimo caso è preferibile, al fine di contenere l'errore di stima, assumere  $\mathbf{v}_{s,k+1} = \mathbf{v}_{s,k}$ .

La tecnica di controllo, sintetizzata nello schema di fig. II.2, si pone di perseguire i seguenti obiettivi:



- assorbire una corrente di linea sinusoidale ed in fase con la sequenza positiva dell'armonica fondamentale di tensione;
- mantenere costante la tensione totale del dc-link  $v_0$ ;
- mantenere bilanciate le tensioni  $v_a$  e  $v_b$  del dc-link.

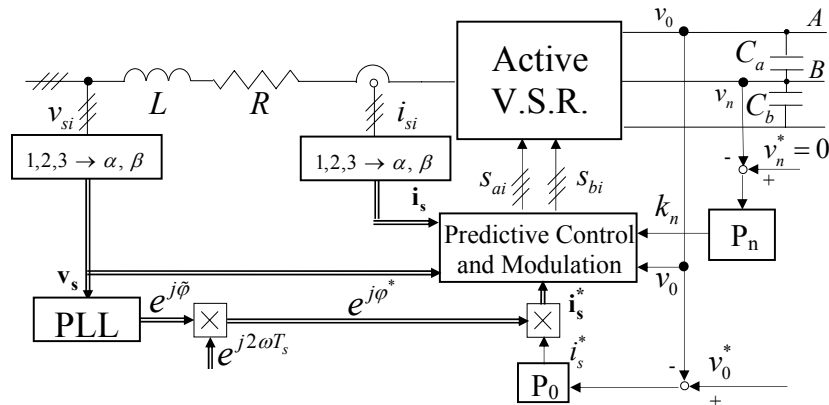


Fig. II.2. Schema a blocchi per il controllo predittivo

Il blocco *controllo predittivo e modulazione*, accoglie in ingresso le seguenti grandezze:

- le componenti  $\alpha$  e  $\beta$  della tensione e della corrente di linea nel riferimento stazionario;
- il valore istantaneo della tensione  $v_0$  del dc-link;
- il fattore di modulazione  $k_n$ , che è ottenuto elaborando il valore della tensione  $v_n$  attraverso il regolatore PI indicato con  $P_n$  (il valore di riferimento per questa grandezza è  $v_n^* = 0$ );
- il riferimento di corrente  $\mathbf{i}_s^*$

L'ampiezza e la fase di  $\mathbf{i}_s^*$  sono valutati separatamente; l'ampiezza  $i_s^*$  è ottenuta confrontando il valore istantaneo  $v_0$  e il riferimento  $v_0^*$  ed elaborando l'errore  $v_0^* - v_0$  nel relativo regolatore PI. La fase  $\varphi^*$  è ottenuta anticipando di  $2\omega T_s$  rads quella generata dal PLL trifase, il quale si sincronizza sulla fondamentale della sequenza positiva della tensione di rete. L'anticipo di  $\tilde{\varphi}$  è finalizzato ad annullare il ritardo di 2 intervalli di campionamento introdotto dal controllo digitale.

Se si indica con  $\mathbf{i}_{s,k}$  e  $\mathbf{i}_{s,k}^*$  il valore istantaneo e il riferimento di corrente nel  $k$ -esimo intervallo di campionamento  $t_k$ , il controllo predittivo di corrente è finalizzato alla valutazione degli stati di conduzione del convertitore al fine di imporre che:

$$\mathbf{i}_{s,k+2} = \mathbf{i}_{s,k}^* \quad (2.9)$$

La condizione (2.9) è giustificata dal fatto che  $T_s$  è il ritardo tra il calcolo e l'applicazione delle funzioni di commutazione richieste. Infatti quest'ultime sono calcolate nell'intervallo  $(t_k, t_{k+1})$  e applicate in  $(t_{k+1}, t_{k+2})$ . Dette funzioni di commutazione possono essere ottenute sfruttando la condizione (2.9) ed utilizzando, con riferimento all'intervallo di campionamento  $(t_{k+1}, t_{k+2})$ , le equazioni presentate in questo paragrafo. Infatti:

$$v_{0,k} \sum_{h=1}^m \mathbf{s}_{k+1,h} \delta_h = R\tau \left( \mathbf{i}_{s,k+1} (1 - T_s / \tau) - \mathbf{i}_{s,k}^* \right) + \frac{T_s}{2} (\mathbf{v}_{s,k+1} + \mathbf{v}_{s,k+2}) \quad (2.10)$$

Al primo membro della (2.10) poniamo  $m=4$  in quanto si fa riferimento alla modulazione dei 3 vettori più vicini che prevede una suddivisione in 4 sub-intervalli dell'intero intervallo di campionamento. Inoltre assumiamo che:

$$v_{a,k+1} = v_{b,k+1} = \frac{v_{0,k}}{2} \quad (2.11)$$

Ciò equivale ad assumere uguali le tensioni sulle capacità delle dc-link durante l'intervallo di campionamento; questa è un'ipotesi accettabile in quanto effettuiamo il controllo del punto centrale per contenere lo sbilanciamento delle capacità a valori trascurabili. Inoltre al secondo membro della (2.10) possiamo porre:

$$\mathbf{s}_{k+1,h} = (\mathbf{s}_{a,k+1,h} - \mathbf{s}_{b,k+1,h}) / 2 \quad (2.12)$$

A questo punto non resta che utilizzare la (2.10) per valutare le funzioni di commutazione, uniche incognite della stessa equazione. Infatti, tutti gli altri termini sono noti in quanto:

- $\mathbf{i}_{s,k+1}$  può essere calcolata attraverso la (2.7);
- $\mathbf{v}_{s,k+1}$  e  $\mathbf{v}_{s,k+2}$  usando la procedura precedentemente illustrata.

Pertanto, tutte le quantità sono note a meno delle funzioni di commutazione. Quest'ultime, una volta calcolate, consentiranno di ottenere la tensione di riferimento per il convertitore:

$$\mathbf{v}_{c,k+1}^* = v_{0,k} \sum_{h=1}^m \mathbf{s}_{k+1,h} \delta_h \quad (2.13)$$

La procedura per valutare  $\mathbf{s}_{k+1,h}$  ed i  $\delta_h$ , è la seguente:

- 1<sup>st</sup> step: si impone che le funzioni di commutazione di tentativo siano:  $\mathbf{s}_{k+1,1} = \mathbf{s}_{k+1,4} = 0$   $\mathbf{s}_{k+1,2} = \frac{1}{3}$   
 $\mathbf{s}_{k+1,3} = \frac{1}{3} e^{j\pi/3}$  così da modulare il vettore desiderato con i due vettori piccoli ed il vettore nullo del

settore 1 di riferimento; in questo modo individuiamo due duty-cycles di tentativo indicati con:

$$\delta_2^*, \delta_3^*.$$

- 2<sup>nd</sup> step: in funzione dell'ampiezza e del segno dei due duty-cycles di tentativo si individua l'effettivo settore di modulazione del vettore  $\mathbf{v}_c^*$ ; ciò consente di adeguare i valori dei duty-cycles facendo riferimento ai vettori piccoli e al vettore nullo del settore di modulazione effettivo. Le nuove quantità sono:  $\tilde{\delta}_2, \tilde{\delta}_3$ ;
- 3<sup>rd</sup> step: i nuovi duty-cycles di tentativo vengono utilizzati per individuare la effettiva regione di modulazione; dalla conoscenza di quest'ultima è facile dedurre i valori di  $\delta_h$ .

Le considerazioni geometriche che a partire dai  $\delta_2^*$  e  $\delta_3^*$  consentono di valutare i duty-cycles di secondo tentativo e quelli finali sono riassunte dalle tabelle seguenti.

TAB. II.1  
INDIVIDUAZIONE DEL SETTORE

$\delta_h^*$ conditions	Sector	$\tilde{\delta}_2$	$\tilde{\delta}_3$
$\delta_2^* > 0, \delta_3^* > 0$	1	$\delta_2^*$	$\delta_3^*$
$\delta_2^* < 0, \delta_3^* > 0$	$\delta_3^* > -\delta_2^*$	2	$\delta_2^* + \delta_3^*$
	$\delta_3^* < -\delta_2^*$	3	$\delta_2^*$
$\delta_2^* < 0, \delta_3^* < 0$	4	$-\delta_2^*$	$-\delta_3^*$
$\delta_2^* > 0, \delta_3^* < 0$	$\delta_2^* < -\delta_3^*$	5	$-\delta_2^* - \delta_3^*$
	$\delta_2^* > -\delta_3^*$	6	$-\delta_3^*$

TAB. II.2  
INDIVIDUAZIONE DELLA REGIONE

$\tilde{\delta}_h$ conditions	Region	$\delta_1$	$\delta_2$	$\delta_3$	$\delta_4$	
$\tilde{\delta}_2 + \tilde{\delta}_3 \leq 1$	$\tilde{\delta}_2 \geq \tilde{\delta}_3$	1	$\tilde{\delta}_2 / 2$	$1 - (\tilde{\delta}_2 + \tilde{\delta}_3)$	$\tilde{\delta}_3$	$\tilde{\delta}_2 / 2$
	$\tilde{\delta}_2 < \tilde{\delta}_3$	2	$\tilde{\delta}_3 / 2$	$1 - (\tilde{\delta}_2 + \tilde{\delta}_3)$	$\tilde{\delta}_2$	$\tilde{\delta}_3 / 2$
$\tilde{\delta}_2 + \tilde{\delta}_3 > 1$ $\tilde{\delta}_2 \leq 1, \tilde{\delta}_3 \leq 1$	$\tilde{\delta}_2 \geq \tilde{\delta}_3$	3	$(1 - \tilde{\delta}_3) / 2$	$(\tilde{\delta}_2 + \tilde{\delta}_3) - 1$	$(1 - \tilde{\delta}_2)$	$(1 - \tilde{\delta}_3) / 2$
	$\tilde{\delta}_2 < \tilde{\delta}_3$	4	$(1 - \tilde{\delta}_2) / 2$	$(\tilde{\delta}_2 + \tilde{\delta}_3) - 1$	$(1 - \tilde{\delta}_3)$	$(1 - \tilde{\delta}_2) / 2$
$\tilde{\delta}_2 > 1$	5	$1 - (\tilde{\delta}_2 + \tilde{\delta}_3) / 2$	$\tilde{\delta}_3$	$\tilde{\delta}_2 - 1$	$1 - (\tilde{\delta}_2 + \tilde{\delta}_3) / 2$	
$\tilde{\delta}_3 > 1$	6	$1 - (\tilde{\delta}_2 + \tilde{\delta}_3) / 2$	$\tilde{\delta}_2$	$\tilde{\delta}_3 - 1$	$1 - (\tilde{\delta}_2 + \tilde{\delta}_3) / 2$	

Noti i duty-cycles è immediato valutare le funzioni di commutazione del convertitore.

La modulazione è stata costruita supponendo di applicare per lo stesso tempo il vettore di apertura e chiusura dell'intervallo di modulazione. Questa condizione, se rispettata, determina una corrente iniettata nel punto centrale del convertitore pari a zero. Se, a seguito di un assorbimento anomalo del VSI o di uno

squilibrio intrinseco delle capacità del dc-link, si manifesta una condizione di sbilanciamento delle capacità, è possibile correggerlo proprio modificando opportunamente i tempi di applicazione del vettore di apertura e di chiusura della modulazione, purchè si rispetti la condizione:

$$\delta_1 + \delta_4 = 1 - (\delta_2 + \delta_3) = \delta_s \quad (2.14)$$

Infatti, se  $\delta_1 > \delta_4$  il condensatore  $C_a$  è collegato alla fase di uscita del convertitore per un tempo maggiore rispetto a  $C_b$ , ciò vuol dire che, se la potenza è diretta dalla rete al convertitore, il condensatore in questione si caricherà e l'altro si scaricherà. Ovviamente si avrà una situazione duale per  $\delta_1 < \delta_4$ .

Pertanto, al fine di controllare la corrente iniettata nel punto centrale  $i_{nR}$ , è possibile introdurre un fattore di correzione  $k_n$  che modifica i duty-cycles in questione nel seguente modo:

$$\delta_1 = (1 - ck_n) \delta_s / 2, \quad \delta_4 = (1 + ck_n) \delta_s / 2 \quad (2.15)$$

Dove  $c$  tiene conto del segno della potenza elettrica, in particolare:

$$\begin{aligned} P > 0 &\Rightarrow c = 1 \\ P < 0 &\Rightarrow c = -1 \end{aligned} \quad (2.16)$$

Ovviamente  $k_n$  varierà nell'intervallo (-1,1).

Al fine di validare la procedura descritta, l'algoritmo di controllo è stato implementato in un programma di simulazione. Le grandezze di riferimento sono state fissate ai seguenti valori: 30kVA, 400V, 50Hz e il VSR opera con una potenza attiva di 10 kW. Per testare il controllo del punto centrale, le capacità sono state assunte differenti ( $C_0 = 2.5\text{mF}$ ,  $\varepsilon = 0.2$ ) e la corrente iniettata nel punto centrale è stata posta pari a  $i_{nL} = 0.3 i_{0L}$ . La frequenza di commutazione è fissata a 5 KHz e il riferimento per il dc-link è 650 V.

Una prova è stata condotta determinando una variazione a gradino del 50% su due fasi della tensione di linea, partendo da una condizione sinusoidale; i risultati sono mostrati in fig. II.3.

Dalle stesse si apprezza la bontà del controllo che contiene le variazioni del dc-link all'interno del 3%, recuperando la situazione di funzionamento ottimale in 0.02 s e senza significativi squilibri del punto centrale.

La struttura di fig. II.1 è stata realizzata in laboratorio fornendoci, così, la possibilità di testare sperimentalmente i risultati apprezzati in fase simulativa. In particolare, nelle fig. II.4 e II.5, viene effettuato un confronto tra i risultati di simulazione e quelli sperimentali. Il confronto è stato condotto esaminando due situazioni di funzionamento particolarmente critiche:

1. variazione istantanea del carico da 0 a 10 kW (simulato con una resistenza chiusa sul dc-link dal valore di 45  $\Omega$ ;
2. distacco istantaneo del carico.

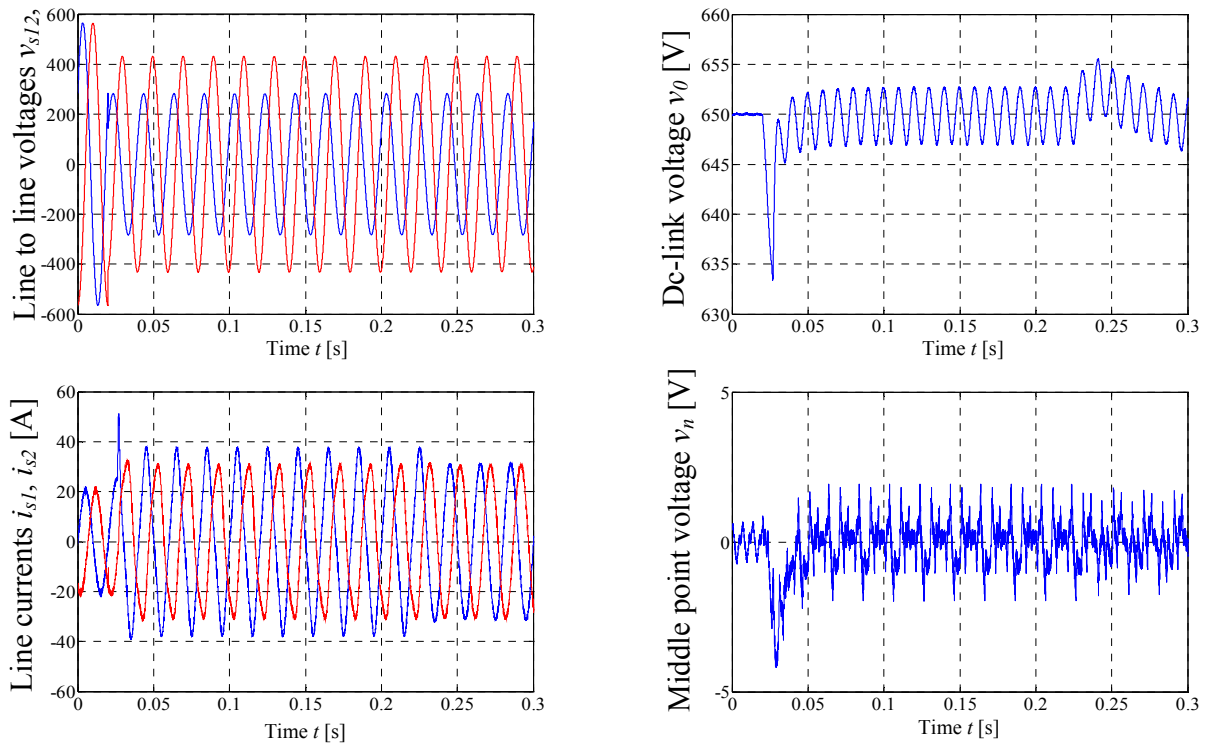


Fig. II.3: Andamento della corrente di linea e della tensione del dc-link dopo una variazione a step del 50% di due tensioni di linea

In ambedue le situazioni è possibile apprezzare la rapidità di risposta del controllo che raggiunge, in meno di 5 ms, la condizione di riferimento. Nel caso di distacco del carico si osserva una contenuta, 670 V, sovratensione sul dc-link.

I risultati ottenuti suggeriscono una buona risposta del controllo non solo a regime ma anche nei funzionamenti transitori.

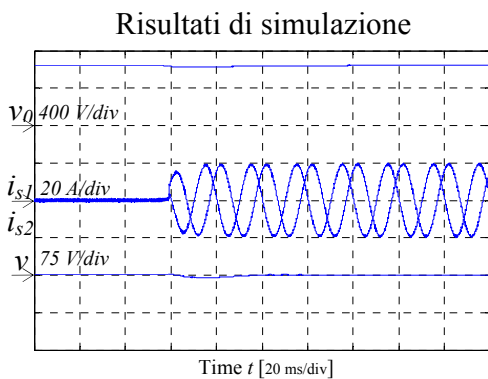


Fig. II.4.a: Corrente di linea, tensione del dc-link e del punto centrale a seguito di una variazione a gradino del carico da 0 a 10 kW

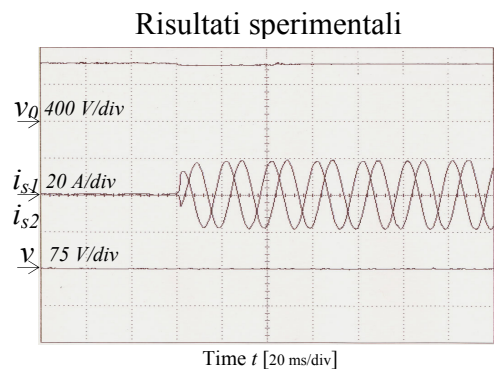


Fig. II.5.a: Corrente di linea, tensione del dc-link e del punto centrale a seguito di una variazione a gradino del carico da 0 a 10 kW

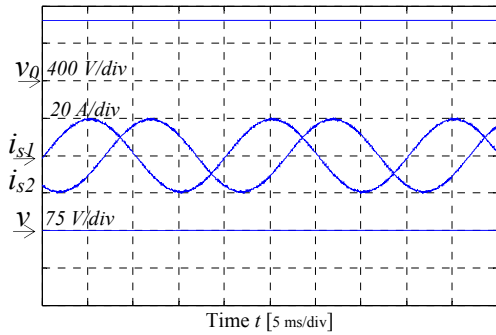


Fig. II.4.b: Corrente di linea, tensione del dc-link e del punto centrale in regime stazionario

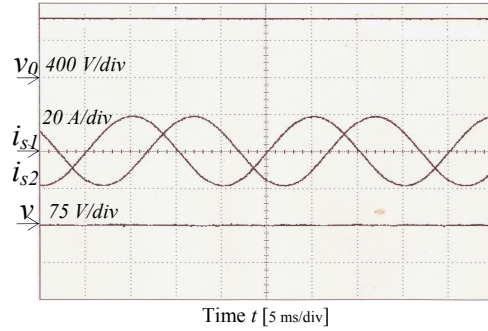


Fig. II.5.b: Corrente di linea, tensione del dc-link e del punto centrale in regime stazionario

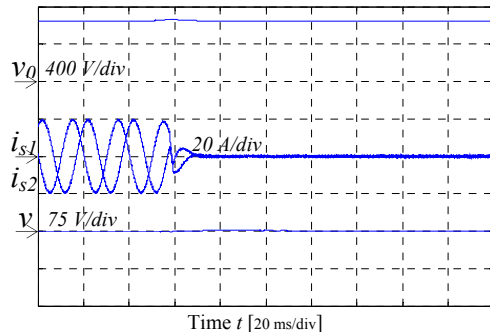


Fig. II.4.c: Corrente di linea, tensione del dc-link e del punto centrale a seguito di una variazione a gradino del carico da 10 kW a 0

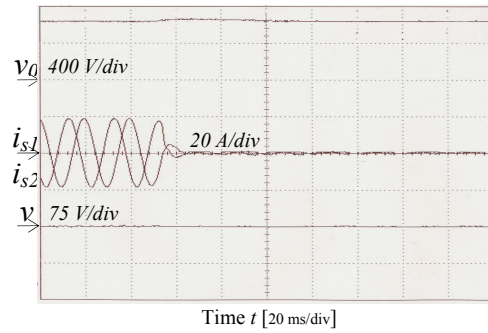


Fig. II.5.c: Corrente di linea, tensione del dc-link e del punto centrale a seguito di una variazione a gradino del carico da 10 a 0

## II.3 Controllo predittivo per un VSR 5-livelli H-bridge

La tecnica di controllo predittivo illustrata nel paragrafo precedente è facilmente estendibile ad un convertitore H-bridge 5-livelli. La struttura di riferimento è riportata in fig. II.6.

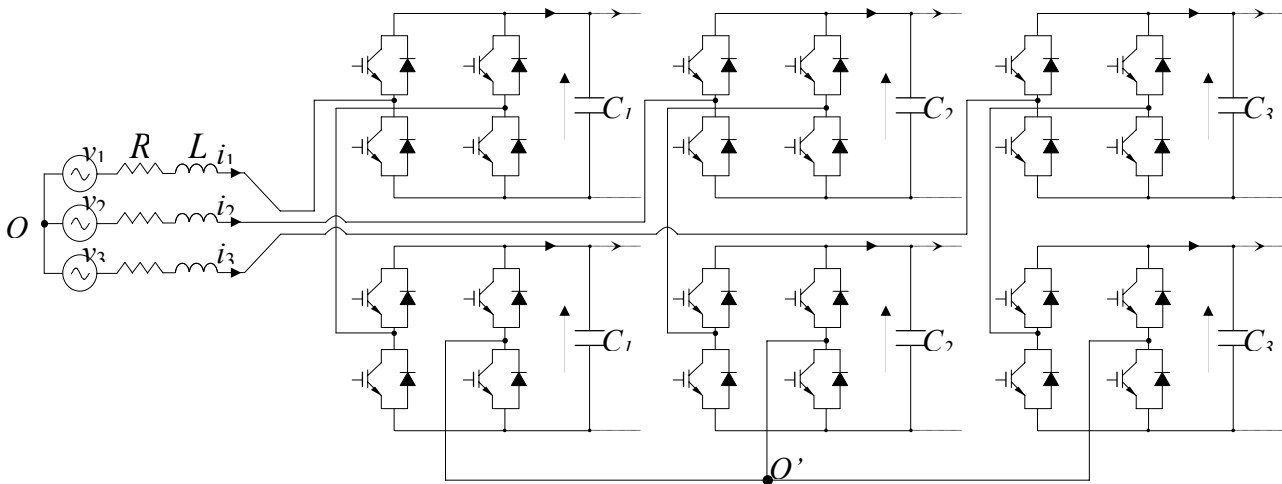


Fig. II.6 Convertitore H-bridge 5-livelli

In figura il carico è stato sostituito da un numero di generatori di corrente pari al numero di bus capacitivi. Così facendo, il modello matematico può essere scritto come:

$$\begin{cases} v_{si} = L \frac{d}{dt} i_{si} + R i_{si} + s_{ai} v_{ai} + s_{bi} v_{bi} + v_{00} \\ \frac{d}{dt} v_{oi} = \frac{1}{C_{0i}} \frac{2i_{oi} - \varepsilon_i i_{ni}}{1 - \varepsilon_i^2} \\ \frac{d}{dt} v_{ni} = \frac{1}{C_{0i}} \frac{i_{ni} - 2\varepsilon_i i_{oi}}{1 - \varepsilon_i^2} \end{cases} \quad \text{con } i = 1, 2, 3 \quad (2.17)$$

dove i simboli utilizzati hanno il seguente significato:

$R, L$  resistenza ed induttanza di linea;

$v_{si}$  tensione di alimentazione della  $i$ -esima fase;

$i_{si}$  corrente di linea della  $i$ -esima fase;

$v_{ai}$  tensione della capacità superiore della  $i$ -esima fase del dc-link;

$v_{bi}$  tensione della capacità inferiore della  $i$ -esima fase del dc-link;

$v_{0i}$  tensione totale della  $i$ -esima fase del dc-link definita come  $v_{0i} = v_{ai} + v_{bi}$ ;

$v_{ni}$  tensione della  $i$ -esima fase del dc-link definita come  $v_{ni} = v_{ai} - v_{bi}$ ;

$s_{aji}$  funzione di commutazione dei componenti superiori della  $i$ -esima fase;

$s_{bji}$  funzione di commutazione dei componenti inferiori della  $i$ -esima fase;

$C_{0i}$  capacità equivalente del dc-link della  $i$ -esima definita come  $C_{0i} = (C_{ai} + C_{bi})/2$ ;

$\varepsilon_i$  indice di sbilanciamento delle capacità della  $i$ -esima definito come  $\varepsilon = (C_{ai} - C_{bi})/(2C_{0i})$ .

Introducendo la definizione di componente simmetrico per la tensione di linea, la corrente di linea e le funzioni di commutazione:

$$[y_1, y_2, y_3] \rightarrow \mathbf{y} = 2/3 \sum_{i=1}^3 y_i e^{j2\pi(i-1)/3} \quad (2.18)$$

otteniamo:

$$\mathbf{v}_s = L \frac{d}{dt} \mathbf{i}_s + R \mathbf{i}_s + \mathbf{s}_a v_a + \mathbf{s}_b v_b \quad (2.19)$$

la (2.19) affiancata alle altre 6 equazioni della (2.17) fornisce il modello matematico di un H-bridge 5-livelli. Procedendo in maniera analoga a quanto visto nel paragrafo precedente, si perviene all'equazione:

$$\mathbf{i}_{s,k+1} = \left(1 - \frac{T_s}{\tau}\right) \mathbf{i}_{s,k} + \frac{T_s}{2\tau} (\mathbf{v}_{s,k} + \mathbf{v}_{s,k+1}) - \frac{T_s}{L} \sum_{h=1}^m (\mathbf{s}_{a,k,h} v_{a,k} + \mathbf{s}_{b,k,h} v_{b,k}) \delta_h \quad (2.20)$$

dove  $\tau = L/R$ .

Lo schema di controllo è riportato in fig. II.7.

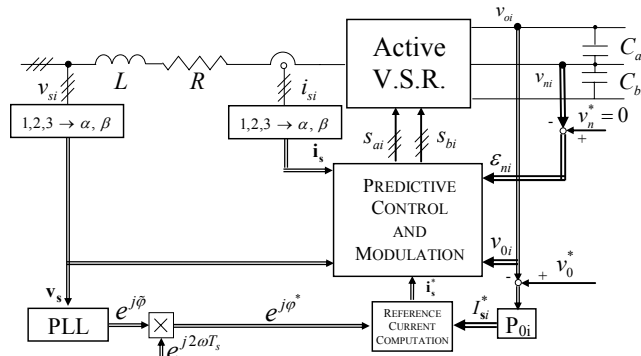


Fig. II.7 Schema di controllo

Rispetto al caso dell'NPC 3-livelli la determinazione della corrente di riferimento  $\mathbf{i}_s^*$  è ottenuta elaborando l'uscita  $I_{si}^*$  nel regolatore adattativo  $P_{0i}$  attraverso due procedure:

- L'ampiezza  $I_{si}^*$  viene trasformata in una sequenza positiva  $I_{sp}^*$  ed una sequenza negativa  $I_{sn}^*$  di fase  $\varphi_n^*$  attraverso l'equazione  $I_{si}^* = I_{sp}^* + I_{sn}^* \cdot \cos(\varphi_n^* + 2\pi/3(i-1))$  con  $i=1,2,3$ , quest'equazione è ottenuta imponendo che le correnti assorbano dalla fase la stessa potenza attiva dalla sequenza positiva di tensione;
- Il riferimento di corrente  $\mathbf{i}_s^*$  è calcolato come  $\mathbf{i}_s^* = I_{sp}^* \cdot e^{j\varphi^*} + I_{sn}^* \cdot e^{-j(\varphi^* - \varphi_n^*)}$  dove  $\varphi^*$  è la fase della fondamentale della sequenza positiva della tensione di linea, anticipata di  $2\omega T_s$  per portare in conto il ritardo introdotto dal controllo digitale.

Per la determinazione delle funzioni di commutazione e dei relativi tempi di applicazione si procede alla stessa stregua del paragrafo precedente.

L'aspetto del bilanciamento delle capacità, che nella fattispecie si presenta di soluzione più complessa, viene affrontato sfruttando opportunamente le ridondanze dei vettori del convertitore. Considerata una generica fase del convertitore, la tensione totale del dc-link per ogni singola fase è fissata dal controllo ed è indipendente dal pattern di modulazione selezionato. Viceversa la tensione  $v_{ni} = v_{ai} - v_{bi}$  è condizionata dal pattern ed è indice del grado di squilibrio tra le capacità, fornendo anche una chiara indicazione sull'azione da intraprendere. Pertanto il valore di  $v_{ni}$  può essere opportunamente sfruttato per dare le indicazioni sul pattern da selezionare. Una modalità di bilanciamento possibile è la seguente: nelle regioni dove sono presenti delle ridondanze si seleziona quel pattern tale che presenti il maggior numero di "0" e "±1". Questa regola semplice consente di costruire un algoritmo di controllo per un efficace pilotaggio del Cascaded H-bridge.



Per mostrare la validità dell'algoritmo di controllo e della tecnica di modulazione proposte, si è ricorso all'implementazione su una piattaforma di simulazione.

Le grandezze di riferimento sono state fissate ai seguenti valori: 400 V per il valore efficace della tensione di linea, 325/2 V per la tensione di ogni singola capacità; la taglia dell'azionamento è di 250 kVA e l'intervallo di campionamento è stato fissato in 250  $\mu$ s, che corrisponde ad un valore medio della frequenza di commutazione dei componenti pari a 1 kHz.

La condizione di funzionamento esaminata riguarda una variazione a gradino del carico da 0 kW a 200 kW, inoltre la tensione di linea viene ipotizzata con una dissimetria pari al 10%.

La fig. II.8 mostra l'andamento delle correnti di linea  $i_{s1}$  e  $i_{s2}$ , in particolare si evince come la condizione di regime viene raggiunta molto rapidamente; si noti un'ampiezza diversa a regime per le due correnti legata allo squilibrio della tensione di rete. Nella fig. II.9 è riportato l'andamento di un doppio periodo di una delle correnti per apprezzare il ridotto THD. Nelle fig. II.10 e II.11 sono rappresentati gli andamenti delle tensioni del dc-link per due delle tre fasi; si osserva come queste tensioni sono mantenute prossime ai riferimenti imposti.

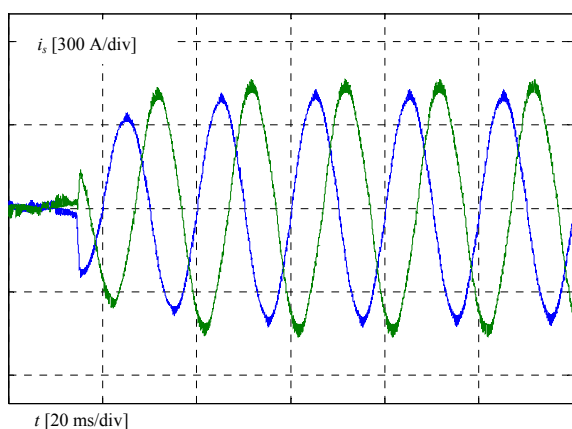


Fig. II.8. Corrente di linea in condizioni transitorie

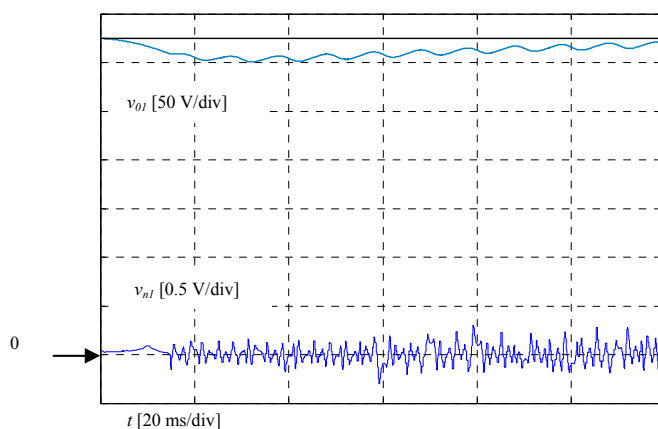


Fig. II.10. Tensione totale del dc-link e tensione di squilibrio della prima fase in condizioni transitorie

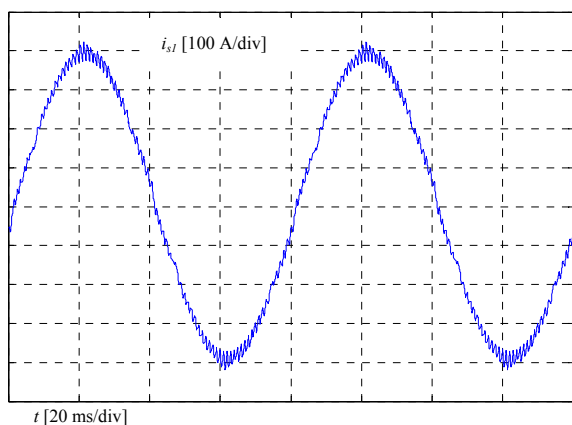


Fig. II.9. Corrente di linea di fase in condizioni di regime

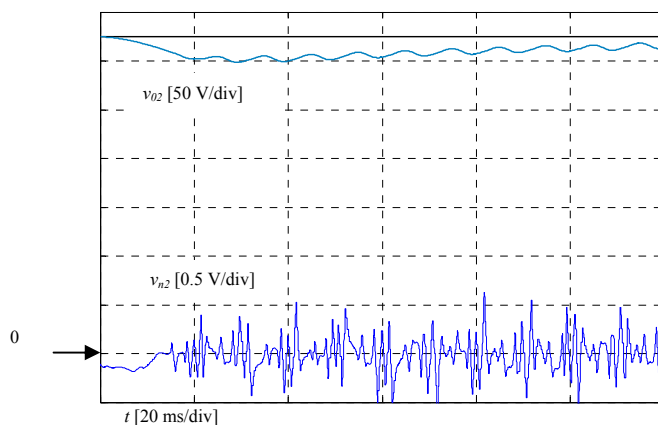


Fig. II.11. Tensione totale del dc-link e tensione di squilibrio della seconda fase in condizioni transitorie

## II.4 Strategie di controllo ottimizzate per un VSR con topologia H-bridge multilivello in presenza di alimentazione dissimmetrica e/o carico squilibrato

Come precedentemente anticipato, i convertitori multilivello sono impiegati principalmente per: ridurre le armoniche di ordine superiore alla fondamentale nella corrente di linea e superare il limite in tensione dei componenti controllati attualmente disponibili sul mercato. L'impiego dei convertitori multilivello è d'obbligo per azionamenti di grossa taglia. La topologia H-bridge è da preferire alle altre topologie multilivello laddove è previsto il funzionamento con carico squilibrato e/o alimentazione dissimmetrica; inoltre il ricorso all'H-bridge come VSR è praticamente inevitabile quando l'inverter usato nell'azionamento è anch'esso un H-bridge.

Se da un lato l'H-bridge multilivello consente di: ridurre il contenuto armonico della corrente di linea, distribuire correttamente l'assorbimento di potenza sulle tre fasi e annullare praticamente la potenza reattiva richiamata dalla rete, dall'altro determina dei fenomeni che, se non esaminati e corretti opportunamente, potrebbero essere molto penalizzanti per il funzionamento. Infatti, in presenza di una rete di alimentazione dissimmetrica, la corrente richiamata dalla linea ha differenti valori sulle tre fasi con un effetto finale che potrebbe anche ricadere nell'esaltazione della dissimmetria iniziale. Un andamento simile è riscontrabile in presenza di carico squilibrato; in questo caso, al fine di garantire un assorbimento diverso di potenza attiva sulle tre fasi, le correnti assorbite dalla rete dovranno essere necessariamente di ampiezza diversa. In entrambi i casi, se non si appone rimedio, l'indice di power-quality della rete peggiora.

In questo paragrafo vengono illustrati alcuni rimedi per mitigare questo fenomeno negativo dovuto all'utilizzo dell'H-bridge come VSR.

Riferendoci alla fig. II.6, i vettori spaziali istantanei della tensione e della corrente di linea possono essere definiti come:

$$\mathbf{v}_L = \frac{2}{3} \sum_{k=1}^3 \mathbf{v}_k e^{j\frac{2\pi}{3}(k-1)}; \quad \mathbf{i}_L = \frac{2}{3} \sum_{k=1}^3 \mathbf{i}_k e^{j\frac{2\pi}{3}(k-1)} \quad (2.21)$$

con riferimento al funzionamento in regime stazionario sinusoidale con tensioni e correnti di linea dissimmetriche, è possibile introdurre la scomposizione in sequenza positiva e negativa:

$$\begin{cases} \mathbf{v}_L = V_p e^{j(\omega t - \varphi_{v,p})} + V_n e^{-j(\omega t - \varphi_{v,n})} = \mathbf{V}_p e^{j\omega t} + \hat{\mathbf{V}}_n e^{-j\omega t} \\ \mathbf{i}_L = I_p e^{j(\omega t - \varphi_{i,p})} + I_n e^{-j(\omega t - \varphi_{i,n})} = \mathbf{I}_p e^{j\omega t} + \hat{\mathbf{I}}_n e^{-j\omega t} \end{cases} \quad (2.22)$$

dove  $\omega$  è la pulsazione della tensione di linea in regime stazionario;  $V_p$  e  $V_n$  ( $I_p$  e  $I_n$ ) sono le ampiezze della sequenza positiva e negativa di tensione (corrente) rispettivamente. Gli angoli  $\varphi_{v,p}, \varphi_{v,n}$  e  $\varphi_{i,p}, \varphi_{i,n}$  indicano lo sfasamento della sequenza positiva o negativa della tensione (pedice  $v$ ) o della corrente (pedice  $i$ )

i) rispetto ad un assegnato riferimento. Attraverso le (2.21) e (2.22) le espressioni della tensione e della corrente della k-esima fase diventano:

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_k &= \Re e \left\{ \mathbf{v}_L e^{-j\frac{2\pi}{3}(k-1)} \right\} = \Re e \left\{ V_p e^{j\left[\omega t - \varphi_{v,p} - \frac{2\pi}{3}(k-1)\right]} + V_n e^{-j\left[\omega t - \varphi_{v,n} + \frac{2\pi}{3}(k-1)\right]} \right\} \\ \mathbf{i}_k &= \Re e \left\{ \mathbf{i}_L e^{-j\frac{2\pi}{3}(k-1)} \right\} = \Re e \left\{ I_p e^{j\left[\omega t - \varphi_{i,p} - \frac{2\pi}{3}(k-1)\right]} + I_n e^{-j\left[\omega t - \varphi_{i,n} + \frac{2\pi}{3}(k-1)\right]} \right\} \end{aligned} \quad (2.23)$$

con  $k=1,2,3$ .

Pertanto, sfruttando queste espressioni, è possibile esprimere il valor medio della potenza elettrica di fase:

$$\begin{aligned} P_k = \overline{v_k i_k} &= \frac{V_p I_p}{2} \cos(\varphi_{v,p} - \varphi_{i,p}) + \frac{V_n I_n}{2} \cos(\varphi_{v,n} - \varphi_{i,n}) + \frac{V_p I_n}{2} \cos\left[\varphi_{i,n} - \varphi_{v,p} + \frac{2\pi}{3}(k-1)\right] + \\ &+ \frac{V_n I_p}{2} \cos\left[\varphi_{v,n} - \varphi_{i,p} + \frac{2\pi}{3}(k-1)\right] \end{aligned} \quad (2.24)$$

Passando alla potenza attiva e reattiva assorbita dalle tre fasi, si ottiene:

$$\begin{aligned} P &= \sum_{k=1}^3 P_k = \frac{3}{2} \Re e \left\{ \overline{\mathbf{v}_L \hat{\mathbf{i}}_L} \right\} = \frac{3}{2} \left[ V_p I_p \cos(\varphi_{v,p} - \varphi_{i,p}) + V_n I_n \cos(\varphi_{v,n} - \varphi_{i,n}) \right] \\ Q &= \sum_{k=1}^3 Q_k = \frac{3}{2} \Im m \left\{ \overline{\mathbf{v}_L \hat{\mathbf{i}}_L} \right\} = \frac{3}{2} \left[ V_p I_p \sin(\varphi_{v,p} - \varphi_{i,p}) + V_n I_n \sin(\varphi_{v,n} - \varphi_{i,n}) \right] \end{aligned} \quad (2.25)$$

Generalmente, in un problema reale di controllo di un H-bridge è possibile considerare come dati di ingresso: la potenza attiva richiesta da ogni singola fase ( $P_1, P_2, P_3$ ) e le caratteristiche della rete di alimentazione. In particolare la rete può essere considerata impressa all'H-bridge se a potenza prevalente. Pertanto, in queste ipotesi, bisogna considerare come assegnate le ampiezze  $V_p$  e  $V_n$  ed i corrispondenti angoli di sfasamento  $\varphi_{v,p}$  e  $\varphi_{v,n}$ .

Se introduciamo lo sbilanciamento della generica fase  $k$  come:

$$\Delta P_k = P_k - P/3 \quad (2.26)$$

è possibile introdurre il vettore spaziale di  $\Delta P_k$ , come:

$$\Delta \mathbf{P} = \frac{2}{3} \sum_{k=1}^3 \Delta P_k e^{j\frac{2\pi}{3}(k-1)} = \Delta P e^{j\varphi_{\Delta P}} \quad (2.27)$$

Al fine di determinare i riferimenti di corrente congruentemente con i dati di ingresso, in luogo delle relazioni (2.24), si considera un'equazione complessa basata sul vettore spaziale introdotto dalla (2.27) e l'espressione della potenza attiva:

$$\Delta \mathbf{P} = \frac{1}{2} (\mathbf{V}_p \hat{\mathbf{I}}_n + \hat{\mathbf{V}}_n \mathbf{I}_p) \quad (2.29)$$

$$P = \frac{3}{2} [V_p I_p \cos(\varphi_{v,p} - \varphi_{i,p}) + V_n I_n \cos(\varphi_{v,n} - \varphi_{i,n})]$$

pertanto, manipolando le (2.29), si ricavano le grandezze incognite  $I_p$ ,  $I_n$ ,  $\varphi_{i,p}$ ,  $\varphi_{i,n}$  come funzione di

$$\Delta \varphi_p = (\varphi_{i,p} - \varphi_{v,p}):$$

$$\begin{cases} I_p = \frac{I_{p,0}}{\cos \Delta \varphi_p} \\ I_n = \frac{I_{n,0}}{\cos \Delta \varphi_n} \\ \Delta \varphi_n = \varphi_{i,n} - \varphi_{v,n} = \arctg \left[ \frac{V_n I_{p,0} \operatorname{tg} \Delta \varphi_p + 2 \Im m(\Delta \mathbf{P} e^{-j\varphi_\Delta})}{V_p I_{n,0}} \right] \end{cases} \quad (2.30)$$

dove:

$$\begin{aligned} I_{p,0} &= \frac{\left[ \frac{2}{3} P V_p - 2 V_n \Re e(\Delta \mathbf{P} e^{-j\varphi_\Delta}) \right]}{V_p^2 - V_n^2} \\ I_{n,0} &= \frac{\left[ -\frac{2}{3} P V_n + 2 V_p \Re e(\Delta \mathbf{P} e^{-j\varphi_\Delta}) \right]}{V_p^2 - V_n^2} \end{aligned} \quad (2.31)$$

$$\varphi_\Delta = \varphi_{v,n} - \varphi_{v,p}$$

Queste ultime equazioni possono essere utilizzate per ricercare la soluzione analitica del problema in forma chiusa imponendo diversi criteri di ottimizzazione.

Infatti, il controllo di un VSR multilivello con topologia H-bridge ha come obiettivo quello di determinare il riferimento di corrente  $I_p e^{j\varphi_{i,p}}$ ,  $I_n e^{j\varphi_{i,n}}$ . Dalla (2.29) è emerso che le quantità incognite sono  $I_p$ ,  $I_n$ ,  $\varphi_{i,p}$ ,  $\varphi_{i,n}$  in 3 equazioni (una complessa ed una reale). Pertanto, la presenza di un grado di libertà, richiede una condizione aggiuntiva per rendere la soluzione definita. Questa condizione può essere imposta con lo scopo di migliorare l'indice della power-quality o contenere la dissimmetria della rete. In seguito sono mostrati i risultati relativi a tre differenti criteri di ottimizzazione.

#### A. Minimizzazione del rapporto $I_n / I_p$

La minimizzazione dell'ampiezza della sequenza negativa di corrente rispetto alla sequenza positiva potrebbe essere una importante caratteristica richiesta ad un active front-end. Essa può essere ottenuta imponendo:

$$\frac{d(I_n/I_p)}{d\Delta\varphi_p} = 0 \quad (2.34)$$

Applicando questa condizione alle (2.30) si ottiene un'equazione del 2<sup>nd</sup> ordine:

$$\left[ \operatorname{tg}(\Delta\varphi_p) \right]^2 - 2\gamma \operatorname{tg}(\Delta\varphi_p) - 1 = 0 \quad (2.35)$$

$$\text{con } \gamma = \frac{4 \Im m \left\{ \Delta P e^{-j\varphi_\Delta} \right\}^2 + V_p^2 I_{n,0}^2 - V_n^2 I_{p,0}^2}{4 \Im m \left\{ \Delta P e^{-j\varphi_\Delta} \right\} V_n I_{p,0}} \quad (2.36)$$

la soluzione della (2.35) è posta nella forma:

$$\Delta\varphi_p = \operatorname{arctg} \left[ \gamma \pm \sqrt{\gamma^2 + 1} \right] \quad (2.37)$$

Sostituendo quest'ultima nelle (2.30) anche le altre due grandezze incognite possono essere calcolate. In particolare è possibile dare un'espressione al rapporto  $I_n/I_p$  (che corrisponde all'indice di dissimmetria delle correnti) e al valor medio  $I_{eff}$  della corrente di linea, dato da:

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{I_{L1}^2 + I_{L2}^2 + I_{L3}^2}{3}} \quad (2.38)$$

I rapporti  $I_n/I_p$  e  $I_{eff}/I_R$  (dove con  $I_R$  è stata indicata la corrente nominale di linea) sono diagrammati in fig. II.12.a e II.12.b in funzione dell'ampiezza della sequenza negativa in p.u. rispetto alla tensione

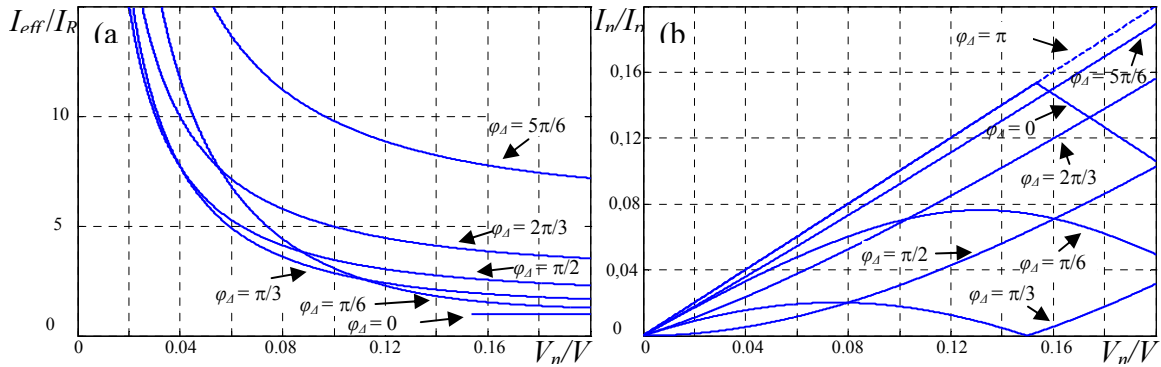


Fig. II.12. Diagramma di  $I_{eff}/I_R$  e  $I_n/I_p$  in funzione di  $V_n/V_R$  per differenti valori di  $\varphi_\Delta$ . Per i grafici:  $P=P_R$ ,  $V_p=V_R$  e  $P/P_R=0.1$

nominale di rete ( $V_n/V_R$ ).

La curva riportata in fig. II.12.a è parametrizzato con i valori dell'angolo  $\varphi_\Delta$  tra la sequenza positiva e quella negativa di tensione. Entrambe le figure sono state diagrammate ipotizzando che:  $V_p=V_R$ ,  $P=P_R$  e uno squilibrio delle potenze pari a al 10% ( $\Delta P = 0.1 P_R e^{j0}$ ).

Dalla fig. II.12.b emerge che possono essere ottenuti valori del rapporto  $I_n/I_p$  molto contenuti anche con tensioni di alimentazione particolarmente dissimmetriche. Viceversa in fig. II.12.a si deduce che il criterio di ottimizzazione può essere soddisfatto a patto che la corrente assorbita sia molto maggiore della nominale. Questo risultato è giustificabile dal fatto che per angoli di sfasamento elevati per bilanciare seppur una piccola ampiezza della sequenza negativa di corrente, necessitiamo di assorbire elevati valori di corrente diretta. Generalmente, per ciò che è stato sottolineato, questo criterio di ottimizzazione non è utilizzato.

### B. Minimizzazione della potenza reattiva $Q$

Il criterio di ottimizzazione è rivolto ad annullare la potenza reattiva assorbita dalla rete. Quindi:

$$Q = 0 \Rightarrow \frac{3}{2} \left[ V_p I_p \sin(\varphi_{v,p} - \varphi_{i,p}) + V_n I_n \sin(\varphi_{v,n} - \varphi_{i,n}) \right] = 0 \quad (2.39)$$

da cui:

$$\Delta\varphi_p = \arctg \left[ \frac{2V_n \Im \{ \Delta P e^{-j\varphi_\Delta} \}}{I_{p,0} (V_p^2 - V_n^2)} \right] \quad (2.40)$$

Alla stessa stregua di quanto fatto precedentemente è possibile valutare i rapporti  $I_n/I_p$  e  $I_{eff}/I_R$  e diagrammarli in funzione di  $V_n/V_R$  per differenti valori dell'angolo  $\varphi_\Delta$ , come mostrato in fig. II.13.

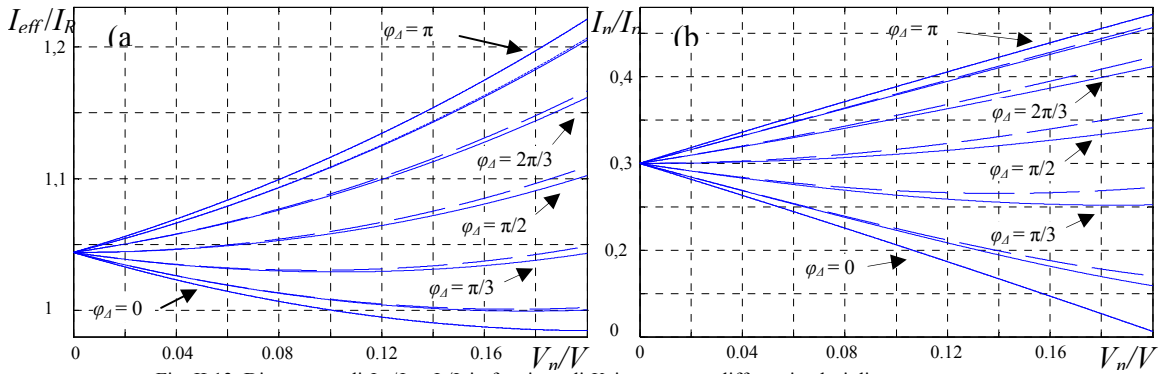


Fig. II.13. Diagramma di  $I_{eff}/I_R$  e  $I_n/I_p$  in funzione di  $V_n$  in p.u. e per differenti valori di  $\varphi_\Delta$

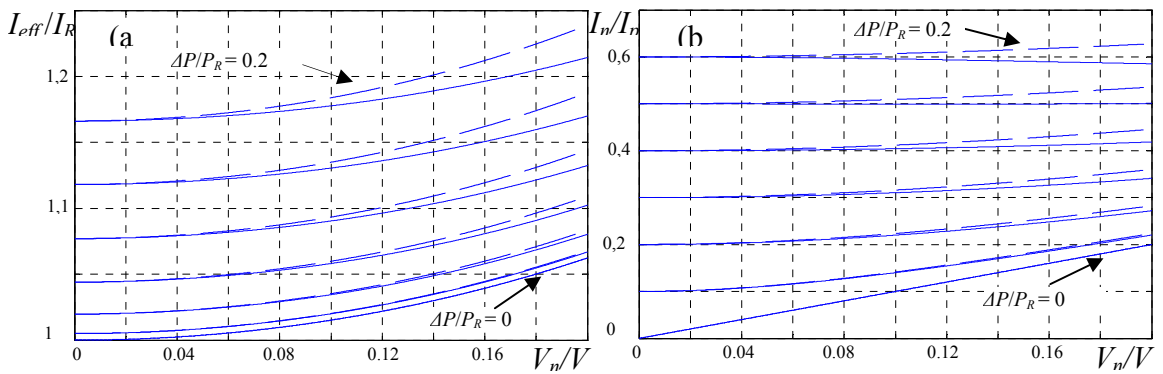


Fig. II.14. Diagramma di  $I_{eff}/I_R$  e  $I_n/I_p$  in funzione di  $V_n$  in p.u. e per differenti valori dello squilibrio di potenza  $\Delta P/P_R$

Dalle figure si evince che entrambi i rapporti decrescono in funzione di  $V_n/V_R$  per bassi valori dell'angolo  $\varphi_\Delta$ , mentre la situazione si inverte per elevati valori di  $\varphi_\Delta$ . Inoltre in fig. II.14 sono riportate le stesse grandezze ma parametrizzato con lo squilibrio di potenza  $\Delta P/P_R$  variabile da 0 al 20%.

### C. Minimizzazione del valore efficace di corrente

Un altro criterio di ottimizzazione è rappresentato dalla richiesta di minimizzare il valor efficace della corrente di linea. La condizione da imporre è:

$$\min \{ I_{eff} \} = \min \left\{ \sqrt{\frac{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2}{3}} \right\} = \min \left\{ \sqrt{\frac{I_p^2 + I_n^2}{3}} \right\} \quad (2.41)$$

ottenuta imponendo:

$$\frac{d[I_{eff}]}{d\Delta\varphi_p} = 0 \quad (2.42)$$

da cui si ottiene:

$$\Delta\varphi_p = \arctg \left[ \frac{2V_n \Im \{ \Delta P e^{-j\varphi_\Delta} \}}{I_{p,0} (V_p^2 + V_n^2)} \right] \quad (2.43)$$

La (2.43) consente ovviamente di ricavare i rapporti  $I_n/I_p$  e  $I_{eff}/I_R$  e diagrammarli in funzione di  $V_n/V_R$  per differenti valori dell'angolo  $\varphi_\Delta$ , come mostrato nella stessa fig. II.13. I grafici sono prossimi a quelli ottenuti con il criterio di ottimizzazione sulla potenza reattiva, e coincidono perfettamente per due valori notevoli dell'angolo  $\varphi_\Delta$ .

Dal confronto dei risultati ottenuti si conviene che il criterio di ottimizzazione maggiormente efficace è l'ultimo esaminato.

### D. Algoritmo di controllo

I criteri di ottimizzazione presentati hanno tutti lo scopo di calcolare i riferimenti di corrente in ingresso all'algoritmo di controllo di un H-bridge VSR, come mostrato in fig. II.15. Le grandezze misurate ad ogni intervallo di campionamento sono:

- la tensione di linea  $v_k$  con  $k = 1, 2, 3$ ;
- la corrente di linea  $i_k$  con  $k = 1, 2, 3$ ;
- la tensione di ogni singola capacità dell'H-bridge  $v_{C,k,j}$  con  $k = 1, 2, 3$  e  $j=1, \dots, (m-1)/2$ .

Dalla conoscenza delle tensioni e delle correnti di linea si valutano i rispettivi vettori spaziali  $\mathbf{v}_L$  e  $\mathbf{i}_L$ , attraverso un PLL (phase locked loop) è possibile estrarre la sequenza positiva e quella negativa di tensione

con i rispettivi angoli di sfasamento ( $\mathbf{V}_p e^{j\omega t}$  e  $\hat{\mathbf{V}}_n e^{-j\omega t}$ ). Inoltre, con la misura delle tensioni sulle singole capacità del dc-link, si valuta la tensione totale per ogni singola fase come:

$$v_{dc,k} = \sum_{j=1}^{(m-1)/2} v_{C,k,j} \quad \text{con } k = 1, 2, 3 \quad (2.44)$$

Confrontando i valori  $v_{dc,k}$  con i prefissati riferimenti  $v_{dc,1}^*, v_{dc,2}^*, v_{dc,3}^*$  si ottengono gli errori  $\varepsilon_k = v_{dc,k} - v_{dc,k}^*$ , che sono elaborati dal regolatore PI al fine di generare i riferimenti di potenza attiva  $P_k$  richiesti da ogni singola fase del carico. I riferimenti  $P_k$  ed i vettori  $\mathbf{V}_p e^{j\omega t}$  e  $\hat{\mathbf{V}}_n e^{-j\omega t}$  sono gli ingressi del controllo. Nel blocco “*calcolo della corrente di riferimento*” è presente il criterio di ottimizzazione scelto che, insieme ai dati di ingresso, fornisce in uscita la sequenza positiva e negativa di riferimento per la corrente e conseguentemente il componente simmetrico di riferimento  $\mathbf{i}_L^*$ . Infine il blocco “*controllo predittivo e modulazione*” calcola le funzioni di commutazione dei componenti controllati ed i relativi tempi di applicazione, come descritto nel paragrafo II.3.

L’algoritmo di controllo descritto è stato testato su di una piattaforma di simulazione per un H-bridge 5-livelli. La simulazione è stata condotta nelle seguenti condizioni: la tensione di rete, la frequenza e la tensione del dc-link sono state fissate rispettivamente a  $V_R = 400$  V,  $f_R = 50$  Hz e  $v_{dc,k}^* = 325$  V ( $k=1, 2, 3$ ).

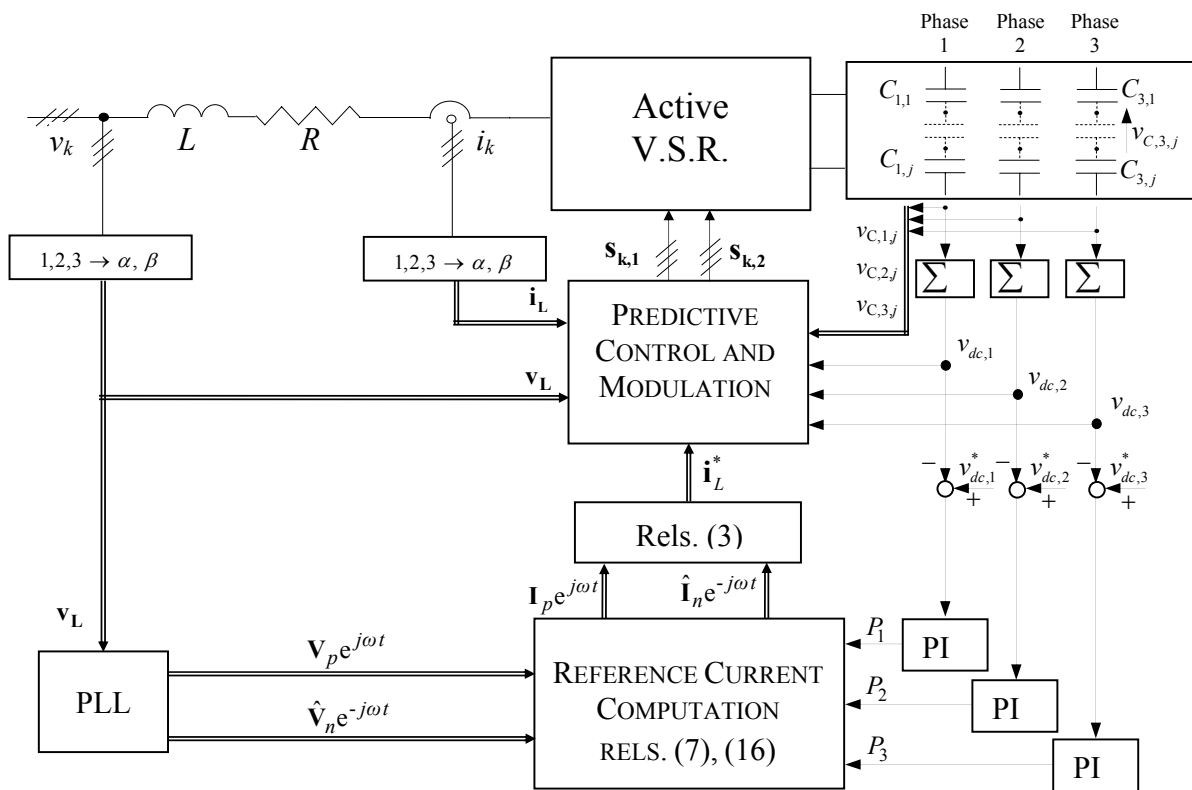


Fig. II.15 – Diagramma a blocchi per la minimizzazione del valore efficace della corrente



L'induttanza di filtro è stata posta pari a  $L = 2.5$  mH; ogni singola capacità del dc-link è pari a  $C = 2.5$   $\mu$ F. Una frequenza di campionamenti di 10 kHz è assunta per il controllo del convertitore. I risultati di simulazione sono riportati nelle fig. II.16 e II.17 facendo riferimento ad un carico di 10 kW.

Nella fig. II.16 il carico viene supposto equilibrato, mentre viene data una variazione a gradino sulla

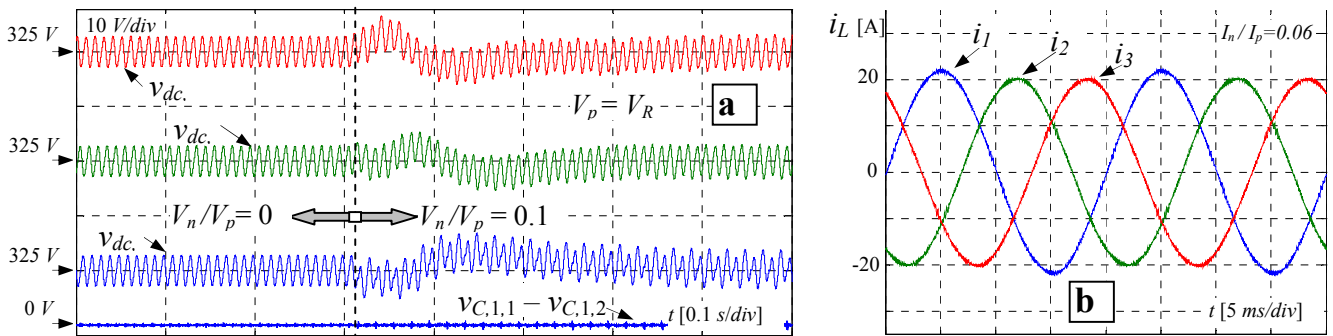


Fig. II.16. Transitorio della tensione di linea (da  $V_n/V_p=0$  a  $V_n/V_p=0.1$ ) con un carico trifase equilibrato: a) tensione del dc-link per le fasi 1,2,3 e tensioni di squilibrio delle due capacità della fase "1"; b) Corrente di linea

dissimmetria della tensione di linea che passa da  $V_n = 0$  a  $V_n/V_p = 0.1$ . Si osserva che nella fig. II.16.a sono riportate le tre tensioni del dc-link e lo squilibrio tra le capacità della prima fase, mentre nella II.16.b si nota la corrente di linea con una contenuta dissimmetria.

L'altro caso esaminato vede una variazione a gradino dello squilibrio del carico pari al 10% in presenza di rete di alimentazione con dissimmetria ancora pari a  $V_n/V_p = 0.1$ . Nella fig. II.17.b è maggiormente evidente la dissimmetria della corrente.

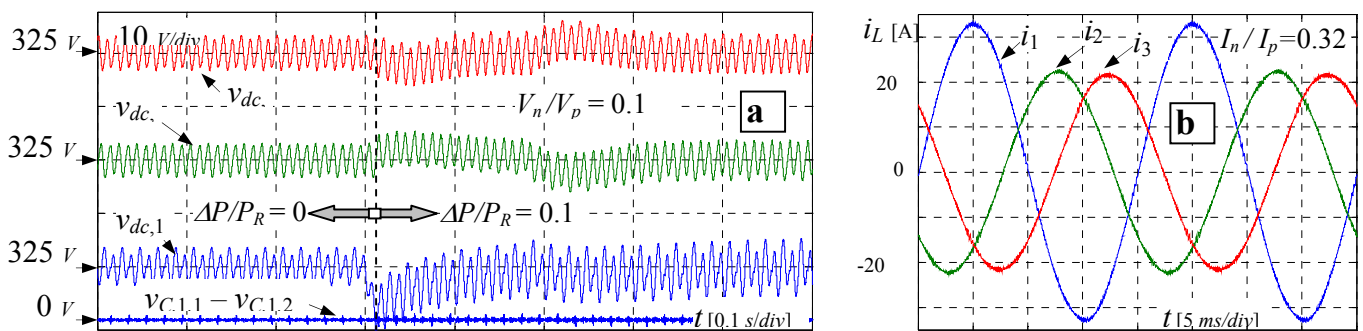


Fig. II.17. Transitorio del carico (da  $\Delta P=0$  a  $\Delta P/P_R=0.1$ ) con tensione di linea dissimmetrica: a) tensione del dc-link per le fasi 1,2,3 e tensioni di squilibrio delle due capacità della fase "1"; b) Corrente di linea

## II.5 Controllo diretto di coppia ottimizzato impiegando un inverter 3-livelli NPC

Negli azionamenti asincroni i sistemi di controllo vettoriale, che assicurano le migliori performance, possono essere sostanzialmente di due tipi. I controlli vettoriali ad orientamento di campo ricoprono un ruolo importante. Vi sono però alcuni problemi riguardanti l'elevato valore della frequenza di

commutazione richiesta all'inverter per seguire i riferimenti di tensione o di corrente, la forte dipendenza dai parametri elettrici di macchina e, quindi, la necessità di una loro corretta identificazione “on-line”, la complessità degli algoritmi di controllo che richiedono elevati tempi di calcolo nel caso di controllo a microprocessore.

Un metodo alternativo di controllo che cerca di superare i problemi appena accennati è il cosiddetto controllo diretto di coppia (direct torque control, DTC), basato sulla “scelta” e non sul “calcolo” della tensione con cui alimentare istante per istante il motore. Questo sistema si presenta particolarmente vantaggioso nelle applicazioni per le quali è richiesto un controllo di coppia rapido o nei casi in cui la coppia è la vera grandezza di comando, imposta dall'esterno all'azionamento.

Nell'ambito della strategia DTC, le azioni di controllo sono direttamente finalizzate all'inseguimento di un riferimento di coppia e di un riferimento di flusso mediante l'applicazione d'opportune configurazioni di tensioni alle fasi statoriche della macchina. Pertanto il controllo è eseguito direttamente in tensione e può perciò essere realizzato attraverso un semplice inverter a tensione impressa (VSI), senza l'impiego né di regolatori di corrente, né di modulatori PWM. Ciò consente di operare con schemi notevolmente semplificati, a tutto vantaggio della riduzione dei costi e dell'affidabilità, e con sistemi di controllo interamente digitali. Per contenere le oscillazioni di coppia presenti nel controllo DTC classico è possibile ricorrere ad un convertitore multilivello come inverter. In questo caso, il problema della scelta dei vettori spaziali da applicare ha un numero di soluzioni crescente con il numero di livelli dell'inverter; ciò impone di introdurre dei criteri di scelta che possono essere finalizzati al contenimento del ripple di coppia, determinando automaticamente anche una riduzione della distorsione di corrente del motore.

In seguito verrà illustrato un controllo DTC ottimizzato con riferimento ad un inverter 3-livelli NPC, vedi fig. II.18. Esso è basato sulla classica struttura a doppia isteresi associata a delle specifiche look-up table che introducono una oculata scelta dei vettori spaziali all'interno dell'intervallo di campionamento. Il

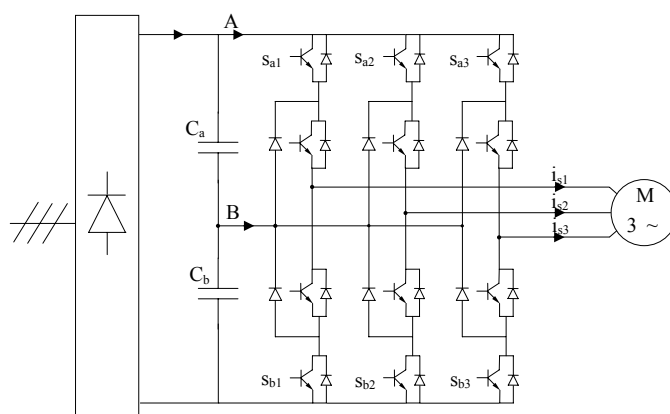


Fig. II.18 Inverter trifase 3-livelli NPC

controllo ha anche come obiettivo quello di mantenere costante il flusso di statore e bilanciate le tensioni sul dc-link dell'inverter.

Il modello matematico di una macchina asincrona trifase nel riferimento di statore può essere scritto come:

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_s &= R_s \mathbf{i}_s + \frac{d}{dt} \Phi_s \\ 0 &= R_r \mathbf{i}_r + L_r \frac{d}{dt} \mathbf{i}_r + L_m \frac{d}{dt} \mathbf{i}_s \\ T_e - T_L &= J \frac{d}{dt} \omega_r \quad \text{with} \quad T_e = \frac{3}{2} p \operatorname{Im} \{ \Phi_s \hat{\mathbf{i}}_s \} \end{aligned} \quad (2.45)$$

dove  $\mathbf{v}_s$  e  $\mathbf{i}_s$  sono i vettori spaziali della tensione e della corrente di armatura del motore.

La derivata rispetto al tempo del momento della coppia elettromagnetica assume l'espressione:

$$\frac{d}{dt} T_e = s_T = s_{T_e}(T_e) + s_{\omega_r}(\omega_r, \mathbf{i}_s) + s_v(\mathbf{v}_s, \mathbf{i}_s) \quad (2.46)$$

con:

$$\begin{aligned} s_{T_e}(T_e) &= -\gamma T_e \quad \text{with} \quad \gamma = \frac{R_s}{\sigma_s L_s} + \frac{R_r}{\sigma_s L_r} \\ s_{\omega_r}(\omega_r, \mathbf{i}_s) &= -\frac{3}{2} p \left( \frac{1}{\sigma_s L_s} \Phi_s^2 \omega_r - \operatorname{Re} \{ \Phi_s \hat{\mathbf{i}}_s \} \right) \\ s_v(\mathbf{v}_s, \mathbf{i}_s) &= \frac{3}{2} p \left( \frac{1}{\sigma_s L_s} \operatorname{Im} \{ \hat{\Phi}_s \mathbf{v}_s \} + \operatorname{Im} \{ \mathbf{v}_s \hat{\mathbf{i}}_s \} \right) \end{aligned} \quad (2.47)$$

Esaminando i tre termini che costituiscono la derivata della coppia in dettaglio, conveniamo che:

- il primo termine non dipende dalla  $\mathbf{v}_s$  e dalla velocità del rotore  $\omega_r$ , ma dipende dal valore di coppia all'istante  $t$ ; esso porta in conto le perdite joule del motore e rappresenta la pendenza negativa della coppia quando è applicato il vettore spaziale nullo ad  $\omega_r = 0$ ;
- anche il secondo termine non dipende dalla tensione applicata ma dipende da alcuni parametri elettrici del motore, dalla velocità del rotore e dalla  $\mathbf{i}_s$ ;
- l'ultimo termine dipende dalla  $\mathbf{v}_s$  ma non è funzione della velocità del rotore, in particolare questo termine può essere semplificato:

$$s_v \cong \frac{3p}{2\sigma_s L_s} \Phi_s V_s \sin \varphi_v \quad (2.48)$$

dove è stato trascurato il termine che dipendeva dalla  $\mathbf{i}_s$  e con  $\varphi_v$  si è indicato l'angolo di sfasamento di  $\mathbf{v}_s$  rispetto a  $\Phi_s$ .

La stella di vettori generata da un NPC tre livelli è costituita da 18 vettori attivi ed un vettore nullo. I vettori attivi possono essere distinti in relazione all'ampiezza in vettori piccoli (pedice "S"), medi (pedice "M") e vettori grandi (pedice "L"). Inoltre è opportuno dividere ogni settore di 60° gradi del piano complesso in due regioni di 30°, come mostrato in fig. II.19.

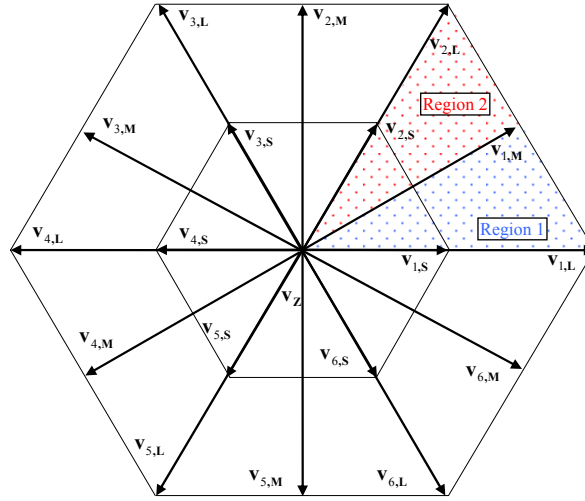


Fig. II.19. Stella dei vettori tensione di un 3-livelli VSI

In funzione della posizione del vettore spaziale  $\Phi_s$  all'interno di uno dei sei settori del piano complesso, il vettore spaziale di tensione ha una differente influenza sulla quantità  $s_v$ . Per una generica posizione di  $\Phi_s$  abbiamo 9 vettori per i quali  $s_v > 0$ , 9 per i quali  $s_v < 0$  ed 1 vettore per il quale  $s_v = 0$ . La tab. II.3 mostra i vettori che hanno un effetto positivo o negativo sul termine  $s_v$  ( $\lambda_{sv} = 1 \Rightarrow s_v > 0$  e  $\lambda_{sv} = -1 \Rightarrow s_v < 0$ ), il vettore nullo è presente in ambedue le colonne. Inoltre i 10 vettori sono ulteriormente divisi in due colonne per distinguere quali di essi produce anche un incremento ( $\lambda_\Phi = 1$ ) o decremento ( $\lambda_\Phi = -1$ ) dell'ampiezza del flusso. Così facendo, per una generica posizione del flusso in una fissata regione, otteniamo 5 coppie di vettori tali che  $\lambda_{sv} = 1$  e 5 coppie tali che  $\lambda_{sv} = -1$ .

La (2.48) può essere manipolata e scritta come:

$$s_v \cong \frac{P}{\sigma_s L_s} \Phi_s V_{dc} K_v \sin(\beta_v - \alpha) = A \cdot K_v \sin(\beta_v - \alpha) \quad (2.49)$$

con:  $V_{dc}$  tensione del dc-link,  $K_v$  è una costante pari ad 1 per i vettori grandi, pari a  $\sqrt{3}/2$  per i vettori medi, 1/2 per i vettori piccoli e 0 per il vettore nullo;  $\beta_v$  è la fase del vettore tensione scelto computata rispetto alla direzione del vettore  $\mathbf{v}_{k,L}$  se  $\Phi_s$  è nella regione 1 oppure rispetto a  $\mathbf{v}_{k,M}$  se  $\Phi_s$  è nella regione 2 del settore  $k$ ;  $\alpha$  è la fase di  $\Phi_s$  computata rispetto alla direzione del vettore  $\mathbf{v}_{k,L}$  se  $\Phi_s$  è nella

regione 1 oppure rispetto a  $\mathbf{v}_{k,M}$  se  $\Phi_s$  è nella regione 2 del settore  $k$ . Da ciò deduciamo che il termine della coppia  $s_v$  prodotto da un generico vettore tensione varia sinusoidalmente con  $\alpha$ . Il corrispondente valore medio  $\bar{s}_v$  è riportato in tab. II.3.

TAB. II.3  
DTC LOOK-UP TABLE

DTC Look-Up Table									Auxiliary column
$n_c$	Region 1				Region 2				$\bar{s}_v/A$
	$\lambda_{sv}=1$		$\lambda_{sv}=-1$		$\lambda_{sv}=1$		$\lambda_{sv}=-1$		
	$\lambda_\Phi=-1$	$\lambda_\Phi=1$	$\lambda_\Phi=-1$	$\lambda_\Phi=1$	$\lambda_\Phi=-1$	$\lambda_\Phi=1$	$\lambda_\Phi=-1$	$\lambda_\Phi=1$	
5	$\mathbf{V}_{k+2,L}$			$\mathbf{V}_{k-1,L}$		$\mathbf{V}_{k+2,L}$	$\mathbf{V}_{k-1,L}$		$3/\pi$
		$\mathbf{V}_{k+1,M}$	$\mathbf{V}_{k-2,M}$		$\mathbf{V}_{k+1,M}$			$\mathbf{V}_{k-2,M}$	$\sqrt{3}/2 \cdot 3/\pi$
4		$\mathbf{V}_{k+1,L}$	$\mathbf{V}_{k-2,L}$		$\mathbf{V}_{k+1,L}$			$\mathbf{V}_{k-2,L}$	$3/\pi \cdot (\sqrt{3}-1)$
	$\mathbf{V}_{k+2,M}$			$\mathbf{V}_{k-1,M}$		$\mathbf{V}_{k+2,M}$	$\mathbf{V}_{k-1,M}$		$\sqrt{3}/2 \cdot 3/\pi \cdot (\sqrt{3}-1)$
3	$\mathbf{V}_{k+2,S}$			$\mathbf{V}_{k-1,S}$		$\mathbf{V}_{k+2,S}$	$\mathbf{V}_{k-1,S}$		$3/2\pi$
		$\mathbf{V}_{k+1,S}$	$\mathbf{V}_{k-2,S}$		$\mathbf{V}_{k+1,S}$			$\mathbf{V}_{k-2,S}$	$3/2\pi \cdot (\sqrt{3}-1)$
2	$\mathbf{V}_{k+3,L}$			$\mathbf{V}_{k,L}$		$\mathbf{V}_{k+3,L}$	$\mathbf{V}_{k,L}$		$3/\pi \cdot (2-\sqrt{3})$
		$\mathbf{V}_{k,M}$	$\mathbf{V}_{k+3,M}$		$\mathbf{V}_{k,M}$			$\mathbf{V}_{k+3,M}$	$\sqrt{3}/2 \cdot 3/\pi \cdot (2-\sqrt{3})$
1	$\mathbf{V}_{k+3,S}$			$\mathbf{V}_{k,S}$		$\mathbf{V}_{k+3,S}$	$\mathbf{V}_{k,S}$		$3/2\pi \cdot (2-\sqrt{3})$
		$\mathbf{V}_Z$	$\mathbf{V}_Z$		$\mathbf{V}_Z$			$\mathbf{V}_Z$	0

La tab. II.3 mostra quindi il solo andamento di uno dei tre termini della pendenza della coppia. Pertanto la pendenza totale della coppia potrebbe essere differente in relazione al peso che ha il modulo del termine  $|s_v|$  rispetto alla somma  $|s_{T_e} + s_{\omega_r}|$  che porta in conto le condizioni di carico e la velocità del rotore. La  $dT_e/dt$  è pari a 0 quando si verifica la condizione:

$$s_v = -s_{T_e} - s_{\omega_r} \quad (2.50)$$

Se ciò si verifica per un noto valore di  $n_c$ , allora la minima pendenza positiva viene ottenuta con il vettore individuato da  $n_c+1$  (analogamente la minima pendenza negative sarà data dal vettore con  $n_c-1$ ).

Riferendoci al caso di incremento di coppia, dalla (2.50) si ha:

$$\left. \frac{dT_e}{dt} \right|_{n_c+1} = s_v|_{n_c+1} + s_{T_e} + s_{\omega_r} = s_v|_{n_c+1} - s_v|_{n_c} \quad (2.51)$$

Dalla (2.51) si evinve che il minimo incremento di coppia ottenibile è pari alla differenza di due valori consecutive di  $s_v$ . Applicando queste considerazione a tutte le coppie di vettori consecutivi otteniamo il massimo valore di pendenza di coppia ottenibile in una determinata condizione di funzionamento. Ovviamente il valore di  $s_{\max}$  è funzione dei parametri elettrici del motore:

$$s_{\max} = \frac{\sqrt{3}}{4} \cdot \frac{p V_{dc} \Phi_s}{\sigma_s L_s} \quad (2.52)$$

Il valore si  $s_{\max}$  consente di dimensionare opportunamente la banda di isteresi, infatti la coppia può essere ragionevolmente mantenuta in una banda di ampiezza pari a:  $2\Delta T_e = s_{\max} T_s$  dove  $T_s$  è l'intervallo di campionamento. Questo valore deve essere considerato un valore di primo tentativo perché empiricamente aggiustato durante un'analisi numerica. Dette considerazioni consentono di individuare il valore di pendenza di coppia desiderato all'interno di un intervallo di campionamento:

$$s^* = s_{\max} / 2 \quad (2.53)$$

Infatti con questa pendenza il valore di coppia è in grado di raggiungere il riferimento fissato all'interno di un intervallo di campionamento se  $T_e = T_e^* - \Delta T_e$  o  $T_e = T_e^* + \Delta T_e$  oppure resta all'interno della banda di isteresi se all'istante iniziale dell'intervallo di campionamento si ha:  $T_e^* - \Delta T_e \leq T_e \leq T_e^* + \Delta T_e$ .

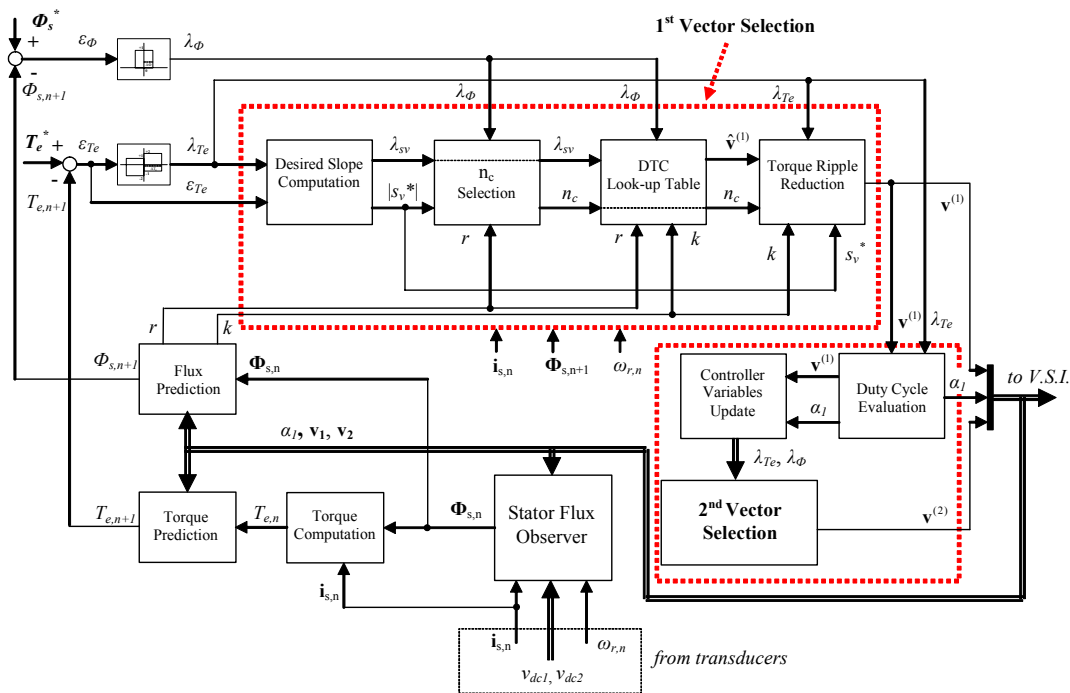


Fig. II.20. Schema di controllo DTC

Lo schema dell'algoritmo di controllo è riportato in fig. II.20, in quest'ultimo è possibile distinguere chiaramente tre sezioni: la selezione del primo vettore, la selezione del secondo vettore e la valutazione delle grandezze tramite retroazione.

Inoltre nello schema di controllo si distinguono i due regolatori ad isteresi: un primo regolatore classico a due livelli per la retroazione dell'ampiezza del flusso di statore, che fornisce in uscita i valori  $\lambda_\Phi = 1$  (il flusso deve aumentare) e  $\lambda_\Phi = -1$  (il flusso deve diminuire); il secondo regolatore è a quattro livelli e viene

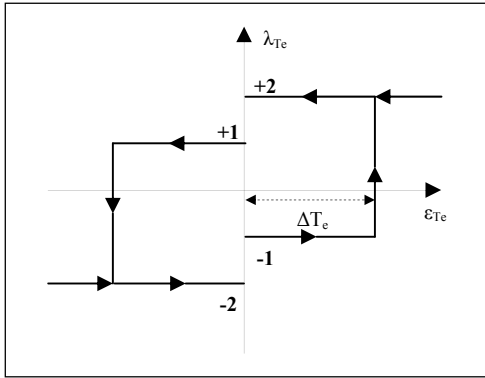


Fig. II.21. Regolatore ad isteresi 4-livelli per il controllo della coppia

utilizzato per elaborare l'errore di coppia, riportato in fig. II.21. L'uscita del regolatore può commutare da -2 a -1 e da 2 ad 1 in corrispondenza di  $T_e^*$ ; i valori 2 e -2 danno una chiara indicazione sul vettore da selezionare, in particolare se  $\lambda_{T_e} = 2$  bisogna far aumentare la coppia mentre se  $\lambda_{T_e} = -2$  la coppia deve diminuire.

Per la selezione del primo vettore si utilizzano i quattro blocchi indicati nella fig. II.20. Il blocco "pendenza desiderata" riceve in ingresso l'errore di coppia  $\varepsilon_{T_e}$ , i valori delle variabili di stato del

motore e l'uscita discreta del regolatore; in uscita restituisce la frazione di pendenza desiderata ottenuta come:

$$s_v^* = \pm s^* - s_{\omega_r} - s_{T_e} \quad (2.54)$$

dove il segno "+" viene considerato quando  $\lambda_{T_e} = 2$  e il segno "-" quando  $\lambda_{T_e} = -2$ . Il modulo  $|s_v^*|$  e il relativo segno vengono utilizzati per individuare l'indice  $n_c$ , insieme al valore di  $\lambda_\Phi$  ed alla regione  $r$  dove ricade il vettore  $\Phi_s$ . Nel blocco "rapida selezione di  $n_c$ " viene selezionato l'indice  $n_c$  tale che minimizzi

la differenza  $\left| |s_v^*| - \bar{s}_v \right|$ . A questo punto è univocamente individuato il vettore spaziale da selezionare  $\hat{v}^{(1)}$ . In

alcuni casi potrebbe non essere possibile avere una pendenza reale di coppia prossima a quella desiderata, per superare questo problema un ulteriore blocco di ottimizzazione è introdotto. Infatti, confrontando la pendenza desiderata con quella che effettivamente produrrebbe il vettore selezionato  $\hat{v}^{(1)}$ , è possibile modificare la selezione ed ottenere, optando per i vettori  $n_c + 1$  o  $n_c - 1$ , una pendenza maggiormente prossima a quella desiderata.

L'applicazione del primo vettore può produrre le seguenti situazioni all'interno di un intervallo di campionamento:

1. la coppia raggiunge il valore limite  $T_e^* + \Delta T_e$
2. la coppia raggiunge il valore limite  $T_e^* - \Delta T_e$
3. la coppia raggiunge il riferimento  $T_e^*$
4. non si verifica nessuno dei precedenti casi.

Se una delle 3 condizioni iniziali è verificata all'istante  $\alpha_1$  dell'intervallo di campionamento  $(t_{n+1}, t_{n+1} + T_s)$  un secondo vettore  $\mathbf{v}^{(2)}$  viene applicato per il tempo rimanente  $(t_{n+1} + \alpha_1, t_{n+1} + T_s)$ , dove  $\alpha_1$  è semplicemente valutando attraverso la stima del primo vettore selezionato. Viceversa se non si verifica una delle prime 3 condizioni è applicato solo il primo vettore. Il blocco “*update delle variabili*” aggiorna i valori degli indici  $\lambda_\Phi$  e  $\lambda_{T_e}$  sulla base dei valori predetti di coppia e flusso all'istante  $(t_{n+1} + \alpha_1)$ . Se il secondo vettore deve essere applicato allora si procede alla stessa stregua di quanto fatto per la prima selezione.

La stima del flusso di statore passa attraverso le equazioni dell'osservatore completo:

$$\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{i}}_s \\ \hat{\Phi}_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{13} & 0 \end{bmatrix} \mathbf{I} + p \omega_r \begin{bmatrix} 1 & b_{12} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{J} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{i}}_s \\ \hat{\Phi}_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} c_1 \\ 0 \end{bmatrix} \mathbf{I} \mathbf{v}_s + \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix} \mathbf{I} + p \omega_r \begin{bmatrix} g_3 \\ g_4 \end{bmatrix} \mathbf{J} (\hat{\mathbf{i}}_s - \mathbf{i}_s) \quad (2.55)$$

dove:

$$a_{11} = -\frac{R_s + \sigma_r L_s}{\sigma_s L_s}, \quad a_{12} = \frac{\sigma_r}{\sigma_s L_s}, \quad a_{13} = -R_s, \quad b_{12} = -\frac{1}{\sigma_s L_s} \quad (2.56)$$

$$c_1 = \frac{1}{\sigma_s L_s}, \quad \mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Le costanti  $g_i$  dell'osservatore sono scelte in maniera tale che:

$$g_1 = (h-1)a_{11}, \quad g_2 = (h^2 - 1)a_{12}, \quad g_3 = -(h-1)b_{12}, \quad g_4 = 0 \quad (2.57)$$

Sulla base della stima del vettore spaziale del flusso di statore e sulla misura della corrente di statore, è possibile stimare la coppia del motore all'istante  $t_n$ . La frequenza di commutazione ha la seguente espressione:

$$f_{sw} \in \left( \frac{n_L - 1}{n_L^2 T_s}; 2 \cdot \frac{n_L - 1}{n_L^2 T_s} \right) \quad (2.58)$$

Che consente di stabilire qual è la frequenza max.

La validità della tecnica di controllo presentata è stata testata su una piattaforma di simulazione e successivamente implementata su un prototipo di NPC realizzato in laboratorio. L'obiettivo di questo studio



è quello di verificare l'applicabilità di questa tecnica di controllo a motori di media-alta potenza. In particolare è stato esaminato il caso tipico di un azionamento con potenza compresa tra 200 kW e 300 kW (tipica applicazione per treni leggeri o trasporto pubblico). Per questa ragione la frequenza di commutazione dei componenti è stata fissata a 2.5 kHz. Il prototipo utilizzato in laboratorio è stato opportunamente scalato per semplificare i test sperimentali. La macchina asincrona trifase utilizzata ha i seguenti dati di targa: 11 kW, 2 poli, 400 V e 50 Hz con momento di inerzia pari a  $J = 0.4 \text{ Kg m}^2$ . Il motore è alimentato da un NPC 3-livelli con IGBT che hanno 20 kHz come frequenza di funzionamento. La tensione del dc-link è fissata a 550 V. La piattaforma di controllo vede l'impiego di un DSP della Texas con clock da 40 MHz. L'intervallo di campionamento è fissato a 100  $\mu\text{s}$ .

La fig. II.22 mostra i risultati di simulazione relativi all'andamento nel tempo della coppia elettromagnetica e dell'errore del flusso  $\Phi_e - \Phi_e^*$  a bassa velocità ( $\omega_r = 0.2 \omega_{rn}$ ) e ad elevata velocità ( $\omega_r = 0.8 \omega_{rn}$ ). Si noti come introducendo una variazione a gradino del riferimento di coppia si resti sempre nella banda di isteresi. Per il motore considerato il valore massimo della pendenza di coppia è pari a  $s_{\max}^* = 5.4 \cdot 10^4 \text{ Nm/s}$ , conseguentemente  $2\Delta T_e = 5.4 \text{ Nm}$ , quest'ultimo valore è stato corretto empiricamente a 4 Nm. Pertanto dal diagramma si evince che lo scostamento massimo dal riferimento è minore del 6%. Il riferimento per il flusso di statore è di 0.94 Wb, con un'oscillazione inferiore al 3% ed un andamento migliore alle elevate velocità. Per consentire un confronto tra l'analisi numerico-simulativa e i test sperimentali, sono state acquisite le seguenti grandezze: corrente di statore, coppia del motore e la tensione di squilibrio delle

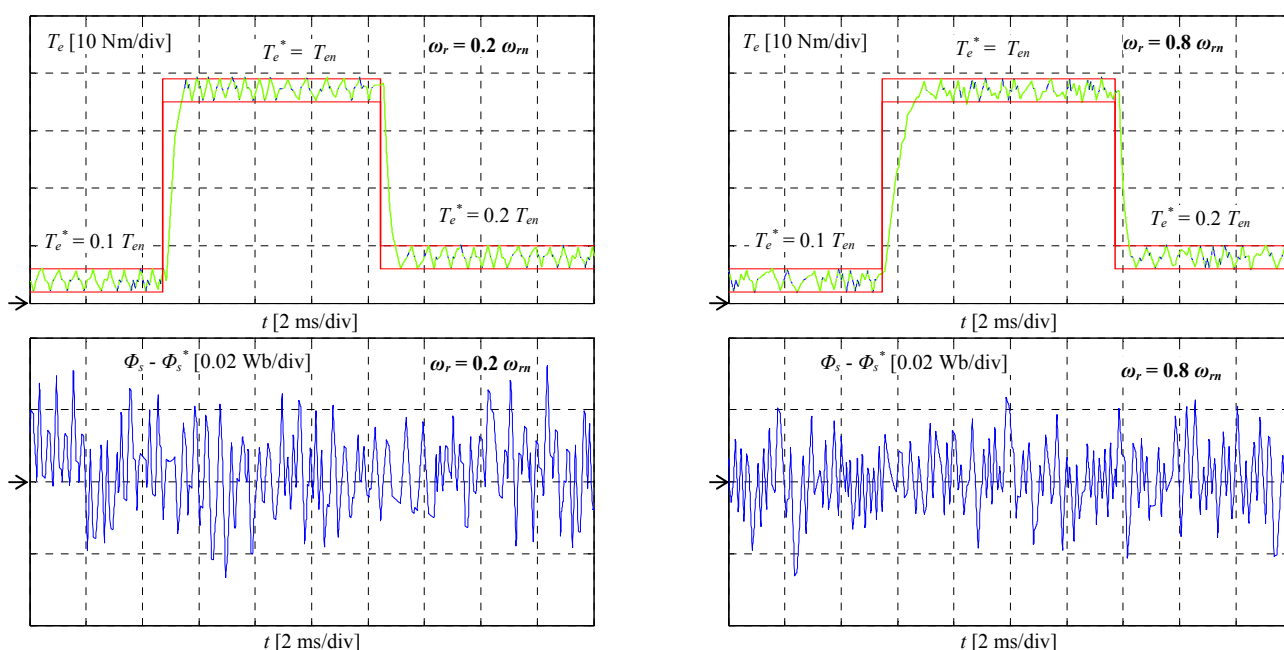


Fig. II.22. Diagramma della coppia elettromagnetica  $T_e$  e dell'ampiezza del flusso di statore per due differenti velocità in corrispondenza di due variazioni a gradino del riferimento di coppia

capacità del dc-link a tre differenti valori di velocità (fig. II.23). il riferimento di coppia è stato posto pari a 30 Nm coincidente con circa l'80% della coppia nominale. Si osservi il ridottissimo contenuto armonico della corrente di statore nelle diverse condizioni di funzionamento.

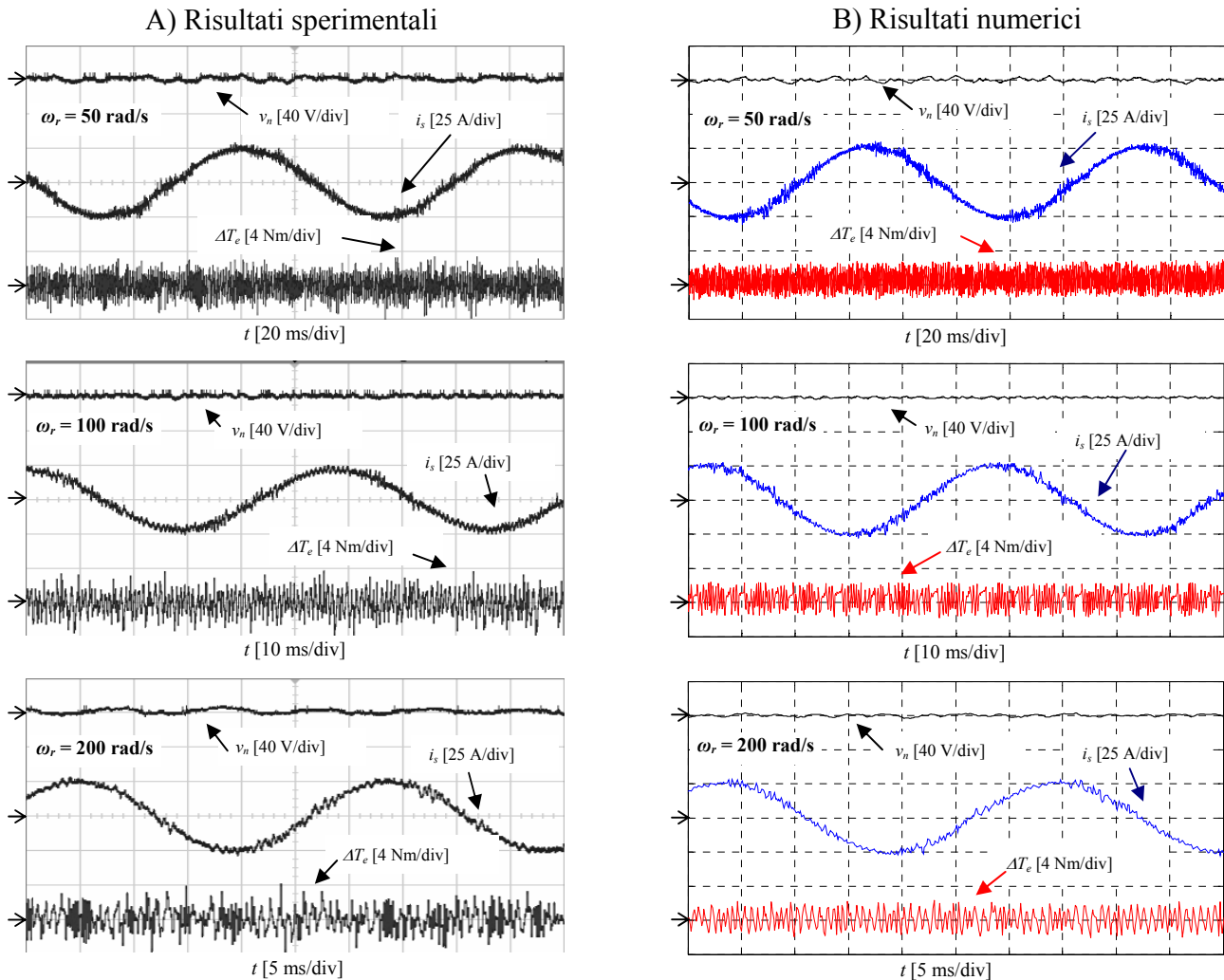


Fig. II.23. Diagramma della tensione del punto centrale, della corrente di fase del motore e dell'errore di coppia in condizioni di regime stazionario per differenti valori di velocità e con un riferimento di coppia pari a 30 Nm

## II.6 Modello matematico generalizzato per convertitori VSR multilivello

Dalle tecniche di controllo esaminate è emerso che per mettere appunto un algoritmo di controllo, per VSR o VSI, è indispensabile ricercare il modello matematico del convertitore. Con riferimento ad un VSR, le configurazioni circuitali che è possibile utilizzare hanno ciascuna una specifica caratteristica. Tuttavia è possibile fornire un modello matematico “unificato” per un generico convertitore multilivello che rappresenta un rapido strumento per la costruzione di tecniche di controllo che praticamente prescindono dalla topologia del convertitore utilizzato.

Il modello matematico proposto è formalmente espresso da equazioni “unificate” i cui coefficienti vanno di volta in volta particolarizzati per ogni topologia considerata.

Il modello matematico di un convertitore  $m$  livelli con  $N$  capacità per ramo, può essere dedotto partendo dalla seconda legge di Kirchhoff scritta per la maglia comprendente un ramo del convertitore e la rete a monte. Si ottiene:

$$v_{s,j} = R_s i_{s,j} + L_s \frac{d}{dt} i_{s,j} + v_{f,j} + v_{oo}, \quad j=1,2,3 \quad (2.59)$$

dove la tensione  $v_{f,j}$  rappresenta la tensione di fase interna del convertitore, ed è esprimibile come:

$$v_{f,j} = \sum_{r=1}^N s_{r,j} v_{r,j} \quad (2.60)$$

con  $s_{r,j}$  funzione di commutazione della  $j$ -esima fase che parzializza la tensione  $v_{f,j}$  attraverso le  $r$ -esime tensioni del dc-link, con  $r=1, 2, \dots, N$ .

Ovviamente l'espressione delle funzioni di commutazione  $s_{r,j}$  varia in funzione della topologia considerata. Introducendo il componente simmetrico per la tensione di linea e per la tensione di fase del convertitore:

$$\mathbf{v}_s = \frac{2}{3} \cdot \sum_{j=1}^3 v_{s,j} e^{2\pi(j-1)/3}; \quad \mathbf{v}_f = \frac{2}{3} \cdot \sum_{j=1}^3 v_{f,j} e^{2\pi(j-1)/3} \quad (2.61)$$

l'equazione (1) può essere espressa nella forma complessa:

$$\mathbf{v}_s = R_s \mathbf{i}_s + L_s \frac{d}{dt} \mathbf{i}_s + \mathbf{v}_f \quad (2.62)$$

Il modello matematico risulta completo se aggiungiamo all'equazione (2.62), le equazioni delle derivate delle tensioni  $v_{r,j}$  in funzione delle correnti iniettate nelle capacità  $i_{0,j}, i_{1,j}, \dots, i_{(N-1),j}$  (vedi fig. II.24), le equazioni sulle capacità possono sempre essere ricondotte, indipendentemente dalla topologia, al seguente sistema:

$$\begin{cases} C_{1,j} \frac{d}{dt} v_{1,j} = i_{0,j} \\ C_{2,j} \frac{d}{dt} v_{2,j} = i_{0,j} + i_{1,j} \\ \vdots \\ C_{N,j} \frac{d}{dt} v_{N,j} = i_{0,j} + i_{1,j} + \dots + i_{N-1,j} \end{cases} \quad j=1,2,3 \quad (2.63)$$

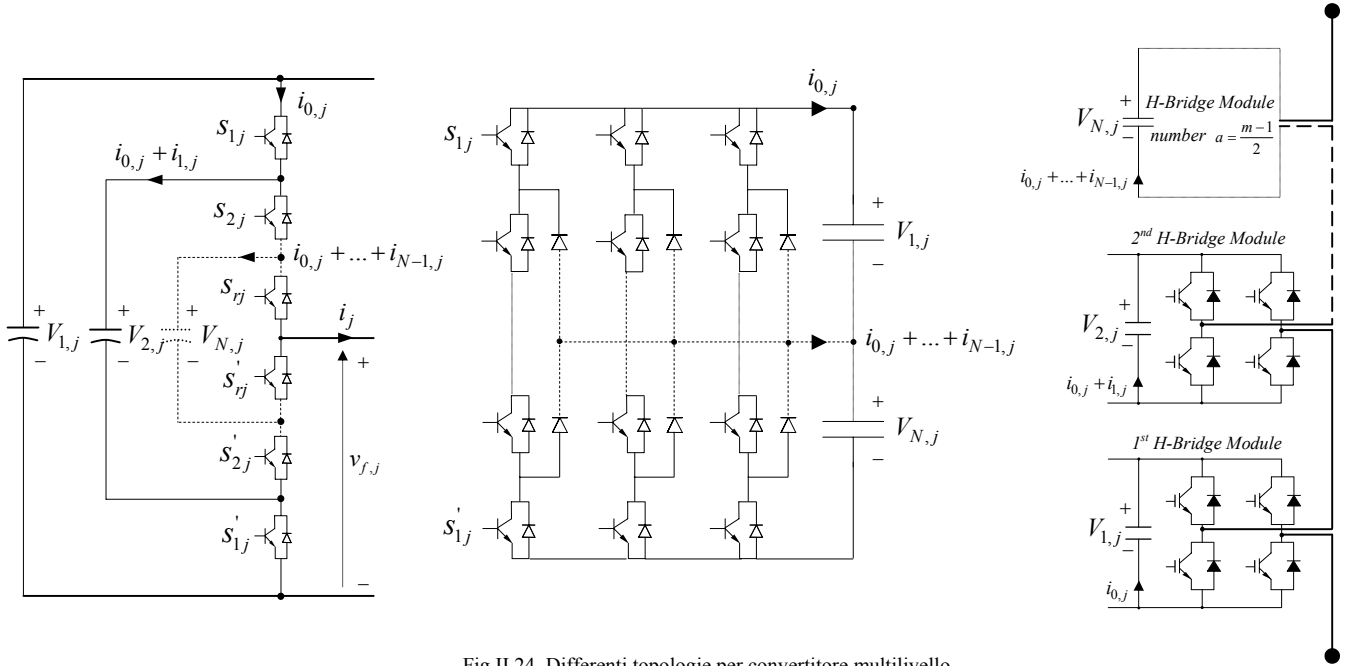


Fig.II.24. Differenti topologie per convertitore multilivello

è opportuno indagare su un'espressione che relazioni direttamente la differenza tra le tensioni e le correnti di squilibrio.

Si definiscono in primo luogo la tensione totale del dc-link  $v_{0,j}$  e delle variabili ausiliarie  $e_{r,j}$  come:

$$\begin{cases} v_{0,j} = v_{1,j} + v_{2,j} + \dots + v_{N,j} \\ e_{1,j} = v_{1,j} - v_{2,j} \\ e_{2,j} = v_{2,j} - v_{3,j} \\ \vdots \\ e_{N-1,j} = v_{N-1,j} - v_{N,j} \end{cases} \quad j = 1, 2, 3 \quad (2.64)$$

la  $e_{r,j}$  è la differenza tra la  $r$ -esima e  $(r-1)$ -esima tensione della capacità della  $j$ -esima fase.

Invertendo il sistema (2.64), si ottiene la seguente relazione:

$$v_{r,j} = \frac{1}{N} \left( v_{0,j} - \sum_{k=1}^{r-1} e_{k,j} + \sum_{k=r}^{N-1} e_{k,j} \right) \quad r = 1, \dots, N-1 \quad j = 1, 2, 3 \quad (2.65)$$

La potenza istantanea  $P_j$  trasferita alla  $j$ -esima fase del dc-link può essere espressa come:

$$P_j = v_{1,j} \cdot i_{0,j} + v_{2,j} \cdot (i_{0,j} + i_{1,j}) + \dots + v_{N,j} \cdot (i_{0,j} + i_{1,j} + \dots + i_{N-1,j}) \quad j = 1, \dots, j_{\max} \quad (2.66)$$

Sostituendo alle tensioni  $v_{r,j}$  le (2.65), si ottiene per  $P_j$  la seguente espressione:

$$P_j = v_{0,j} i_{0,j}^{eq} - \sum_{k=1}^{N-1} e_{k,j} i_{r,j}^{eq} \quad j = 1, 2, 3 \quad (2.67)$$

in cui le correnti  $i_{0,j}^{eq}$  e  $i_{r,j}^{eq}$  sono definite come:

$$\begin{cases} i_{0,j}^{eq} = i_{0,j} + \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N-1} (N-k) i_{k,j} & j = 1, 2, 3 \\ i_{r,j}^{eq} = \frac{1}{N} \left( \sum_{k=1}^r (N-r) k i_{k,j} + \sum_{k=r+1}^{N-1} (N-k) r i_{k,j} \right) & r = 1, \dots, N-1 \end{cases} \quad (2.68)$$

Invertendo le (2.68), si ottiene:

$$\begin{cases} i_{0,j} = i_{0,j}^{eq} - i_{1,j}^{eq} & j = 1, 2, 3 \\ i_{r,j} = -i_{r-1,j}^{eq} + 2i_{r,j}^{eq} - i_{r+1,j}^{eq} & r = 1, \dots, N-1 \end{cases} \quad (2.69)$$

Sostituendo nelle (2.61), le (2.62) e le (2.68), si ottiene il sistema di equazioni normalizzato rispetto a  $v_{0,j}$  e  $e_{r,j}$ :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} v_{0,j} = \sum_{k=1}^N \frac{1}{C_{k,j}} i_{0,j}^{eq} + \sum_{k=1}^{N-1} \left( \frac{1}{C_{k+1,j}} - \frac{1}{C_{k,j}} \right) i_{k,j}^{eq} & j = 1, 2, 3 \\ \frac{d}{dt} e_{r,j} = \left( \frac{1}{C_{r,j}} - \frac{1}{C_{r+1,j}} \right) i_{0,j}^{eq} - \left( \frac{1}{C_{r,j}} + \frac{1}{C_{r+1,j}} \right) i_{r,j}^{eq} + \frac{1}{C_{r,j}} i_{r-1,j}^{eq} + \frac{1}{C_{r+1,j}} i_{r+1,j}^{eq} & r = 1, \dots, N-1 \end{cases} \quad (2.70)$$

Pertanto, considerata una struttura ad  $m$ -livelli con  $N$  capacità per ramo, il modello matematico del convertitore è il seguente:

$$\begin{cases} \mathbf{v}_s = R_s \mathbf{i}_s + L_s \frac{d}{dt} \mathbf{i}_s + \mathbf{v}_f \\ \frac{d}{dt} v_{0,j} = \sum_{k=1}^N \frac{1}{C_{k,j}} i_{0,j}^{eq} + \sum_{k=1}^{N-1} \left( \frac{1}{C_{k+1,j}} - \frac{1}{C_{k,j}} \right) i_{k,j}^{eq} & j = 1, 2, 3 \\ \frac{d}{dt} e_{r,j} = \left( \frac{1}{C_{r,j}} - \frac{1}{C_{r+1,j}} \right) i_{0,j}^{eq} - \left( \frac{1}{C_{r,j}} + \frac{1}{C_{r+1,j}} \right) i_{r,j}^{eq} + \frac{1}{C_{r,j}} i_{r-1,j}^{eq} + \frac{1}{C_{r+1,j}} i_{r+1,j}^{eq} & r = 1, \dots, N-1 \end{cases} \quad (2.71)$$

Il numero totale di equazioni necessarie a descrivere il comportamento delle tre diverse topologie considerate è riportato in tab. II.4; la stessa mostra anche, per ciascuna delle topologie considerate, le differenti espressioni delle funzioni di commutazione ed il numero di capacità in funzione del numero di livelli  $m$ .

E' da osservare che valgono le seguenti condizioni sulle tensioni delle capacità a seconda della topologia considerata:

- NPC:  $v_{r,1} = v_{r,2} = v_{r,3} = v_r \quad \forall r$
- Flying Capacitors:  $v_{1,1} = v_{1,2} = v_{1,3} = v_1$

TAB. II.4  
 GRANDEZZE SPECIFICHE PER LE DIFFERENTI TOPOLOGIE DI CONVERTITORI

<b>Topologia Dati</b>	<i>N.P.C.</i>	<i>Flying Capacitors</i>	<i>H-Bridge</i>
<b>N</b> (numero di capacità)	$m - 1$	$3(m - 2) + 1$	$3(m - 1)/2$
<b>Numero di equazioni</b>	$N$	$3N - 2$	$3N$
<b>Switching functions</b>	$s_{r,j} \in \{0,1\}$	$s_{r,N} \in \{0,1\}$ $s_{r,j} \in \{-1,0\}$ $j \neq N$	$s_{r,j} \in \{-1,0,1\}$

### III.1 Generalità introduttive: i veicoli politensione

Ai moderni sistemi di propulsione ferroviaria ed ai relativi sistemi di controllo, oltre al miglioramento continuo delle prestazioni funzionali legato alle crescenti esigenze di mercato, è richiesta la capacità di assolvere compiti sempre più complessi, che spaziano dalla gestione della missione dei diversi sottosistemi, alla robustezza nei confronti di eventi esterni che possono danneggiare o alterare la funzionalità di parti del sistema, alla diagnosi on-line, al supporto all'assistenza, all'interazione con i servizi ausiliari di bordo, in forte evoluzione ed articolazione e con potenza richiesta non più trascurabile rispetto a quella necessaria alla trazione. Il tutto inserito in un contesto normativo sempre più attento agli aspetti della sicurezza e della continuità di esercizio, e in un panorama internazionale di forte competitività, tesa a contenere il più possibile i costi in relazione alle prestazioni ed all'efficacia del servizio complessivamente fornito.

Il progettista del sistema deve sentire la necessità, accanto all'ottenimento di requisiti funzionali di elevato livello, di tenere in considerazione i requisiti di *dependability* (*fidatezza*) del servizio già a partire dalle fasi preliminari del processo di sviluppo. I livelli di fidatezza, infatti, risultano ormai fondamentali per la qualità del servizio e per la percezione che ne ha l'utilizzatore, che si traduce in 'soddisfazione' del cliente/utente.

Tra le cause principali di interruzione del servizio (o, almeno, del 'servizio corretto') vi sono i guasti agli equipaggiamenti della locomotiva; tra questi la causa primaria di "richiesta di riserva" o, comunque, di danneggiamenti tali da non consentire il corretto funzionamento del mezzo di trazione, è attribuibile al sistema di propulsione. Quest'ultimo è alquanto complesso e costituito da diverse parti. Un ruolo centrale è svolto dal sottosistema di alimentazione e di conversione statica dell'energia elettrica che, tra l'altro, deve assicurare la compatibilità tra le installazioni fisse e gli equipaggiamenti di bordo e che risulta particolarmente complesso nei veicoli politensione, destinati a funzionare su linee di alimentazione aventi caratteristiche diverse.

La situazione attuale prevede (EN 50163) linee di alimentazione in alternata monofase a 25 kV/50 Hz e 15 kV/16 $\frac{2}{3}$  Hz e linee in continua a 3 kV e 1.5 kV. Da diversi anni l'Unione Europea sta promuovendo l'interoperabilità sulla rete ferroviaria europea, per consentire la libera circolazione di passeggeri e merci, senza la necessità di cambiare locomotiva ai confini tra i Paesi membri, con aggravii in termini di costi e di tempi di percorrenza. Il cambio sarebbe, peraltro, impossibile per gli elettrotreni, dotati di propulsione integrata nelle diverse carrozze. L'interoperabilità è assicurata dalla possibilità di riconfigurare il sistema di conversione a bordo del mezzo di trazione nel passaggio da una tipologia di alimentazione ad un'altra.

Chopper a più livelli per le linee in continua, e trasformatore a più secondari seguito in cascata da raddrizzatori quattro quadranti per le linee in alternata sono le soluzioni base oggi utilizzate per le unità

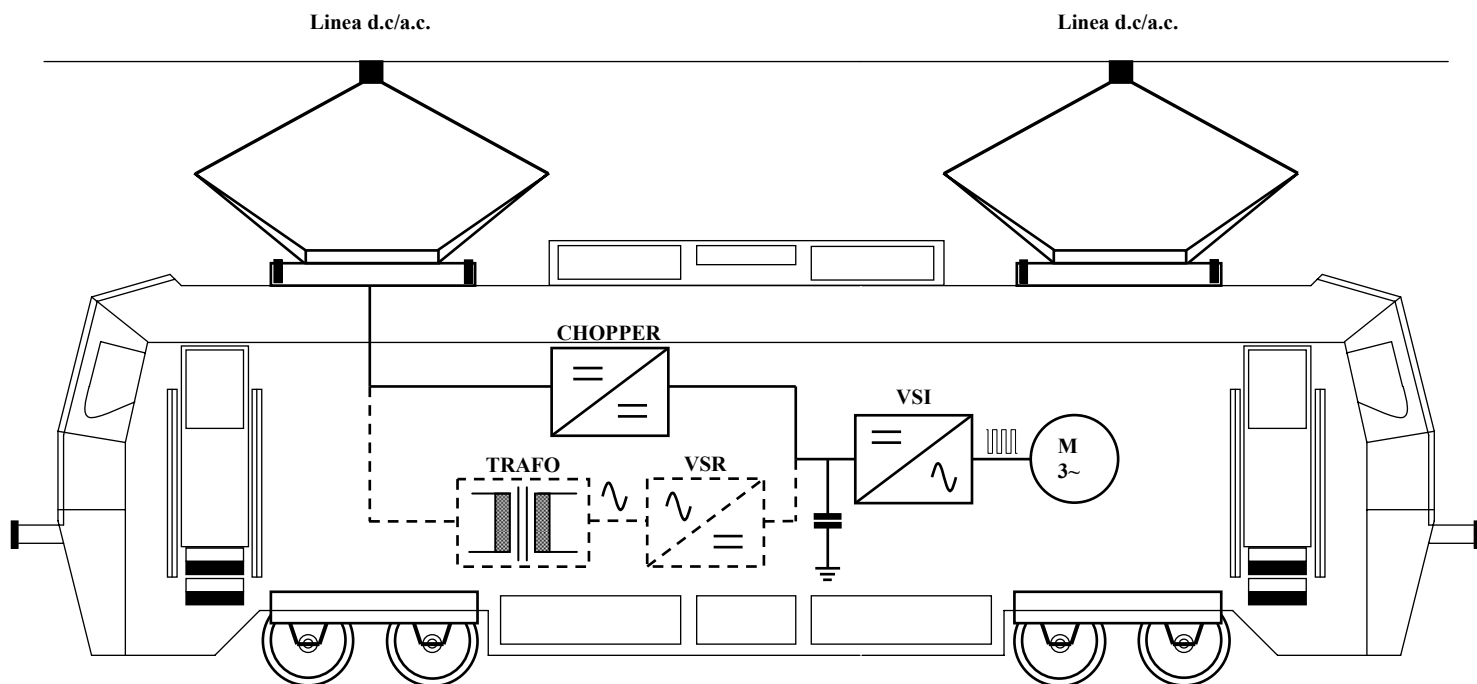


Fig. III.1 Esempio di locomotiva politensione

di conversione dell'energia, con coesistenza di entrambe nei veicoli politensione (cfr. fig. III.1). In cascata a questo stadio di conversione lato linea, è presente un convertitore di trazione, in genere rappresentato da un inverter trifase a due o più livelli, che alimenta uno o più motori asincroni. Nello stadio intermedio in corrente continua (dc-link) è presente un condensatore di livellamento, un eventuale filtro LC per ridurre il ripple di tensione, un circuito di crowbar per proteggere gli stadi a valle da sovratensioni e/o rotture del primo stadio, un eventuale circuito per la frenatura dinamica.

A livello di dispositivi di potenza utilizzati nei convertitori statici, a valle del passaggio dai tiristori con relativi circuiti di spegnimento ai GTO effettuata tra gli anni '80 e '90, negli ultimi anni si è assistito ad una progressiva transizione verso gli IGBT (o componenti comunque ad essi riconducibili, quali gli IEGT e gli IGCT), grazie soprattutto all'incremento dei valori di tensione di bloccaggio e di corrente nominale di tali componenti. La tecnologia realizzativa di tipo press-pack, recentemente introdotta anche per gli IGBT, consente, poi, costruzioni più compatte e semplifica le operazioni di intervento manutentivo.

La disponibilità di componenti ad elevata tensione nominale e ad accresciuta frequenza di commutazione rispetto a quelli di precedente generazione, consente di semplificare le strutture di conversione nel caso di linee in d.c. (a 3 kV o 1.5 kV) e suggerisce l'impiego di configurazioni innovative nel caso di linee in a.c.. Con riferimento a queste ultime si sta, ad esempio, valutando l'opportunità di utilizzare un convertitore ac/ac a più livelli direttamente connesso alla tensione di alimentazione e di posporre il trasformatore in uscita a tale convertitore. Il trasformatore si trova così a lavorare a media frequenza (500 – 2000 Hz); di conseguenza, è di dimensioni notevolmente ridotte e viene incontro ai drammatici problemi di spazio all'interno della locomotiva. Sono, inoltre, oggetto di studio numerose altre soluzioni circuitali e di controllo finalizzate al miglioramento del filtraggio di



armoniche ed interarmoniche per limitare le perdite nelle apparecchiature di bordo, l'inquinamento armonico delle linee di alimentazione e i problemi di compatibilità elettromagnetica in generale e di interferenza con i sistemi di segnalamento.

Come si evince dalla letteratura scientifica nel settore in oggetto e dalle realizzazioni effettuate da vari costruttori, gli studi sono in gran parte rivolti all'ottenimento di condizioni di funzionamento ad elevate prestazioni. Minore attenzione è dedicata all'analisi di topologie circuitali e sistemi di controllo intrinsecamente "fault-tolerant", in grado cioè di assicurare il normale servizio atteso (o accettabilmente differente da quello previsto) nel caso in cui si presenti un'avaria o una determinata combinazione di guasti. La fault-tolerance, infatti, insieme alla messa a punto di misure di prevenzione dei guasti, alla capacità di rimuoverli una volta verificatisi ed eventualmente di prevederli sulla base dell'evoluzione di alcune grandezze, rappresenta uno dei mezzi per il miglioramento della dependability del servizio, dal momento che incide positivamente sui due importanti attributi di affidabilità e di disponibilità.

Una maniera di migliorare le caratteristiche di robustezza ai guasti delle apparecchiature di conversione è quella di riferirsi a strutture multilivello diventate negli ultimi anni il cuore di molti moderni sistemi di conversione. A fronte del ricorso ad un maggior numero complessivo di componenti, le strutture a più livelli di tensione presentano i noti benefici funzionali consistenti nel miglioramento della 'power quality', con riduzione delle perdite joule e dei problemi di compatibilità elettromagnetica, e nella possibilità di operare a tensioni più elevate rispetto alle topologie classiche. Un'altra caratteristica delle strutture multilivello è rappresentata dalla ridondanza intrinseca delle configurazioni, cioè dalla possibilità di generare lo stesso livello di tensione con diversi stati di commutazione; opportunamente sfruttata, tale proprietà può indirizzare la progettazione verso sistemi di conversione fault-tolerant.

La letteratura internazionale non è esaustiva sull'analisi fault-tolerant dei convertitori per uso generale ed è addirittura molto limitata in riferimento ai convertitori utilizzati nei sistemi di trazione ferroviaria.

Anche per il trasformatore di alimentazione (solo per linee a.c. o per veicoli politensione) vi è scarsa considerazione progettuale nei riguardi dell'affidabilità e disponibilità. L'integrità dello stesso viene assicurata da protezioni termiche, spesso tarate in maniera cautelativa anche per mancanza di affidabili modelli matematici in grado di prevedere il funzionamento in presenza di correnti distorte nei numerosi secondari interaccoppiati. L'intervento intempestivo delle protezioni del trasformatore è critico per il servizio di trasporto, dal momento che il trasformatore è disposto in serie a tutto il sistema di propulsione.

Nonostante l'esigenza di elevati valori di dependability richiesti dal servizio ferroviario, gli aspetti di robustezza ai guasti e di capacità di rimuovere gli stessi non sono ancora tenuti in debito conto nella progettazione dei sottosistemi e dell'intero sistema di propulsione. Ciascun sottosistema viene configurato e dimensionato in base a specifiche funzionali assegnate e solo in fase di verifica si valutano i parametri RAMS (reliability, availability, maintenance, safety).

Le incrementate esigenze del servizio ferroviario, unite alla spinta della UE verso il “treno europeo”, rendono necessaria un’armonizzazione progettuale ed una completa standardizzazione delle interfacce dei sottosistemi. Ciò consente di incrementare la competitività dei costruttori e di ridurre il life cycle cost (LCC), ma al tempo stesso rende prioritario il ricorso a criteri di progettazione fortemente orientati ad assicurare elevati valori di tutti gli attributi della dependability.

Nell’ambito del crescente volume di traffico il trasporto ferroviario, inteso come trasporto pubblico e trasporto merci, ha acquisito sempre maggiore importanza. In quest’ottica il completamento del servizio nel rispetto degli orari, il ridotto numero di riserve, la rapidità di manutenzione, la disponibilità e la sicurezza (attributi della dependability) del sistema rappresentano un requisito irrinunciabile per i treni moderni.

In questo capitolo sarà presentata una panoramica delle architetture degli azionamenti utilizzati a bordo dei sistemi di trazione ferroviari, ponendo l’accento sui sistemi per i veicoli politensione. L’obiettivo è quello di indicare le linee guida per una progettazione orientata alla dependability. Successivamente sarà presentata un’analisi numerico-simulativa e la relativa validazione sperimentale su una realizzazione prototipale.

## **III.2 Architetture degli apparati di alimentazione e conversione dell’energia elettrica a bordo dei mezzi di trazione ferroviaria**

### *A. Indagine sullo stato dell’arte*

Le informazioni riguardanti la “dependability” (o “fidatezza”) sono state acquisite mutuandole in larga parte da settori dell’ingegneria affini a quelli dell’ingegneria elettrica.

Lo scopo di questo studio consiste nell’analizzare le metodologie e le procedure seguite per assicurare elevati livelli di dependability in sistemi complessi, ma eventualmente anche diversi da quelli del trasporto ferroviario.

Da questa analisi sono scaturite alcune conferme di quanto già ipotizzato; le principali riguardano da un lato la necessità di introdurre già a livello di progettazione e dimensionamento i diversi concetti connessi alla dependability del servizio complessivo, dall’altra la possibilità di scomporre l’intero sistema in più sottosistemi (non numerosi), ciascuno caratterizzato da tecnologie omogenee con la relativa necessità di definire stringenti specifiche per il loro interfacciamento.

Grazie a ciò, ci si è convinti nella possibilità di contribuire all’aumento del livello di dependability dell’intero sistema sviluppando studi analitici comparativi nell’ambito delle strutture di conversione statica dell’energia dedicate all’alimentazione dei sistemi di propulsione elettrica a bordo dei treni. Per tali motivi sono stati classificati materiali bibliografici riguardanti convertitori statici con configurazioni multilivello e/o multistadio, destinati a funzionare in settori applicativi di svariata natura.

Un'ulteriore indagine bibliografica, ha riguardato le configurazioni circuitali più frequentemente utilizzate nei sistemi di trazione ferroviaria europei, con particolare riferimento alle strutture cosiddette politensione, le quali, per la loro intrinseca complessità derivante dalla flessibilità di alimentazione, sono naturalmente più esposte a criticità di funzionamento.

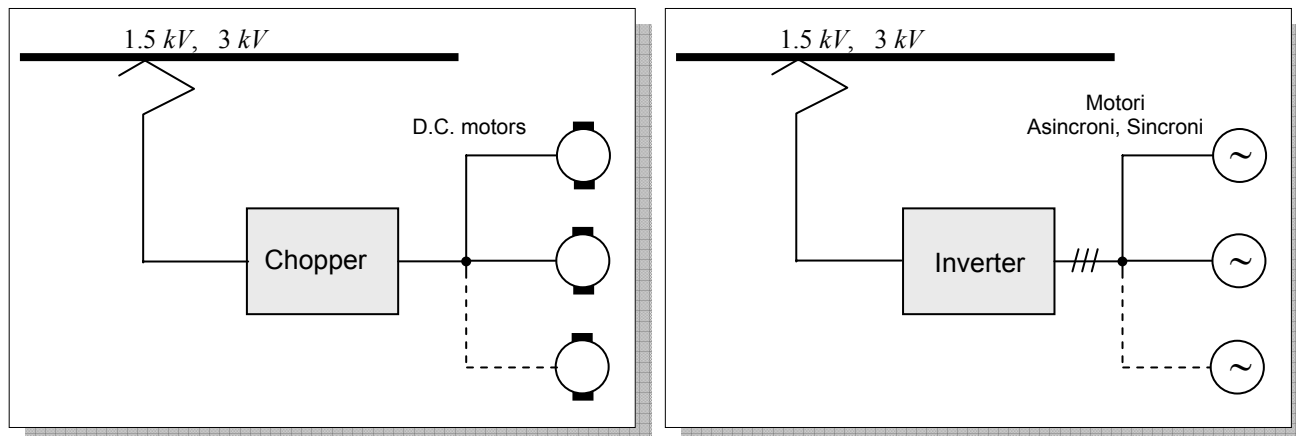


Fig. III.2. azionamenti plurimotore in c.c. e in c.a. per sistemi di trazione ferroviaria

### B. Considerazioni preliminari sulle configurazioni circuitali

I sistemi di propulsione elettrica ferroviaria sono tradizionalmente costituiti da azionamenti plurimotore, come schematicamente riportato in fig. III.2.

Già da lungo tempo gli azionamenti si presentano multistadio, con almeno due stadi in cascata sia per

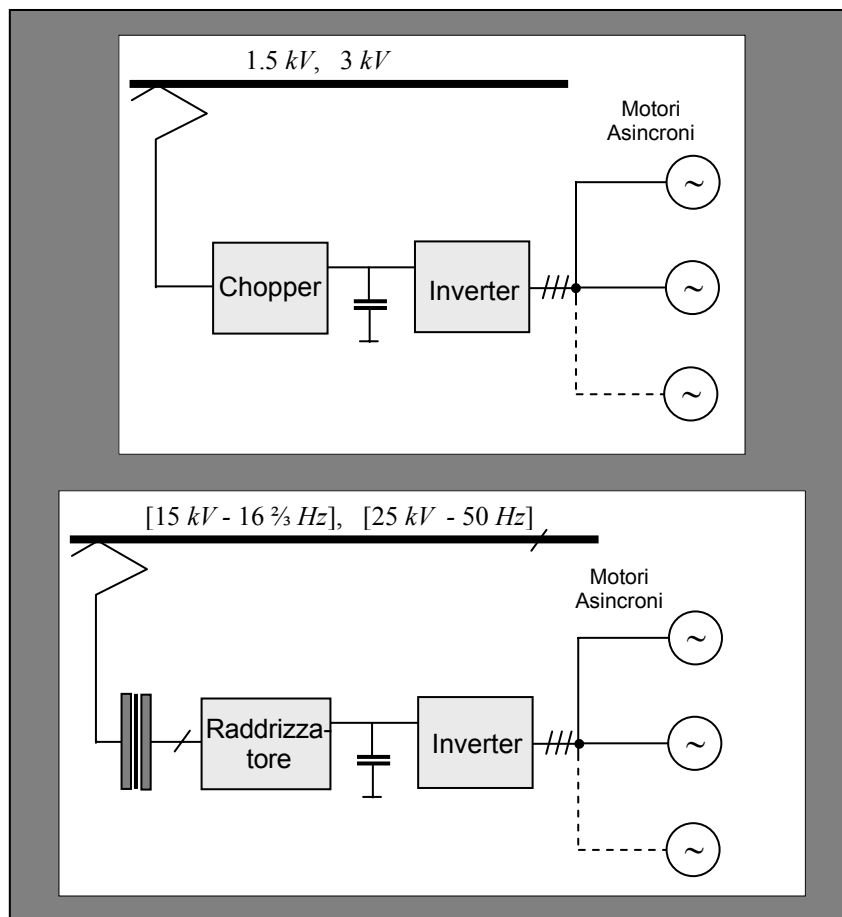


Fig. III.3. Esempi di azionamenti per trazione ferroviaria con motori asincroni

linee in continua (a 1.5 oppure 3.0 kV) che per linee in alternata (a 15 kV e 16 $\frac{2}{3}$ Hz, oppure 25 kV e 50 Hz); per quanto riguarda i motori, quelli in alternata e soprattutto asincroni nelle realizzazioni attuali hanno praticamente sostituito del tutto i motori in corrente continua (rappresentazione in fig. III.3).

Considerazioni di diversa natura hanno condotto a realizzare nella gran parte dei casi pratici (almeno in presenza di motori asincroni) delle “unità di trazione-lato motore” costituite da un inverter a tensione impressa alimentante due o più motori in parallelo (in genere 2), come indicato in fig. III.4.

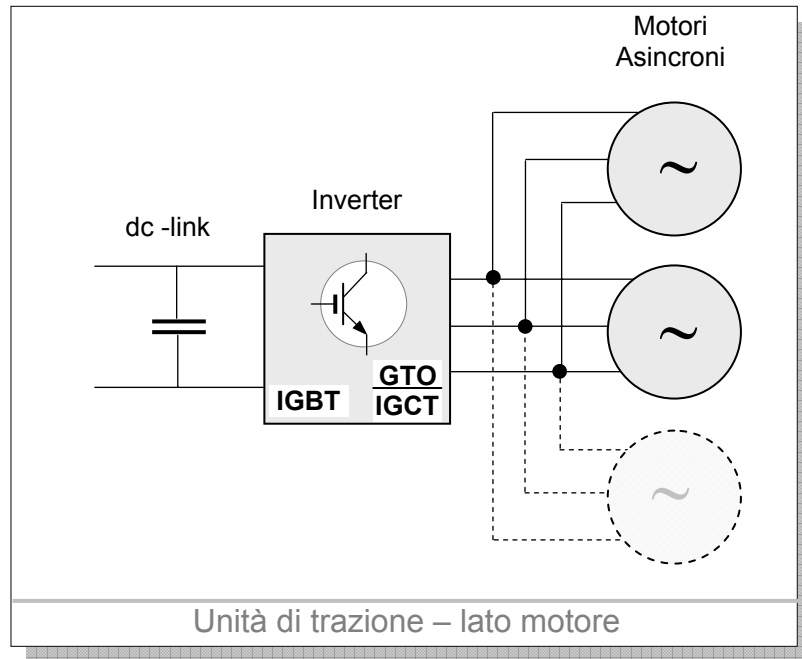


Fig. III.4. Unità di trazione lato motore con inverter a tensione impressa

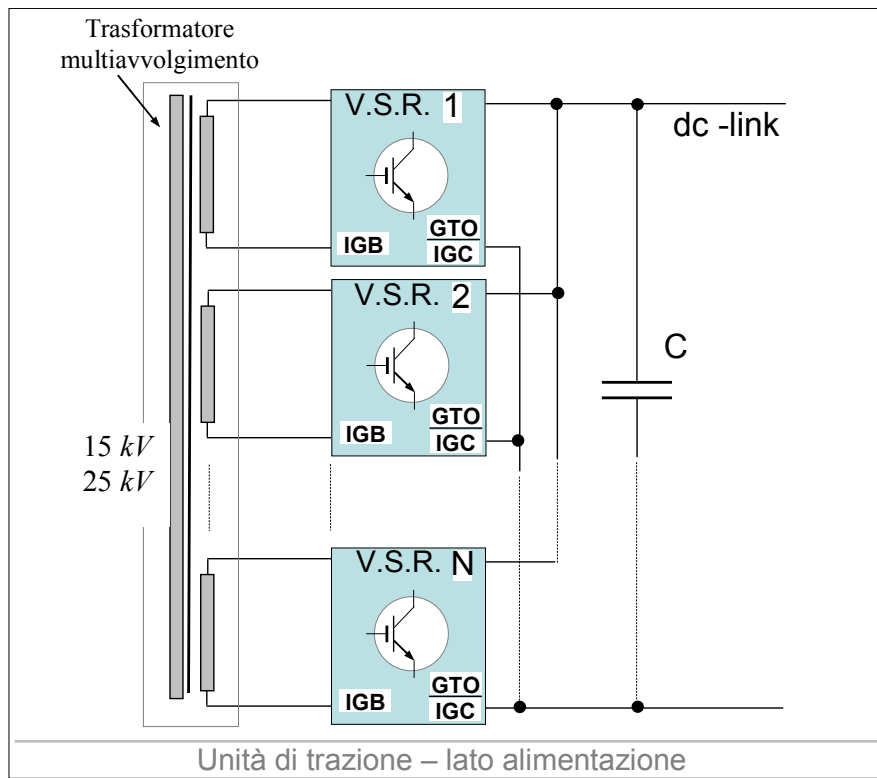


Fig. III.5. Unità di trazione lato alimentazione con trasformatore multiavvolgimento

Negli ultimi anni i dispositivi di switching maggiormente adoperati sono stati gli IGBT e i GTO in ranges di potenza differenti; recentemente gli IGCT hanno cominciato a sostituire i GTO per le migliori prestazioni in termini energetici.

Come già indicato in fig. III.3, la tensione di dc-link è ottenuta a valle di un chopper o di un raddrizzatore dipendentemente dal tipo di linea di alimentazione disponibile. Nel caso, ad esempio, di linea di alimentazione in alternata monofase, l'“unità di trazione - lato alimentazione” è costituita da 2 o più raddrizzatori attivi monofase in parallelo dal lato in continua ed alimentati separatamente dai secondari di un trasformatore multiavvolgimento avente il primario connesso alla linea di alimentazione (cfr. fig. III.5).

Una frequente configurazione di azionamento di trazione nel caso di linea di alimentazione in alternata monofase è rappresentata in fig. III.6. In essa sono presenti due unità di trazione lato linea (*Traction Unit T.U. 1/L e T.U. 2/L*) e due unità di trazione lato motore (*Traction Unit T.U. 1/M e T.U. 2/M*). In ciascuna di queste due ultime sono presenti due motori asincroni connessi in parallelo all'uscita del VSI (meno frequentemente sono presenti 3 motori). Vi sono due bus in continua indipendenti, ciascuno dei quali alimenta separatamente un inverter a tensione impressa. Il trasformatore lato linea (cfr. fig. III.7) ha quattro secondari alimentanti le due unità di trazione, e due secondari alimentanti i circuiti dei servizi ausiliari di bordo. I 6 secondari elettricamente indipendenti sono in genere ‘affacciati’ a 6 corrispondenti bobine del primario alimentate in parallelo sulla linea. La potenza connessa agli avvolgimenti dei circuiti ausiliari è minore di quella dei circuiti di trazione ma di entità confrontabile (30-60 %) data la crescente necessità di disporre di servizi di bordo di diversa natura.

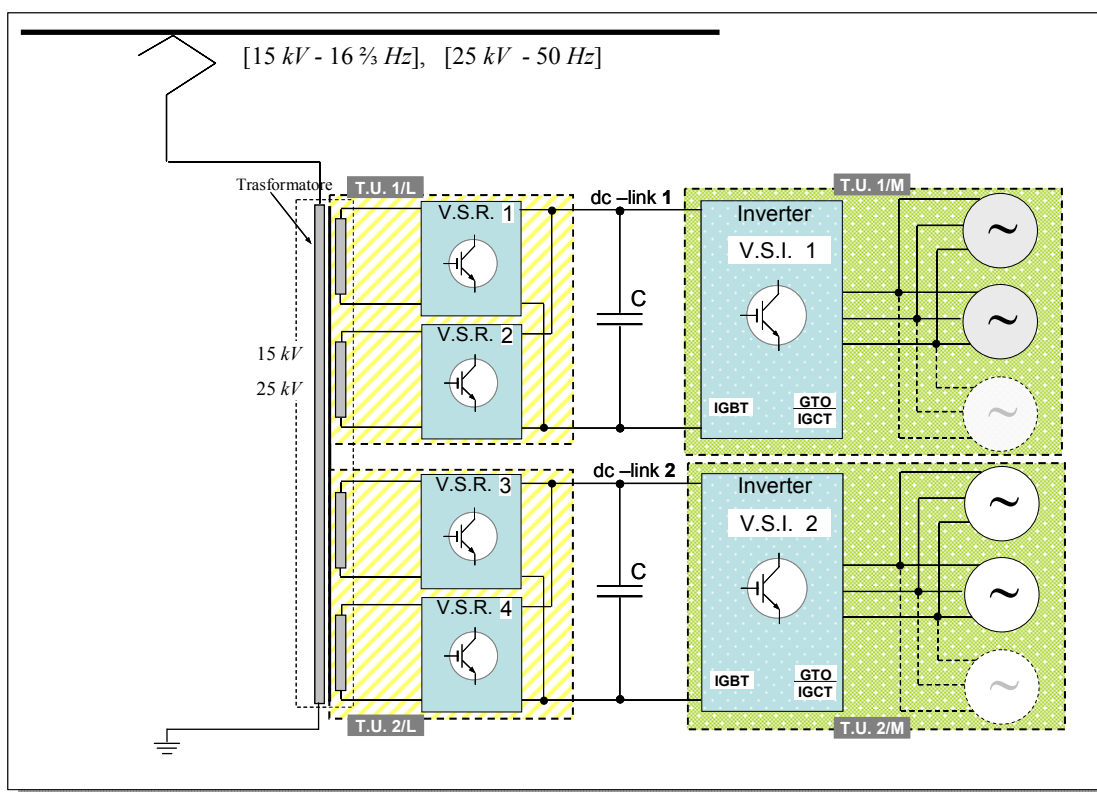


Fig. III.6. Configurazione azionamento di trazione

Per limitare la distorsione armonica della corrente di linea, oltre all'impiego di filtri in genere costosi, da

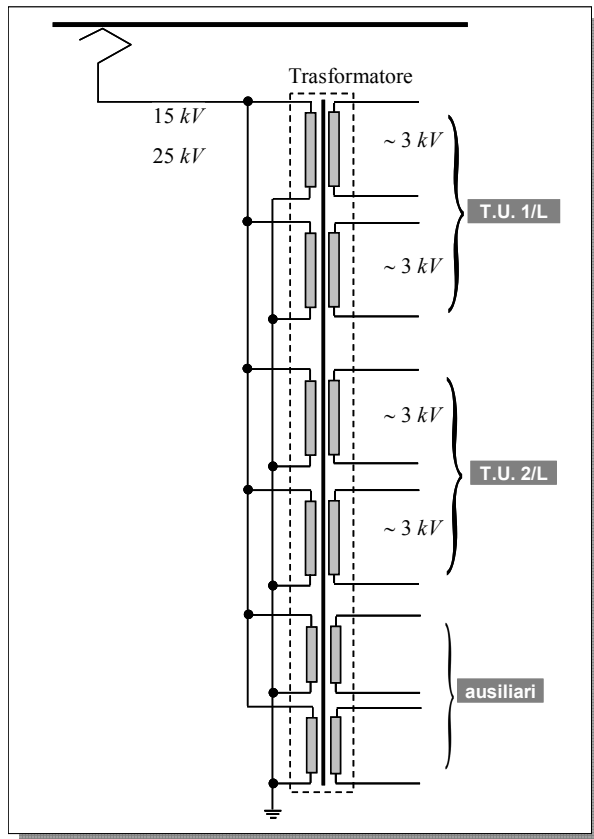


Fig. III.7. Trasformatore con 6 secondari

un lato si dimensiona il trasformatore in modo da avere elevati valori di induttanza di dispersione (la caduta di tensione interna è dell'ordine del 35-40%), dall'altro si utilizzano front-end attivi (VSR) anziché raddrizzatori tradizionali come primo stadio dei convertitori di trazione. Tali raddrizzatori attivi sono comandati con una tecnica "interlacciata", consistente nello shiftare di un angolo pari a  $2\pi/N$  le funzioni di commutazione dei diversi VSR appartenenti alla stessa unità di trazione, con  $N$  pari al numero di VSR appartenenti all'unità considerata (cfr. fig. III.5) e, di conseguenza, nel riuscire ad aumentare la frequenza apparente di switching vista dall'alimentazione. La presenza dei VSR contribuisce, inoltre, a migliorare il fattore di potenza lato linea di alimentazione e a mantenere sostanzialmente costante la tensione sulle capacità del dc-link. Oltre a migliorare le prestazioni

dell'azionamento, la presenza di più VSR in parallelo nella stessa unità di trazione lato linea consente, infine, una certa robustezza ai guasti, garantendo livelli di potenza anche del 75% della nominale in caso di avaria ad uno qualsiasi dei VSR e sua successiva esclusione dal circuito. Lo stesso si verifica se si danneggia una bobina del secondario o una bobina del primario del trasformatore.

Soluzioni circuitali alternative sono seriamente prese in considerazione in quanto le dimensioni di ingombro del trasformatore multiavvolgimento rendono difficile allocare tutto l'azionamento di propulsione nel locomotore; un'altra motivazione è fornita dall'elevato costo iniziale del trasformatore (pari a circa il 35% dell'intero complesso di propulsione) e di quello di manutenzione successiva durante l'esercizio. In caso di guasto è infine laborioso intervenire sul trasformatore e sono in genere richiesti tempi lunghi per gli interventi di riparazione in officina. Le configurazioni circuitali oggetto degli studi recenti sono mutate dai cosiddetti convertitori dc/ac o ac/ac con stadio intermedio in alta frequenza (High Frequency Link), del tipo di quelli rappresentati nello schema a blocchi sintetico di fig. III.8.a e in quello più dettagliato di fig. III.8.b.

La tensione di uscita del VSI è a frequenza elevata (ad es. qualche kHz) e rappresenta la tensione primaria del trasformatore monofase. Quest'ultimo risulta avere una costruzione 'particolare' in quanto deve essere realizzato con materiali e tecnologie adatte a limitare le perdite nel ferro e con potenze specifiche elevate per unità di volume; il valore di frequenza di lavoro elevato rispetto al valore della

frequenza di una linea monofase di trazione consente, infatti, di ridurre notevolmente le dimensioni d'ingombro del trasformatore stesso a pari potenza trasmessa. Nell'idea originale il convertitore lato motore è un cicloconvertitore monofase in ingresso e trifase in uscita (come ad esempio rappresentato in fig. III.8.b) oppure può essere costituito anche da un classico convertitore a doppio stadio a tensione impressa o da una topologia risonante in grado di ridurre le perdite di commutazione per le caratteristiche ZV (zero voltage) e ZC (zero current).

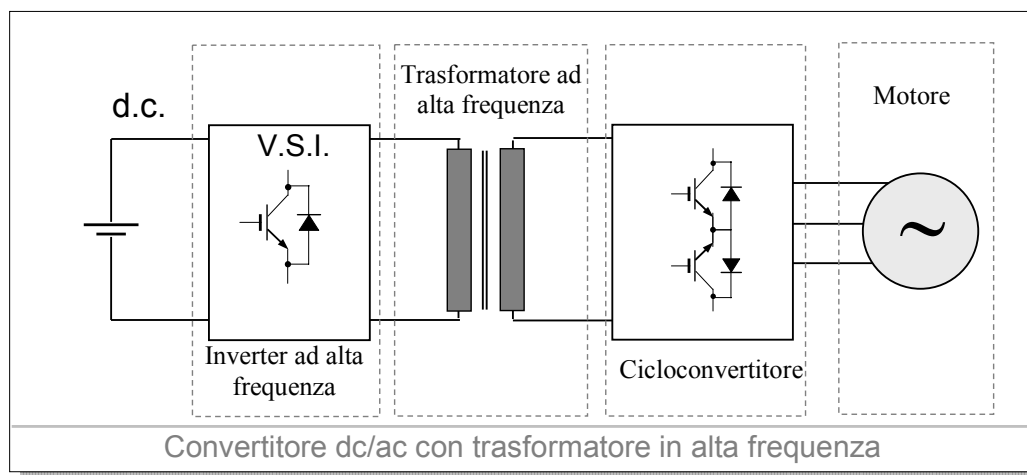


Fig. III.8.a. Convertitore dc/ac con trasformatore in alta frequenza

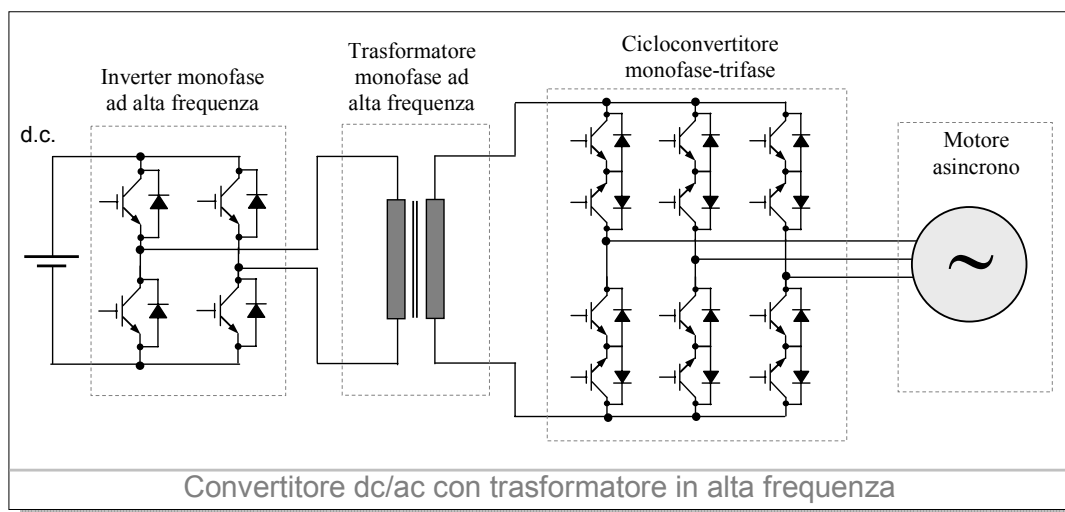


Fig. III.8.b. Convertitore dc/ac con trasformatore in alta frequenza con cicloconvertitore monofase-trifase

### III.3 Convertitore multilivello monofase AC/AC per la trazione ferroviaria operante con linea in alternata

Nell'ambito della trazione ferroviaria operante su linea in alternata ( $25\text{ kV} - 50\text{ Hz}$  oppure  $15\text{ kV} - 16\frac{2}{3}\text{ Hz}$ ), gli schemi di potenza più adottati vedono l'impiego di un convertitore-raddrizzatore monofase dal lato linea, ed inverter trifase per l'alimentazione diretta dei motori di trazione. Visti gli attuali livelli di tensione dei componenti controllati questa soluzione richiede inevitabilmente l'impiego di un

trasformatore-abbassatore immediatamente a monte del convertitore-raddrizzatore; con ovvi problemi di ingombro.

In alternativa alla soluzione presentata, si può impiegare direttamente un convertitore ac/ac monofase che si interfacci con la linea e che fornisca una tensione di uscita ad un valore di frequenza superiore a

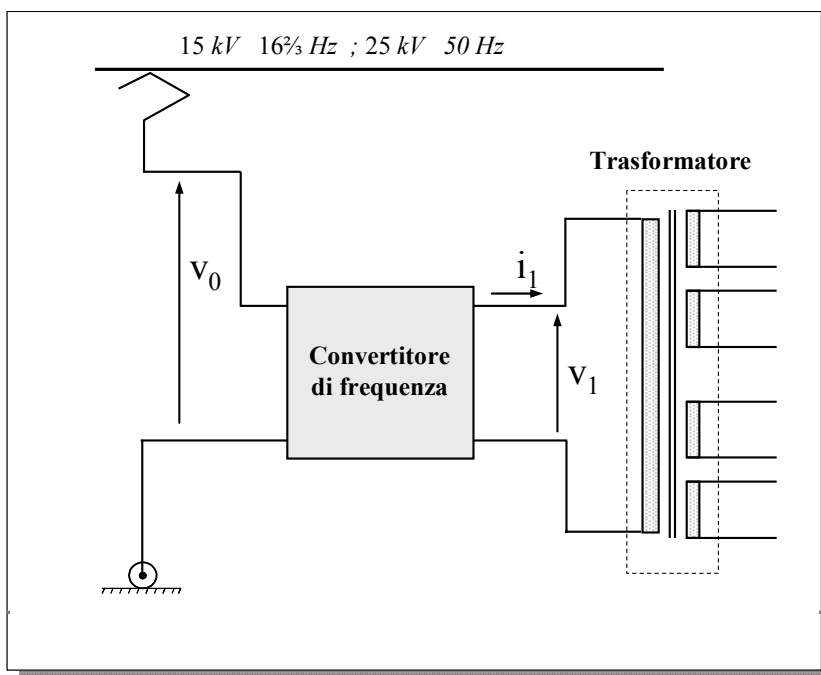


Fig. III.9. Convertitore ac/ac per trasformatore ad alta frequenza

quello di rete (cfr fig. III.9). Questo approccio consente di realizzare dei trasformatori in media frequenza con ingombri estremamente ridotti.

Topologicamente il convertitore monofase si presenta come in fig. III.10. Si tratta di una struttura costituita da quattro moduli identici ciascuno composto a sua volta da  $N$  sub-moduli (in relazione al livello di tensione dei componenti e della rete). Ogni sub-modulo è identificabile ad esempio con un H-bridge e relativo condensatore. Pertanto, la struttura presenta  $4*N$  sub-moduli del tipo H-bridge.

Una caratteristica fondamentale del convertitore in fig. III.9 o III.10 consiste nella possibilità di imprimere indipendentemente le tensioni  $v_0$  e  $v_1$  di ingresso e di uscita; la simmetria del sistema consente di poter scambiare l'ingresso con l'uscita. Imponendo le condizioni di uguaglianza delle tensioni dei moduli disposti ad incrocio:

$$\begin{cases} v_{a1} = v_{a4} \\ v_{a2} = v_{a3} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

si eliminano due gradi di libertà nel controllo della struttura e si assicura che la potenza sia uniformemente ripartita tra i diversi moduli della struttura stessa.

Attraverso l'impiego delle leggi di Kirchhoff si ricavano facilmente le condizioni:



$$\begin{cases} v_{a1} = v_{a4} = \frac{v_0 - v_1}{2} \\ v_{a2} = v_{a3} = \frac{v_0 + v_1}{2} \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

La metodologia di controllo del convertitore riportata schematicamente in fig. III.11 si propone finalità analoghe a quello di un raddrizzatore attivo. Nota la tensione  $v_l$  desiderata in uscita per alimentare il trasformatore in media frequenza, sulla base del rilievo della corrente di uscita  $i_l$  dovuta al carico richiesto dall'azionamento, si può determinare la tensione di ingresso  $v_0$  secondo la procedura sinteticamente illustrata.

Tale schema consente di conseguire i seguenti obiettivi:

- corrente di linea sinusoidale ed in fase con la tensione;
- tensioni sui dc-link parziali dei diversi sub-moduli uguali fra loro e costanti;
- mantenere la fondamentale della tensione di uscita pari al riferimento imposto (assicurare cioè ampiezza e frequenza desiderata)

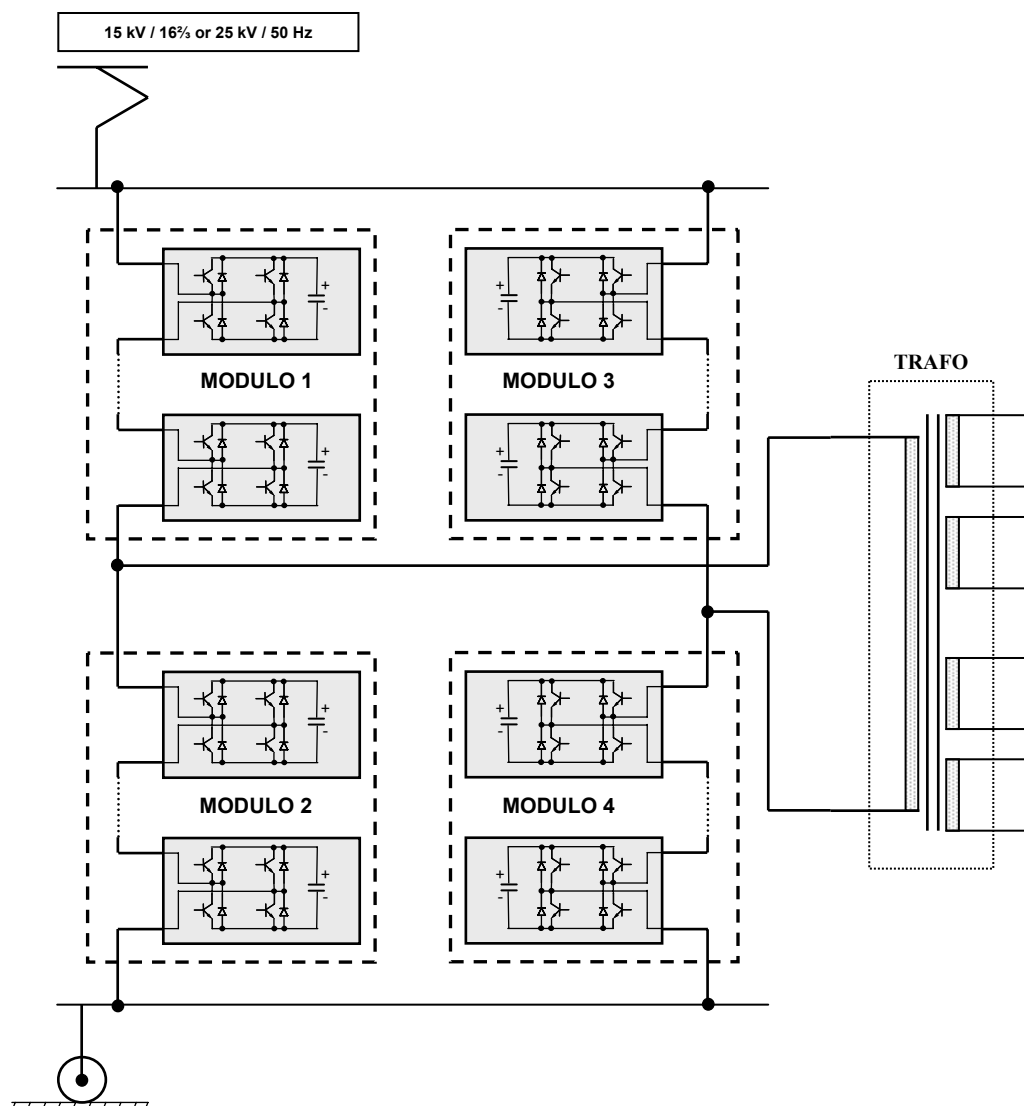


Fig. III.10. Convertitore ac/ac per trasformatore ad alta frequenza

Questo convertitore consente di ottenere in uscita una tensione monofase in media frequenza. Variando opportunamente la topologia, in particolare aggiungendo un terzo ramo, è possibile prelevare in uscita dal convertitore una tensione trifase. Relativamente al controllo valgono ancora le considerazioni precedenti.

Ai fini della fault-tolerance, essendo la struttura costituita in maniera modulare da H-bridge, si possono estendere tutte le considerazioni relative a quest'ultima e che saranno riportate nel capitolo successivo.

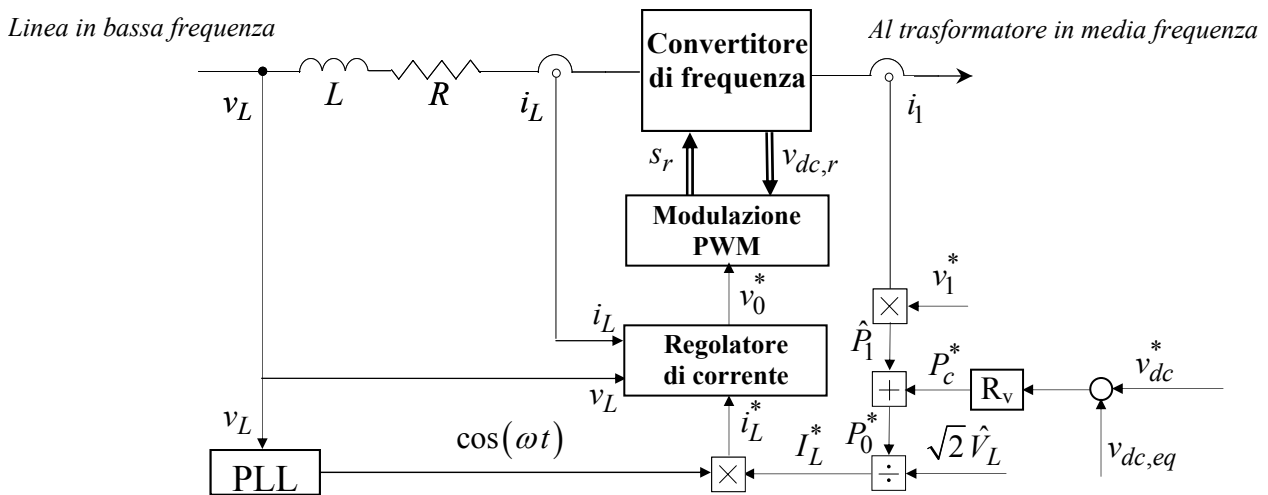


Fig. III.11 – Schema di controllo del convertitore di frequenza

## IV.1 Generalità – Fault-tolerance come attributo della Dependability

La dependability, ovvero la capacità di un sistema a fornire un servizio che può essere considerato “fidato” in maniera giustificata, è un concetto integrato che comprende i seguenti attributi:

- availability: prontezza per servizio corretto;
- reliability: continuità di servizio corretto;
- safety: assenza delle conseguenze catastrofiche sugli utenti e sull'ambiente;
- integrity: assenza delle alterazioni improprie del sistema;
- maintainability: capacità di subire le modifiche e le riparazioni.

Nei prodotti in cui questi attributi sono importanti, dovrebbero essere definiti e specificati allo stesso modo come le altre caratteristiche del prodotto, quali la prestazione tecnica, le dimensioni, la massa, ecc.

Durante i 50 anni scorsi sono stati sviluppati molti strumenti per migliorare i vari attributi dell'affidabilità e della sicurezza. Quei mezzi possono essere raggruppati in quattro categorie importanti:

- Mezzi di prevenzione del difetto per impedire il caso o l'introduzione dei difetti.
- Mezzi di tolleranza di errori per evitare i guasti di servizio in presenza dei difetti.
- Mezzi di rimozione del difetto per ridurre il numero e severità di difetti.
- Mezzi di previsioni del difetto per valutare il numero attuale, l'incidenza futura e le conseguenze probabili di difetti.

Il ciclo di vita di un sistema consiste di due fasi: sviluppo ed uso.

La fase di uso o di vita del sistema comincia quando il sistema inizia la consegna dei relativi servizi agli utenti. L'uso consiste nell'alternare i periodi della *consegna corretta di servizio* (denominato consegna di servizio), *del guasto di servizio* e *dell'arresto di servizio*. Un *service outage* è causato tramite un guasto di servizio. È il periodo in cui il servizio errato (nessun servizio compreso) è trasportato all'interfaccia di servizio. Un arresto di servizio è una fermata intenzionale di servizio da un'entità autorizzata. Le azioni di manutenzione possono avvenire durante tutti e tre i periodi della fase di uso.

Ovviamente, i livelli di affidabilità, manutenibilità, disponibilità e supporto logistico di manutenzione ottenuti da un prodotto dipendono dalle condizioni in cui il prodotto è usato.

Per la valutazione dei valori raggiunti dalle caratteristiche di fidatezza è necessario impiegare metodi statistici.

## IV.2 Dependability nei sistemi di trazione ferroviaria

Ai moderni sistemi di propulsione ferroviaria ed ai relativi sistemi di controllo, oltre al miglioramento continuo delle prestazioni funzionali legato alle crescenti esigenze di mercato, è richiesta la capacità di assolvere compiti sempre più complessi, che spaziano dalla gestione della missione dei diversi sottosistemi, alla robustezza nei confronti di eventi esterni che possono danneggiare o alterare la funzionalità di parti del sistema, alla diagnosi on-line, al supporto all'assistenza, all'interazione con i servizi ausiliari di bordo, in forte evoluzione ed articolazione e con potenza richiesta non più trascurabile rispetto a quella necessaria alla trazione. Il tutto inserito in un contesto normativo sempre più attento agli aspetti della sicurezza e della continuità di esercizio, e in un panorama internazionale di forte competitività, tesa a contenere il più possibile i costi in relazione alle prestazioni ed all'efficacia del servizio complessivamente fornito. Il progettista del sistema deve sentire la necessità, accanto all'ottenimento di requisiti funzionali di elevato livello, di tenere in considerazione i requisiti di dependability (fidatezza) del servizio già a partire dalle fasi preliminari del processo di sviluppo. I livelli di fidatezza, infatti, risultano ormai fondamentali per la qualità del servizio e per la percezione che ne ha l'utilizzatore, che si traduce in 'soddisfazione' del cliente/utente. Tra le cause principali di interruzione del servizio (o, almeno, del 'servizio corretto') vi sono i guasti agli equipaggiamenti della locomotiva; tra questi la causa primaria di "*richiesta di riserva*" o, comunque, di danneggiamenti tali da non consentire il corretto funzionamento del mezzo di trazione, è attribuibile al sistema di propulsione. Quest'ultimo è alquanto complesso e costituito da diverse parti. Un ruolo centrale è svolto dal sottosistema di alimentazione e di conversione statica dell'energia elettrica che, tra l'altro, deve assicurare la compatibilità tra le installazioni fisse e gli equipaggiamenti di bordo e che risulta particolarmente complesso nei veicoli politensione, destinati a funzionare su linee di alimentazione aventi caratteristiche diverse. La situazione attuale prevede (EN 50163) linee di alimentazione in alternata monofase a 25 kV/50 Hz e 15 kV/16 $\frac{2}{3}$  Hz e linee in continua a 3 kV e 1.5 kV. Da diversi anni l'Unione Europea sta promuovendo l'interoperabilità sulla rete ferroviaria europea, per consentire la libera circolazione di passeggeri e merci, senza la necessità di cambiare locomotiva ai confini tra i Paesi membri, con aggravii in termini di costi e di tempi di percorrenza. Il cambio sarebbe, peraltro, impossibile per gli elettrotreni, dotati di propulsione integrata nelle diverse carrozze.

L'interoperabilità è assicurata dalla possibilità di riconfigurare il sistema di conversione a bordo del mezzo di trazione nel passaggio da una tipologia di alimentazione ad un'altra. Chopper a più livelli per le linee in continua, e trasformatore a più secondari seguito in cascata da raddrizzatori quattro quadranti per le linee in alternata sono le soluzioni base oggi utilizzate per le unità di conversione dell'energia, con coesistenza di entrambe nei veicoli politensione (cfr. §III.1)

Il miglioramento della dependability nei sistemi di trazione ferroviaria può essere ottenuto ricorrendo a strutture di conversione in grado di essere tolleranti al guasto, aumentando così gli attributi di availability e reliability.

Infatti, attraverso il ricorso ad architetture circuitali fault-tolerant è possibile fornire un ausilio alla progettazione del sottosistema di alimentazione e di conversione dell'energia elettrica -lato rete- a bordo dei mezzi di trazione ferroviaria e dei relativi sistemi di controllo, con particolare riguardo al miglioramento della dependability.

E' stata approfondita l'indagine sulle soluzioni circuitali più frequentemente adottate e su quelle in fase di studio per i sistemi di alimentazione e di conversione lato rete a bordo, con attenzione anche ai recenti sviluppi dell'evoluzione normativa.

L'attenzione è stata concentrata principalmente su strutture di conversione multilivello, caratterizzate sia dai numerosi livelli di tensione disponibili, sia dalla possibilità di generare lo stesso livello di tensione con diversi stati di conduzione.

In caso dell'avaria singola (CEI 56/14) può risultare conveniente o meno rinunciare ad alcuni dei livelli di tensione previsti nel funzionamento corretto, trovando un compromesso tra le eventuali penalizzazioni da accettare e la complessità di un sistema completamente fault-tolerant. Per le diverse configurazioni esaminate, sono state analizzate le conseguenze prodotte da un'avaria ad uno qualsiasi dei dispositivi di switching, che è stato considerato permanentemente aperto o permanentemente in corto circuito. La capacità di rispondere adeguatamente all'accumulo delle avarie (CEI 56/14) sarà presa in considerazione come un'importante caratteristica addizionale.

Se la configurazione del convertitore non è di per sé in grado di "tollerare" adeguatamente la presenza di un'avaria ad un componente, possono essere previsti dei componenti addizionali opportunamente inseriti nel circuito; normalmente a riposo, essi verranno chiamati in causa al verificarsi dell'avaria.

Un risultato di questa fase di analisi è la scelta, per ciascuna tipologia esaminata, dell'architettura circuitale maggiormente idonea a fronteggiare ragionevolmente possibili avarie dei componenti. Per tale configurazione si sono indicate le strategie di risposta ai singoli possibili guasti, tradotte in specifiche routines dei programmi di controllo in tempo reale.

Evidentemente, quindi, anche il circuito e gli algoritmi di controllo digitale sono stati riprogettati. Dal punto di vista circuitale è necessario individuare il numero minimo di rilievo di grandezze che il sistema di monitoraggio deve effettuare per riuscire ad individuare in tempo reale ed in maniera univoca l'insorgere di un'avaria. Il programma di controllo implementato su piattaforme digitali a microprocessore è, a sua volta, in grado di tener conto della presenza dell'avaria e di autoriconfigurarsi attraverso l'utilizzo di interrupt opportunamente gerarchizzati; l'algoritmo di

controllo relativo al funzionamento “normale” viene dinamicamente sostituito da altre istruzioni in grado di indirizzare efficacemente i comandi di accensione e spegnimento ai componenti sani rimanenti e/o eventualmente ai componenti addizionali non utilizzati in assenza di avaria. La maggior complessità dell’algoritmo di controllo fault-tolerant appare ammissibile se si tiene conto del fatto che gli attuali controllori digitali hanno potenzialità di calcolo elevate in relazione alla frequenza di commutazione dei componenti di potenza utilizzati.

Nell’individuare la configurazione hardware ed i relativi algoritmi di controllo fault-tolerant, la strategia utilizzata mira ad assicurare la “missione” del convoglio ferroviario, che consiste nell’arrivare a destinazione in orario o, al massimo, senza eccessivo ritardo o perdita delle maggiori funzionalità. Affinché ciò possa realizzarsi è necessario assicurare valori minimi di accelerazione, decelerazione e velocità di avanzamento, con prefissati valori di momento resistente.

### **IV.3 Analisi di fault-tolerance per NPC $m$ -livelli**

Oggetto del presente studio è l’analisi della robustezza al guasto delle diverse strutture (*fault-tolerance per convertitori multilivello*). Da un’indagine preliminare condotta su differenti topologie è emersa la possibilità di utilizzare metodologie analoghe per le differenti configurazioni circuitali di convertitori. L’analisi si riferisce alle topologie di convertitori multilivello NPC e Cascaded H-bridge indipendentemente dal posizionamento all’interno del sistema di propulsione.

In un NPC trifase  $m$ -livelli il numero totale di componenti controllati è  $6(m-1)$ . Dal momento che ogni componente si può guastare permanentemente in circuito aperto oppure in circuito chiuso, il numero totale di guasti possibili è  $12(m-1)$ . Tuttavia, considerata la simmetria del sistema trifase, un’indagine completa delle tipologie di guasto può essere circoscritta alla generica fase del convertitore: il numero totale di guasti da considerare è quindi ridotto a  $4(m-1)$ .

Un’ulteriore riduzione del numero dei guasti da considerare si può conseguire osservando che gli effetti dovuti ad un singolo componente guasto appartenente al semiramo superiore, sono complementari a quelli dei componenti del semiramo inferiore. E’, pertanto, sufficiente analizzare le condizioni di guasto relativamente agli  $(m-1)$  componenti del semiramo superiore per entrambe le tipologie di guasto: componente guasto in corto circuito (*s.c.*) e componente guasto in circuito aperto (*o.c.*). In particolare, il complementare dell’ $f$ -esimo dispositivo è  $(m-1) + f$ , questo vuol dire che, nel caso di un convertitore 5-livelli in cui il numero totale di componenti per ramo sono 8, l’effetto del 2° componente guasto in *s.c.* è equivalente a quello provocato dal 6° componente guasto in *o.c.* (vedi fig. IV.1). In definitiva il numero totale di guasti da prendere in considerazione è  $2(m-1)$ . Stabilito il dominio da esaminare, valutiamo separatamente, in termini di vettori tensione a disposizione, i guasti in *s.c.* e quelli in *o.c.*

Ricordando che in un NPC  $m$ -livelli la tensione di fase del convertitore è pari a:

$$\begin{cases} v_{ph,1} = s_1 E \\ v_{ph,2} = s_2 E \\ v_{ph,3} = s_3 E \end{cases} \quad (4.1)$$

in cui  $v_{ph,r}$  è la tensione della fase  $r$  del convertitore rispetto al punto centrale del dc-link (cfr. fig. IV.1),  $s_r$  è la funzione di commutazione della fase  $r$  ed  $E$  è la tensione sulla singola capacità del dc-link. E' facile verificare che le funzioni  $s_r$  possono assumere i seguenti valori:

$$s_r \in \{-a, -a+1, -a+2, \dots, a\} \quad \text{con } r = 1, 2, 3$$

in cui  $a = (m-1)/2$ .

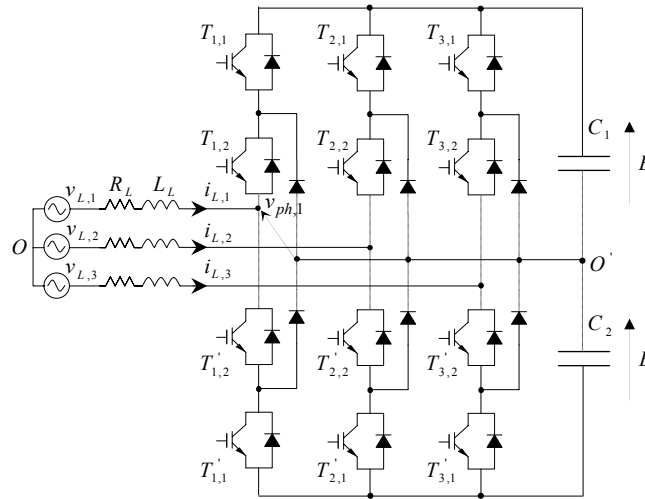


Fig. IV.1 Convertitore NPC  $m$ -livelli

Il generico vettore di tensione  $\mathbf{V} = \frac{2}{3} \sum_{r=1}^3 v_{ph,r} e^{j2\pi/3}$  prodotto dal convertitore può quindi essere

indicato tramite le rispettive funzioni di commutazione:

$$\mathbf{V} = \frac{2}{3} E \sum_{r=1}^3 s_r e^{j2\pi/3} \equiv (s_1, s_2, s_3) \quad (4.2)$$

D'altra parte, in ogni settore di  $60^\circ$ , vale la seguente relazione:

$$\mathbf{V} \equiv \frac{2}{3} E (i \hat{\alpha} + k \hat{\beta}) \quad \text{con } \begin{cases} 0 \leq i \leq m-1 \\ 0 \leq k \leq m-1-i \end{cases} \quad (4.3)$$

in cui  $\hat{\alpha}$  e  $\hat{\beta}$  sono i versori degli assi che delimitano il settore considerato.

Le funzioni di commutazione che generano il generico vettore  $\mathbf{V}$  possono essere espresse in funzione di  $i, k$  e del numero di livelli  $m$  del convertitore (cfr. fig. IV.2).

In particolare, dal momento che alcuni vettori sono ridondanti (ottenibili cioè con più configurazioni di conduzione), le relazioni che legano  $\mathbf{V}$  a  $i$ ,  $k$  ed  $m$  non sono univoche. Ad esempio il vettore nullo  $\mathbf{V}_{0,0}$  può essere ottenuto nei modi seguenti:

$$\mathbf{V}_{0,0} \equiv (a, a, a) \equiv (a-1, a-1, a-1) \equiv \dots \equiv (-a, -a, -a) \quad (4.4)$$

Si può verificare che il generico vettore  $\mathbf{V}_{i,k}$  può essere ottenuto scegliendo come configurazione di partenza  $(a, a, a)$  oppure

$(-a, -a, -a)$ . Le relazioni che valgono nei due casi considerati sono sintetizzate nella tabella IV.I

[ $\mathbf{V}_{0,0} \equiv (a, a, a)$ ] e nella tabella IV.II [ $\mathbf{V}_{0,0} \equiv (-a, -a, -a)$ ].

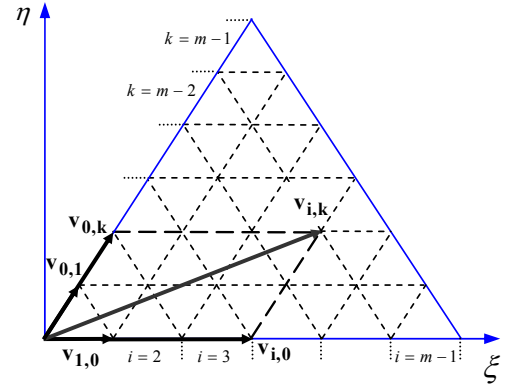


Fig. IV.2. Generico vettore di tensione di un NPC 7-livelli

TAB. IV.1. CONFIGURAZIONE DEL VETTORE  $\mathbf{V}_{i,k}$  GENERATA A PARTIRE DAL VETTORE Nullo  $(-(m-1)/2, -(m-1)/2, -(m-1)/2)$

Settore						
$s_r$	1	2	3	4	5	6
$s_1$	$-(m-1)/2+i+k$	$-(m-1)/2+i$	$-(m-1)/2$	$-(m-1)/2$	$-(m-1)/2+k$	$-(m-1)/2+i+k$
$s_2$	$-(m-1)/2+k$	$-(m-1)/2+i+k$	$-(m-1)/2+i+k$	$-(m-1)/2+i$	$-(m-1)/2$	$-(m-1)/2$
$s_3$	$-(m-1)/2$	$-(m-1)/2$	$-(m-1)/2+k$	$-(m-1)/2+i+k$	$-(m-1)/2+i+k$	$-(m-1)/2+i$

TAB. IV.2 CONFIGURAZIONE DEL VETTORE  $\mathbf{V}_{i,k}$  GENERATA A PARTIRE DAL VETTORE Nullo  $((m-1)/2, (m-1)/2, (m-1)/2)$

Settore						
$s_r$	1	2	3	4	5	6
$s_1$	$(m-1)/2$	$(m-1)/2-k$	$(m-1)/2-i-k$	$(m-1)/2-i-k$	$(m-1)/2-i$	$(m-1)/2$
$s_2$	$(m-1)/2-i$	$(m-1)/2$	$(m-1)/2$	$(m-1)/2-k$	$(m-1)/2-i-k$	$(m-1)/2-i-k$
$s_3$	$(m-1)/2-i-k$	$(m-1)/2-i-k$	$(m-1)/2-i$	$(m-1)/2$	$(m-1)/2$	$(m-1)/2-k$

*Generico componente guasto in corto circuito (s.c.)*

Nel caso in cui si guasti l' $f$ -esimo componente della generica fase del convertitore, le configurazioni di commutazione rimanenti sono pari proprio ad  $f$ . I valori ammissibili della funzione di commutazione relativa alla fase a cui appartiene il componente guasto sono infatti:

$$\left(\frac{m-1}{2}\right), \dots, \left(\frac{m-1}{2}\right) - (f-1) \quad \text{con } f \in \{1, \dots, (m-1)\} \quad (4.5)$$

La (4.5) permette di individuare, in funzione di  $f$ , la fascia di modulazione all'interno della quale è ancora possibile operare a seguito del guasto considerato. Infatti, osservando la tabella IV.I che fornisce tutti i vettori di uscita del convertitore a partire dalla configurazione del vettore nullo  $((m-1)/2, (m-1)/2, (m-1)/2)$ , è facile verificare che, affinché il convertitore a seguito del guasto in cortocircuito del componente  $f$  sia in grado di produrre tutti i vettori che permettano di



operare nella fascia di modulazione  $\mu$ , è sufficiente che possa produrre tutti i vettori compresi tra il vettore nullo:

$$\left( (m-1)/2 \quad (m-1)/2 \quad (m-1)/2 \right) \quad (4.6)$$

e il vettore nullo:

$$\left( (m-1)/2 - \mu \quad (m-1)/2 - \mu \quad (m-1)/2 - \mu \right) \quad (4.7)$$

Conseguentemente, dalla (4.5) risulta che la fascia di modulazione  $\mu$ , che rimane operativa a seguito del guasto in cortocircuito del componente  $f$ , è  $\mu = f - 1$ .

La potenza  $P_c$  che il convertitore è in grado di esprimere a seguito del guasto in *s.c.* è esprimibile come:

$$P_c = P \frac{\mu}{m-1} = P \frac{f-1}{m-1} \quad (4.8)$$

E' inoltre importante, ai fini della diagnostica del guasto, stabilire quali vettori, all'esterno della fascia di modulazione operativa, il convertitore sia in grado di produrre. Supponiamo di avere un guasto in *s.c.* dell' $f$ -esimo componente della fase 1. Dalla tabella IV.I, si evince che si verificano le seguenti condizioni.

a) *Settore 1, settore 6*

Dal momento che il livello di tensione della prima fase è indipendente da  $i$  e  $k$ , è chiaro che in questi settori il convertitore è in grado di produrre tutti i vettori per ogni  $f$ . (vedi fig. IV.3.a).

b) *Settore 2*

Il convertitore può fornire tutti i vettori per i quali la funzione di commutazione della prima fase soddisfa la relazione:

$$(m-1)/2 - k \geq (m-1)/2 - (f-1) \Rightarrow k \leq f-1 \quad (4.9)$$

La (4.9) corrisponde ad avere a disposizione tutti i vettori i cui vertici non sono inclusi nel trapezio che ha come base minore il segmento luogo dei punti  $k = f - 1$  (cfr. fig. IV.3.b)

Quando  $f=1$ , il trapezio degenera in un segmento; in questo caso non è possibile modulare in questo settore.

c) *Settore 5*

Ragionando in maniera analoga al caso precedente, si perviene alla seguente relazione:

$$i \leq f-1 \quad (4.10)$$

La (4.10) corrisponde all'insieme dei vettori i cui vertici sono inclusi nel trapezio che ha come base minore il segmento luogo dei punti  $i = f - 1$  (cfr. fig. IV.3.c).

d) *Settore 3, settore 4*

Vale la relazione:

$$i + k \leq f - 1 \quad (4.11)$$

La (4.11) corrisponde all'insieme dei vettori i cui vertici appartengono alla fascia di modulazione  $\mu = f - 1$  (cfr. fig. IV.3.d).

*Generico componente guasto in c.a.*

Nel caso in cui si guasti l' $f$ -esimo componente della fase considerata, le configurazioni di commutazione possibili sono pari ad  $(m-f)$ . I valori ammissibili della funzione di commutazione relativa alla fase a cui appartiene il componente guasto sono infatti:

$$\left(\frac{m-1}{2}\right) - i, \dots, -\left(\frac{m-1}{2}\right) \quad \text{con } i \in \{1, \dots, (m-1)\} \quad (4.12)$$

Dalla (4.12) si evince che il convertitore può produrre tutti i vettori i cui stati di conduzione siano compresi tra quelli relativi al vettore nullo  $\left(\frac{m-1}{2} - f \quad \frac{m-1}{2} - f \quad \frac{m-1}{2} - f\right)$  e al vettore nullo  $\left(-\frac{m-1}{2} \quad -\frac{m-1}{2} \quad -\frac{m-1}{2}\right)$ .

D'altra parte, affinché il convertitore sia in grado di operare nella fascia di modulazione  $\mu$ , è sufficiente che l'insieme dei vettori che rimangono a disposizione a seguito del guasto in *o.c.* del componente  $f$ -esimo, contenga tutti i vettori i cui stati di conduzione siano compresi tra quelli relativi al vettore nullo  $\left(-\frac{m-1}{2} + \mu \quad -\frac{m-1}{2} + \mu \quad -\frac{m-1}{2} + \mu\right)$  e al vettore nullo  $\left(-\frac{m-1}{2} \quad -\frac{m-1}{2} \quad -\frac{m-1}{2}\right)$ .

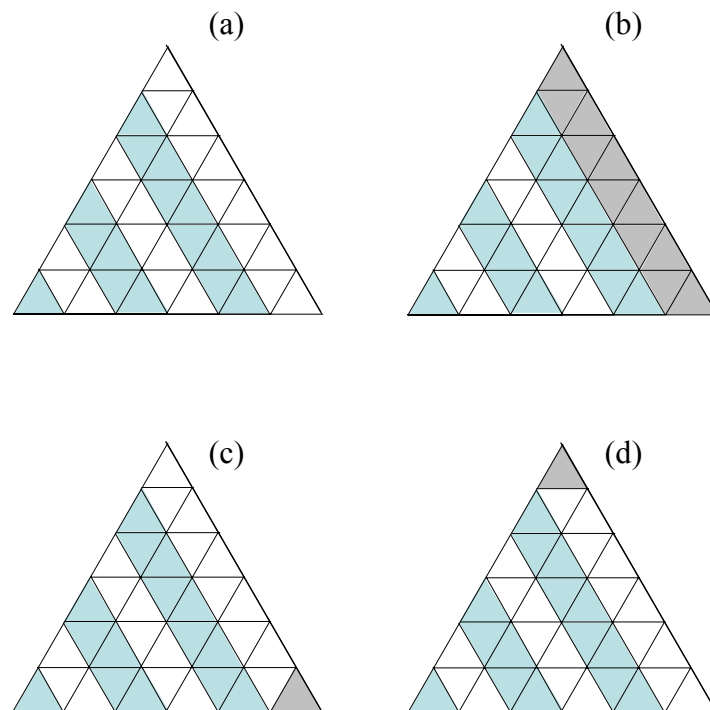


Fig. IV.3. Differenti tipologie di settore in corrispondenza di un singolo guasto. Le regioni in grigio non sono disponibili per la modulazione

Tenendo in conto della (4.12), l'indice  $\mu$  della fascia di modulazione operativa si può quindi ottenere come:

$$(m-1)/2 - f = -(m-1)/2 + \mu \Rightarrow \mu = m - (f+1) \quad (4.13)$$

La potenza  $P_o$  che il convertitore è in grado di fornire a seguito del guasto in *o.c.* del  $f$ -esimo componente è dunque:

$$P_o = P \frac{\mu}{m-1} = P \frac{m-(1+f)}{m-1} = P \left( 1 - \frac{f}{m-1} \right) \quad (4.14)$$

Si procede ora alla determinazione dei vettori rimanenti a seguito del guasto in *o.c.* del componente  $f$ -esimo. Si suppone che il guasto interessi la fase 1. Si fa riferimento alla tabella IV.II, che esprime i vettori del convertitore a partire dal vettore nullo  $(-(m-1)/2 \quad -(m-1)/2 \quad -(m-1)/2)$  che il convertitore è sempre in grado di produrre per guasto in *o.c.* di un componente del semi-ramo superiore.

a) *Settore 3, settore 4*

Si verifica facilmente dalla tabella IV.II che il convertitore è in grado di produrre tutti i vettori dei settori interessati. L'effetto del guasto in circuito aperto è quindi analogo a quello descritto nel punto a) del guasto in cortocircuito. I settori interessati sono ruotati di  $180^\circ$ .

b) *Settore 5*

Il convertitore può fornire tutti i vettori per i quali la funzione di commutazione della prima fase soddisfa la relazione:

$$-\frac{m-1}{2} + k \leq \frac{m-1}{2} - f \Rightarrow k \leq m - (f+1) \quad (4.15)$$

La (4.15) corrisponde all'insieme dei vettori i cui vertici sono inclusi nel trapezio che ha come base minore il segmento luogo dei punti  $k = m - (f+1)$ .

Quando  $f = m-1$ , il trapezio degenera in un segmento; in questo caso non è possibile modulare in questo settore.

L'effetto del guasto in circuito aperto è quindi analogo a quello descritto nel punto b) del guasto in cortocircuito. Il settore interessato è ruotato di  $180^\circ$ .

c) *Settore 2*

Ragionando in maniera analoga al caso precedente, si perviene alla seguente relazione:

$$i \leq m - (f+1) \quad (4.16)$$

La (4.16) corrisponde ad avere a disposizione tutti i vettori i cui vertici sono inclusi nel trapezio che ha come base minore il segmento luogo dei punti  $i = m - (f+1)$ .

L'effetto del guasto in circuito aperto è quindi analogo a quello descritto nel punto *c*) del guasto in cortocircuito. Il settore interessato è ruotato di 180°.

*d*) Settore 1, settore 6

Vale la relazione:

$$i + k \leq m - (f + 1) \quad (4.17)$$

La (4.17) corrisponde all'insieme dei vettori i cui vertici appartengono alla fascia di modulazione  $\mu = m - (f + 1)$ .

L'effetto del guasto in circuito aperto è quindi analogo a quello descritto nel punto *d*) del guasto in cortocircuito. I settori interessati sono ruotati di 180°.

Da quest'analisi dei guasti in circuito aperto, possiamo concludere che il guasto in corto circuito del componente *f*-esimo è equivalente al guasto del componente *m-f*, a meno di una rotazione di 180° dei settori di modulazione.

Riportiamo alcuni esempi riguardanti le strutture NPC a 3 e a 5 livelli.

*Analisi di guasto per un NPC 3-livelli*

Nel caso di un NPC 3-livelli la stella dei vettori in condizioni ordinarie è costituita da 18 vettori attivi ed 1 vettore nullo a cui si affiancano le relative configurazioni ridondanti.

TAB. IV.3  
VALORI AMMISSIBILI PER LA TENSIONE DI FASE DEL CONVERTITORE IN CASO DI GUASTO SINGOLO SU UN COMPONENTE DELLA PRIMA FASE

		Componente guasto							
		T <sub>1,1</sub>		T <sub>1,2</sub>		T <sub>1,1'</sub>		T <sub>1,2'</sub>	
guasto		0	1	0	1	0	1	0	1
V <sub>ph</sub>	E	no	si	no	si	si	no	si	no
	0	si	no	no	si	no	si	si	no
	-E	si	no	si	no	no	si	no	si

Per ognuno dei quattro componenti della fase possono esserci due condizioni di guasto, ovvero in *o.c.* (guasto 0) o in *s.c.* (guasto 1). Nel caso di guasto di un componente della prima fase, a seconda del tipo di guasto, la tensione di fase del convertitore può assumere solo i valori riportati in tabella IV.3.

È interessante notare che i guasti dei componenti T<sub>1,1</sub> e T<sub>1,1'</sub>, così come T<sub>1,2</sub> e T<sub>1,2'</sub>, sono complementari, ovvero il guasto di uno di essi come interruttore aperto produce gli stessi effetti del guasto come interruttore chiuso dell'altro componente e viceversa. In fig. IV.4 sono riportate le diverse possibilità in caso di guasto di un componente della prima fase. Nel caso di guasto di un

elemento delle fasi 2 e 3 si ottiene, a meno di una rotazione di rispettivamente  $120^\circ$  e  $240^\circ$  in senso orario, lo stesso spazio vettoriale che si avrebbe nello stesso guasto sulla fase 1.

Dall'analisi della fig. IV.5 si nota inoltre che gli spazi vettoriali d) e c) coincidono con gli spazi

TAB. IV.4  
TIPOLOGIA DI GUASTO

	<i>guasto in o.c.</i>						<i>guasto in s.c.</i>					
$\alpha$	$T_{1,1}$	$T_{2,1}$	$T_{3,1}$	$T_{1,2'}$	$T_{2,2'}$	$T_{3,2'}$	$T_{1,2}$	$T_{2,2}$	$T_{3,2}$	$T_{1,1'}$	$T_{2,1'}$	$T_{3,1'}$
$\beta$	$T_{1,2}$	$T_{2,2}$	$T_{3,2}$	$T_{1,1'}$	$T_{2,1'}$	$T_{3,1'}$	$T_{1,1}$	$T_{2,1}$	$T_{3,1}$	$T_{1,2'}$	$T_{1,2'}$	$T_{1,2'}$

vettoriali a) e b) ruotati di  $180^\circ$ , e inoltre la somma degli spazi vettoriali ottenibili nel caso dei due guasti possibili su di un componente dà lo spazio vettoriale completo dell'inverter. Indicando con  $\alpha$  un guasto del tipo riportato in fig. IV.5.a, e con  $\beta$  un guasto del tipo riportato in fig. IV.5.b, qualunque evento di guasto su di un componente di un inverter NPC può essere classificato come di tipo  $\alpha$  o di tipo  $\beta$ , come riportato in tab.IV.4.

Quando a causa del guasto di un componente non è più disponibile uno dei tre possibili valori della  $V_{ph,1}$  si ha un guasto  $\alpha$ , mentre quando non sono più disponibili due dei tre possibili valori si ha un guasto  $\beta$ .

Nel caso di guasto  $\beta$  l'inverter NPC non è in grado di fornire un componente simmetrico di tensione che segua una traiettoria circolare, per cui il carico, se è un motore asincrono, non può essere alimentato correttamente. Nel caso di guasto  $\alpha$  invece tutti i vettori dell'esagono interno restano disponibili, oltre al vettore nullo, ottenibile con due combinazioni. In questo caso è possibile utilizzare i vettori interni ed il vettore nullo per ottenere un componente simmetrico di tensione che segua una traiettoria circolare utilizzando la modulazione SVM in modo analogo al caso di un inverter due livelli. Ovviamente in condizioni di guasto si avrebbe che l'inverter è in grado di

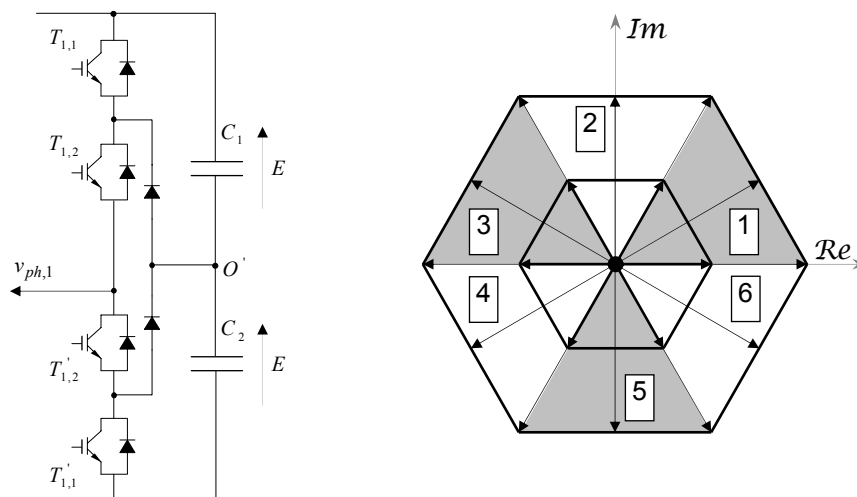


Fig. IV.4 Fase di un convertitore NPC 3-livelli e stella dei vettori di tensione

erogare una corrente massima pari alla corrente nominale, ed una tensione di fase la cui fondamentale ha un'ampiezza massima dimezzata rispetto al funzionamento in condizioni normali, per cui l'inverter è in grado di fornire la metà della sua potenza nominale al carico (funzionamento 50% di  $P_n$ ). Tuttavia mentre in condizioni normali di funzionamento è possibile sfruttare le ridondanze nella modulazione dei vettori interni per garantire il bilanciamento del punto centrale, nel caso di guasto di tipo  $\alpha$  tre dei vettori interni non hanno ridondanze disponibili, ed inoltre appartengono alla stessa sottofamiglia.

È da notare che dalla tab. IV.4 risulta che il guasto  $\alpha$  ed il guasto  $\beta$  sono equiprobabili, poiché tra le ventiquattro possibili configurazioni di guasto in 12 casi si ha un guasto  $\alpha$  ed in dodici casi si ha un guasto  $\beta$ :

$$\Pr\{\alpha\} = \Pr\{\beta\} = \frac{6}{12} \cdot F_0(T_i) \cdot (R(T_i))^{11} + \frac{6}{12} \cdot F_1(T_i) \cdot (R(T_i))^{11} = \left( \frac{1-R(T_i)}{2} \right) \cdot (R(T_i))^{11} \quad (4.18)$$

L'inverter NPC può fornire il 100% della sua potenza nominale  $P_n$  al motore solo se tutti i dodici componenti controllati funzionano correttamente, per cui l'evento "funzionamento 100% di  $P_n$ " è dato dall'intersezione dei dodici eventi, statisticamente indipendenti, "buon funzionamento del componente  $T_i$ ", e quindi:

$$R_{3I(100\%P_n)} = (R(T_i))^{12} \quad (4.19)$$

L'inverter NPC può fornire il 50% della sua potenza nominale  $P_n$  al motore se si verifica uno dei seguenti eventi:

- a) tutti i dodici componenti controllati funzionano correttamente;
- b) è presente un guasto  $\alpha$  solo sulla fase 1;
- c) è presente un guasto  $\alpha$  solo sulla fase 2;
- d) è presente un guasto  $\alpha$  solo sulla fase 3;

Gli eventi a), b), c) e d) sono tra di loro incompatibili, per cui si ha:

$$R_{3I(50\%P_n)} = R_a + R_b + R_c + R_d \quad (4.20)$$

L'evento a) coincide con il funzionamento 100% di  $P_n$ , per cui:

$$R_a = (R(T_i))^{12} \quad (4.21)$$

L'evento b) è a sua volta dato dall'unione degli eventi incompatibili:

- b<sub>1</sub>) guasto 0 su  $T_{1,1}$  e funzionamento corretto dei restanti undici componenti;
- b<sub>2</sub>) guasto 0 su  $T_{1,2}$  e funzionamento corretto dei restanti undici componenti;
- b<sub>3</sub>) guasto 1 su  $T_{1,1}$  e funzionamento corretto dei restanti undici componenti;
- b<sub>4</sub>) guasto 1 su  $T_{1,2}$  e funzionamento corretto dei restanti undici componenti.

Quindi:

$$R_b = F_{b1} + F_{b2} + F_{b3} + F_{b4} \quad (4.22)$$

Con:

$$F_{b1} = F_{b2} = \frac{1}{12} \cdot F_0(T_i) \cdot (R(T_i))^{11} \quad (4.23)$$

$$F_{b3} = F_{b4} = \frac{1}{12} \cdot F_1(T_i) \cdot (R(T_i))^{11}$$

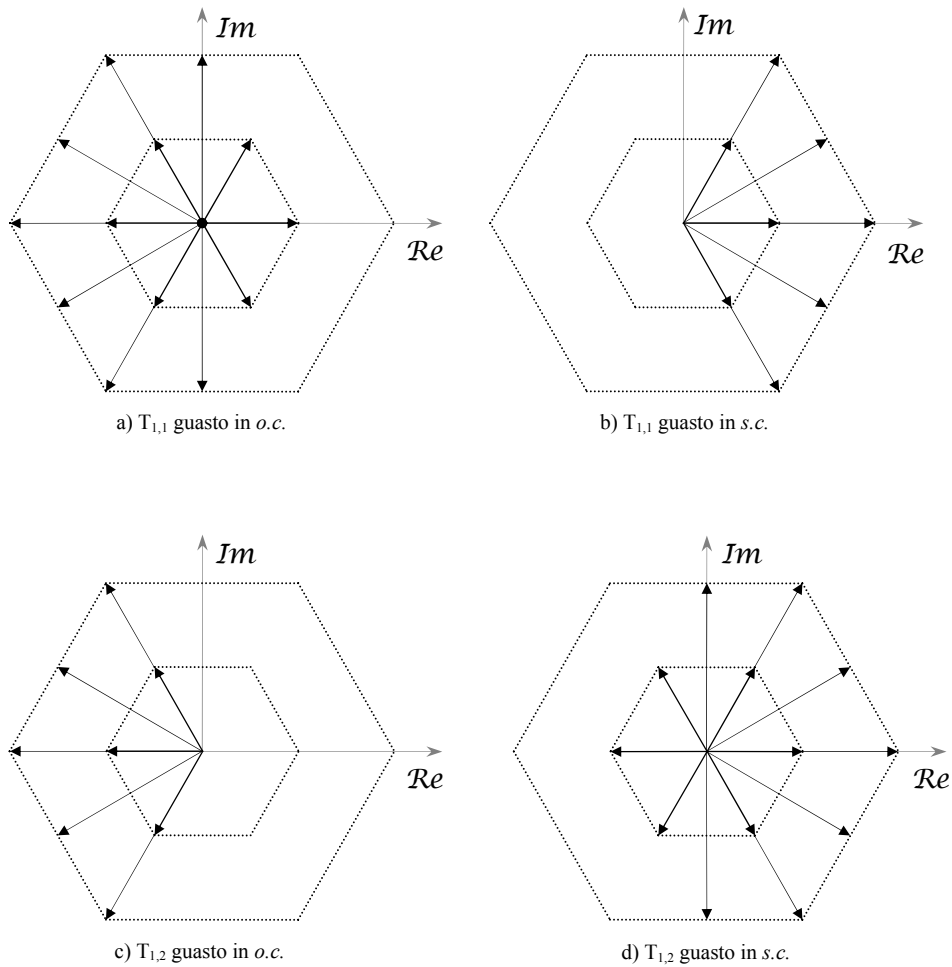


Fig. IV.5 - Spazio vettoriale in caso di guasto su un componente della fase 1

Gli stessi risultati valgono per gli eventi c) e d).

#### Analisi di guasto per un NPC 5-livelli

L'analisi dei guasti effettuata per un inverter NPC a 3-livelli può essere estesa per un inverter NPC con un numero qualsiasi di livelli. In particolare, nel caso di un inverter NPC 5- livelli, di cui in fig. IV.6 è riportato lo schema di una fase, in condizioni normali di funzionamento la tensione di fase dell'inverter può assumere i valori, se i condensatori sono bilanciati,  $2E$ ,  $E$ ,  $0$ ,  $-E$  e  $-2E$ .

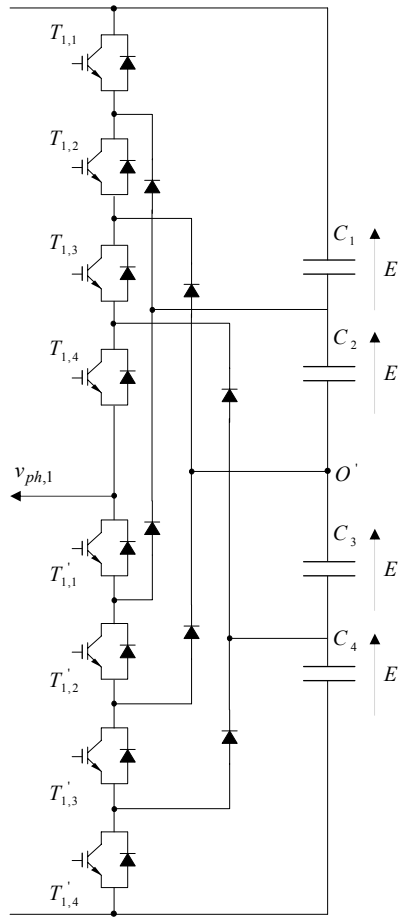


Fig. IV.6 Fase di un convertitore NPC 5-livelli

Lo spazio vettoriale dell'inverter è suddivisibile in cinque esagoni concentrici i cui vettori hanno un differente numero di ridondanze.

La stella dei vettori tensione in condizioni normali di funzionamento è mostrata in fig. IV.7:

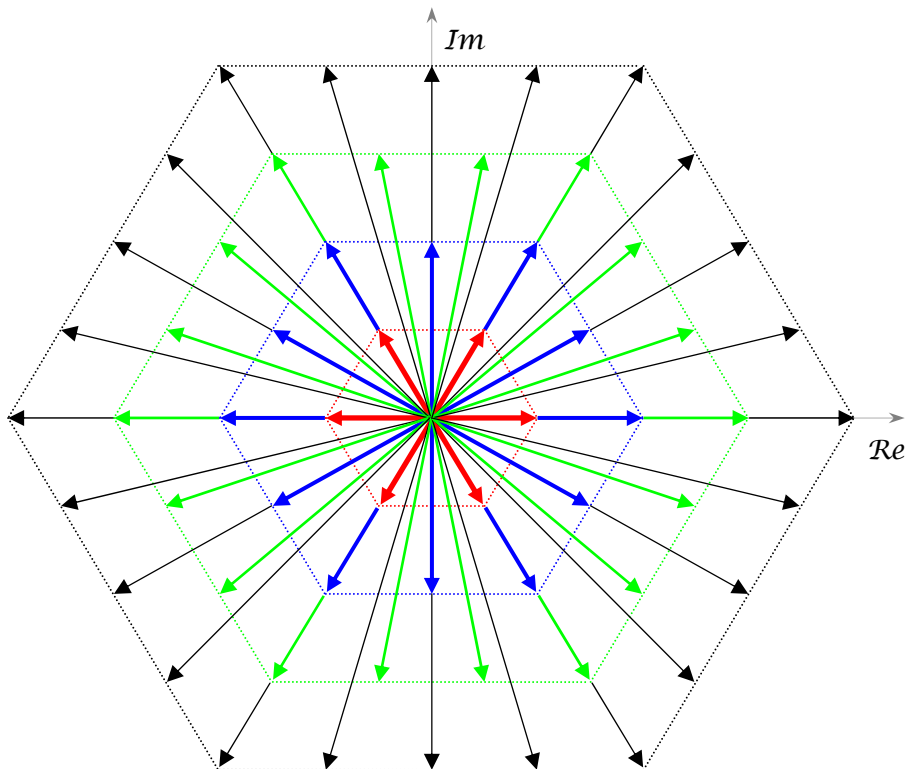


Fig.IV.7: stella delle tensioni in un NPC 5-livelli in condizioni ordinarie



La tabella dei livelli di tensione disponibili è:

TAB. IV.5  
VALORI AMMISSIBILI PER LA TENSIONE DI FASE DEL CONVERTITORE IN CASO DI GUASTO SINGOLO SU UN COMPONENTE DELLA PRIMA FASE

		Componente guasto							
		T <sub>1,1</sub>		T <sub>1,2</sub>		T <sub>1,3</sub>		T <sub>1,4</sub>	
V <sub>ph</sub>	guasto	0	1	0	1	0	1	0	1
	2E	no	si	no	si	no	si	no	si
	E	si	no	no	si	no	si	no	si
	0	si	no	si	no	no	si	no	si
	-E	si	no	si	no	si	no	no	si
	-2E	si	no	si	no	si	no	si	no

Nella fig. IV.8 sono riportati i diagrammi vettoriali in caso di guasto come interruttore aperto di uno dei quattro componenti del ramo superiore della fase 1.

Nel caso di guasto di un componente come interruttore chiuso, la stella delle tensioni che si ottiene è la differenza tra la stella delle tensioni in condizioni ordinarie e quella che si ottiene in caso di guasto *s.c.* sullo stesso componente. Ad esempio nel caso di guasto 1 su  $T_{1,1}$  si ottiene la stella delle tensioni del caso d) di fig.IV.8 ruotata di 180° e nel caso di guasto 1 su  $T_{1,2}$  si ottiene la stella delle tensioni del caso c) ruotata di 180°.

Indicando come guasto di tipo  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\gamma$  e  $\delta$  i quattro casi mostrati rispettivamente in fig. IV.8 a), b), c) e d), poiché i guasti sui componenti delle fasi 2 e 3 danno, a meno di una rotazione, gli stessi diagrammi vettoriali del rispettivo caso di guasto su un componente della fase 1, tutti i possibili eventi di guasto su un componente controllato possono essere classificati in queste quattro categorie.

In generale in un inverter ad  $m$  livelli si hanno  $m-1$  categorie di guasto, individuabili analizzando i casi di guasto 0 (o di guasto 1) sugli  $m-1$  componenti di un ramo di una fase.

In caso di guasto  $\alpha$  l'inverter è in grado di erogare una corrente massima pari alla corrente nominale, ed una tensione di fase, limitata all'esagono  $h_3$ , la cui fondamentale ha un'ampiezza massima pari al 75% di quella ottenibile in condizioni normali, per cui l'inverter è in grado di fornire tre quarti della sua potenza nominale al carico (funzionamento 75% di  $P_n$ ).

Analogamente in caso di guasto  $\beta$  è possibile il funzionamento al 50% di  $P_n$  limitando il componente simmetrico della tensione di fase all'esagono  $h_2$  ed in caso di guasto  $\alpha$  è possibile il funzionamento al 25% di  $P_n$  limitando il componente simmetrico della tensione di fase all'esagono

$h_1$ . Solamente in caso di guasto  $\delta$  non è possibile fornire un componente simmetrico della tensione che segua una traiettoria circolare. Le configurazioni di guasto  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\gamma$  e  $\delta$  sono equiprobabili in quanto ognuna di esse può accadere in dodici delle quarantotto possibili configurazioni di guasto.

$$\Pr\{\alpha\} = \Pr\{\beta\} = \Pr\{\gamma\} = \Pr\{\delta\} = \frac{6}{24} \cdot F_0(T_i) \cdot (R(T_i))^{23} + \frac{6}{24} \cdot F_1(T_i) \cdot (R(T_i))^{23}$$

$$\Pr\{\alpha\} = \Pr\{\beta\} = \Pr\{\gamma\} = \Pr\{\delta\} = \left(\frac{1-R(T_i)}{4}\right) \cdot (R(T_i))^{23} \quad (4.24)$$

Affinché il funzionamento al 75% di  $P_n$  sia possibile, le ridondanze presenti all'interno dell'esagono  $h_3$  in condizioni di guasto devono essere tali da garantire il bilanciamento delle tensioni sui condensatori. Facendo riferimento al caso a) di fig. IV.8, si ha che nel primo e nel sesto settore tutti i vettori perdono una ridondanza.

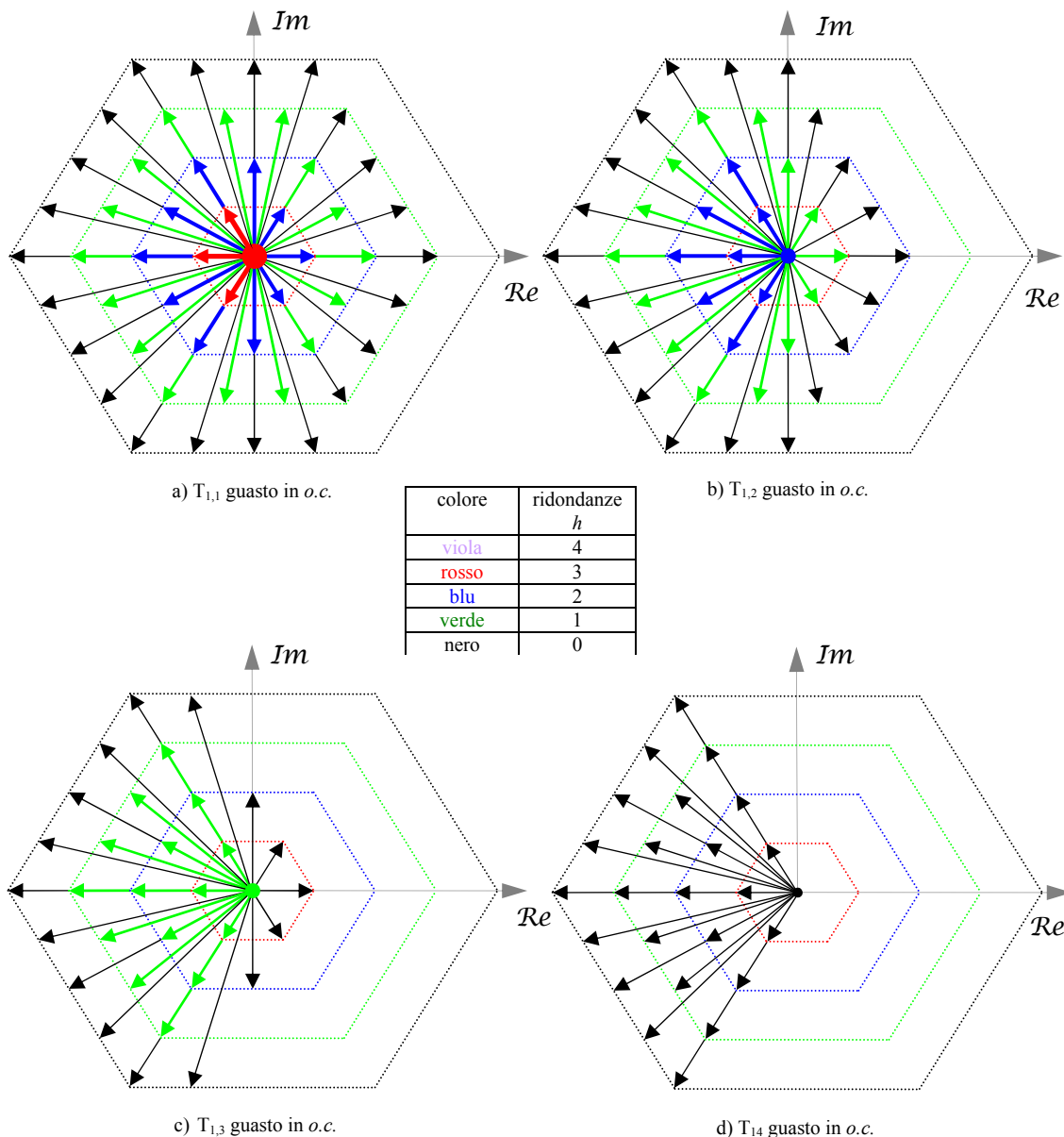


Fig.IV.8: Stella delle tensioni in caso di guasto in o.c. su di un componente del ramo superiore della fase 1

L'inverter NPC può fornire il 100% della sua potenza nominale  $P_n$  al motore solo se tutti i ventiquattro componenti controllati funzionano correttamente, per cui l'evento "funzionamento 100% di  $P_n$ " è dato dall'intersezione dei ventiquattro eventi, statisticamente indipendenti, "buon funzionamento del componente  $T_i$ ", e quindi:

$$R_{5I(100\%P_n)} = (R(T_i))^{24} \quad (4.25)$$

L'inverter NPC può fornire il 75% della sua potenza nominale  $P_n$  al motore quando:

- tutti i ventiquattro componenti controllati funzionano correttamente (evento a);
- è presente un guasto  $\alpha$  su una delle tre fasi e le altre due fasi funzionano correttamente (evento b).

I due eventi elencati sono tra di loro incompatibili, e quindi si ha:

$$R_{5I(75\%P_n)} = R_a + R_b \quad (4.26)$$

L'evento a coincide con il funzionamento al 100% di  $P_n$ .

L'evento b si ha quando si verifica uno dei dodici guasti elencati e gli altri ventitre componenti funzionano correttamente. indicando con  $b_i$  l' $i$ -esimo evento di guasto  $\alpha$ , poiché tali eventi sono incompatibili si ha:

$$R_b = \sum_{i=1}^{12} F_{b_i} \quad (4.27)$$

con:

$$F_{b_1} = F_{b_2} = F_{b_3} = F_{b_4} = F_{b_5} = F_{b_6} = \frac{1}{24} \cdot F_0(T_i) \cdot (R(T_i))^{23} \quad (4.28)$$

$$F_{b_7} = F_{b_8} = F_{b_9} = F_{b_{10}} = F_{b_{11}} = F_{b_{12}} = \frac{1}{24} \cdot F_1(T_i) \cdot (R(T_i))^{23}$$

L'inverter NPC può fornire il 50% della sua potenza nominale  $P_n$  al motore quando:

- è possibile il funzionamento al 75% di  $P_n$  (evento a);
- è presente un guasto  $\beta$  su una delle tre fasi e le altre due fasi funzionano correttamente (evento b).

I due eventi elencati sono tra di loro incompatibili, e quindi si ha:

$$R_{5I(50\%P_n)} = R_{5I(75\%P_n)} + R_b \quad (4.29)$$

L'inverter NPC può fornire il 25% della sua potenza nominale  $P_n$  al motore quando:

- è possibile il funzionamento al 50% di  $P_n$  (evento a);
- è presente un guasto  $\gamma$  su una delle tre fasi e le altre due fasi funzionano correttamente (evento b).

I due eventi elencati sono tra di loro incompatibili, e quindi si ha:

$$R_{5I(25\%P_n)} = R_{5I(50\%P_n)} + R_b \quad (4.30)$$

Per l'evento b) valgono le stesse considerazioni fatte in precedenza.

## IV.4 Analisi di fault-tolerance per Cascaded H-bridge $m$ -livelli

La struttura di conversione considerata è costituita da  $3(m-1)/2$  ponti monofase ad H con relativa capacità sul lato in continua. La scelta del numero di livelli è effettuata sulla base delle caratteristiche dei componenti utilizzati e della ridondanza circuitale necessaria a fronteggiare possibili guasti. L'impiego di sub-strutture uguali, interfacciabili con l'esterno mediante due soli morsetti può poi agevolare le operazioni di manutenzione in caso di avaria specie se, a livello progettuale, il lay-out del convertitore è opportunamente studiato.

La struttura di un convertitore H-Bridge  $m$ -livelli è presentata in fig. IV.9.

Anche nell'H-Bridge  $m$ -livelli il numero di componenti controllati è  $6(m-1)$  così come nell'NPC  $m$ -livelli. Per tale convertitore valgono relazioni analoghe all'NPC, infatti la tensione di fase del convertitore può essere ancora espressa come:

$$\begin{cases} v_{ph,1} = s_1 E \\ v_{ph,2} = s_2 E \\ v_{ph,3} = s_3 E \end{cases}$$

(4.31)

dove:

$$s_r \in \{-a, -a+1, -a+2, \dots, a\} \quad \text{con } r = 1, 2, 3 \quad (4.32)$$

in cui  $a = (m-1)/2$ .

In questo caso  $v_{ph,r}$  è la tensione della fase  $r$  del convertitore rispetto al suo centro stella.

In virtù della modularità della struttura circuitale del convertitore, l'analisi della condizione di guasto del convertitore può essere ristretta al singolo modulo.

Ogni modulo è composto da 4 componenti controllati; nell'ipotesi di considerare soltanto la possibilità che i componenti possano danneggiarsi in corto circuito o in circuito aperto, il numero totale di guasti possibili è pari ad 8.

Tutti i guasti possono essere raggruppati in due classi:

- a) Il modulo è in grado di fornire i livelli di tensione  $E$  e  $0$  nel caso si verificano i guasti in tabella IV.6. Questo comporta che la funzione di commutazione  $s_r$  della fase guasta può variare in un nuovo dominio, che risulta essere limitato rispetto al dominio iniziale:

$$s_r \in \{-a+1, -a+2, \dots, a\}$$

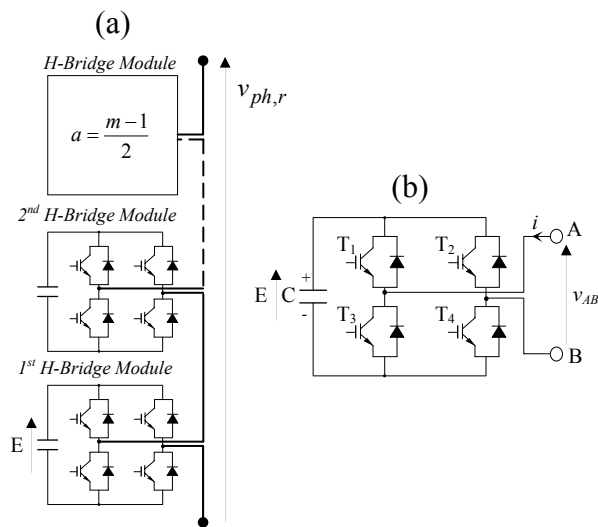


Fig. IV.9. (a) Fase di un Cascaded H-bridge  $m$ -livelli  
(b) Generico modulo

In altri termini la funzione di commutazione della fase guasta perde il livello  $-a$ , che corrisponde alla configurazione circuitale in cui tutti i moduli forniscono  $-E$ . Questa condizione equivale a un guasto in cortocircuito del componente  $(m-1)$ -esimo di un NPC  $m$ -livelli.

TAB. IV.6  
CLASSE DI GUASTO a)

<i>Tipo di guasto</i>	<i>Componenti guasti</i>	
<i>o.c.</i>	T <sub>2</sub>	T <sub>3</sub>
<i>s.c.</i>	T <sub>1</sub>	T <sub>4</sub>

- b) Il modulo è in grado di fornire i livelli di tensione  $-E$  e  $0$  nel caso si verificano i guasti in tabella IV.7. Questo comporta che la funzione di commutazione  $s_r$  della fase guasta può variare nel seguente dominio:

$$s_r \in \{-a, -a+1, -a+2, \dots, a-1\}$$

In altri termini la funzione di commutazione della fase guasta perde il livello  $a$ , che corrisponde alla configurazione circuitale in cui tutti i moduli forniscono il livello di tensione  $E$ . Questa condizione equivale ad un guasto in circuito aperto del primo componente di un NPC  $m$ -livelli.

TAB. IV.7  
CLASSE DI GUASTO b)

<i>Tipo di guasto</i>	<i>Componenti guasti</i>	
<i>o.c.</i>	T <sub>1</sub>	T <sub>4</sub>
<i>s.c.</i>	T <sub>2</sub>	T <sub>3</sub>

Come mostrato in precedenza, in un convertitore  $m$ -livelli nella  $\rho$ -esima fascia di modulazione è possibile scegliere tra  $2a - \rho$  patterns di modulazione (cfr. fig. IV.10). Indicando con  $s_{r,u}$  la funzione di commutazione della fase  $r$  del convertitore corrispondente all' $u$ -esimo pattern di modulazione, con  $1 \leq u \leq 2a - \rho$ , si ha:

$$s_{r,u+1} = s_{r,u} - 1 \quad (4.33)$$

La (4.33) stabilisce che nel passare dal pattern  $u$  al pattern  $u+1$  è sufficiente scalare le funzioni di commutazioni di 1. E' facile verificare che:

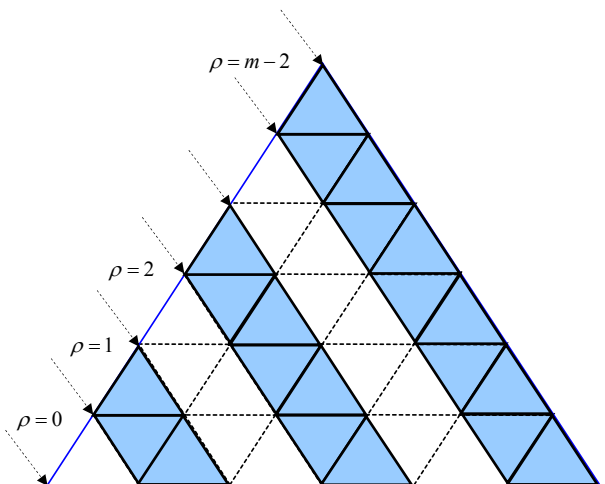


Fig. IV.10 Suddivisione in fasce di modulazione per un generico settore di un H-bridge 7-livelli

$$\begin{aligned}\max \{s_{1,u}, s_{2,u}, s_{3,u}\} &= a - (u - 1) \\ \min \{s_{1,u}, s_{2,u}, s_{3,u}\} &= a - (u + \rho)\end{aligned}\tag{4.34}$$

ovvero il massimo delle funzioni di commutazione sulle tre fasi diminuisce linearmente con il pattern di modulazione, mentre il minimo diminuisce con il pattern e la fascia di modulazione.

Da queste relazioni è immediato determinare i patterns consentiti per ogni fascia di modulazione, assegnato il tipo di guasto.

- a) Per il guasto di tipo a), la funzione di commutazione della fase guasta può variare tra  $-a+1$  ed  $a$ . Conseguentemente basta soddisfare la seguente disuguaglianza:

$$\min \{s_{1,u}, s_{2,u}, s_{3,u}\} \geq -a + 1 \Rightarrow a - (u + \rho) \geq -a + 1 \Rightarrow (u + \rho) \leq m - 2\tag{4.35}$$

Quindi in definitiva:

$$u \leq m - 2 - \rho\tag{4.36}$$

La (4.36) stabilisce che, in seguito ad un guasto di tipo a), non è più possibile modulare nell'ultima fascia di modulazione. Infatti per  $\rho = m - 2$ , si ottiene:

$$u \leq 0\tag{4.37}$$

che è una condizione non ammissibile.

- b) Per il guasto di tipo b), la funzione di commutazione della fase guasta può variare tra  $-a$  ed  $a-1$ . Conseguentemente basta soddisfare la seguente disuguaglianza:

$$\max \{s_{1,u}, s_{2,u}, s_{3,u}\} \leq a - 1 \Rightarrow a - (u - 1) \leq a - 1 \Rightarrow u \geq 2\tag{4.38}$$

La (4.38) offre un risultato analogo a quello della (4.36). Infatti la condizione (4.38) non è realizzabile nell'ultima fascia di modulazione, dove si ha un solo pattern di modulazione e conseguentemente  $u = 1$ .

La (4.36) e la (4.38) stabiliscono inoltre come è necessario modulare nelle fasce di modulazioni più interne. In particolare la (4.36) comporta che nelle fasce di modulazione rimanenti non è possibile utilizzare l'ultimo pattern di modulazione, mentre la (4.38) stabilisce che non è possibile utilizzare il primo pattern di modulazione.

Quindi, in definitiva, l'algoritmo di controllo e di modulazione dell'H-bridge deve essere strutturato in modo da:

- limitare l'indice di modulazione in caso di guasto e restringere conseguentemente la regione di modulazione alle  $m-2$  fasce più interne;
- scegliere opportunamente il pattern di modulazione, in maniera tale da fornire i vettori di tensione con gli stati di conduzione ammissibili.

In figura IV.11 sono confrontate le stelle di vettori di un H-bridge 7-livelli in condizioni di funzionamento ordinario, e nel caso di guasto su un singolo componente del modulo.

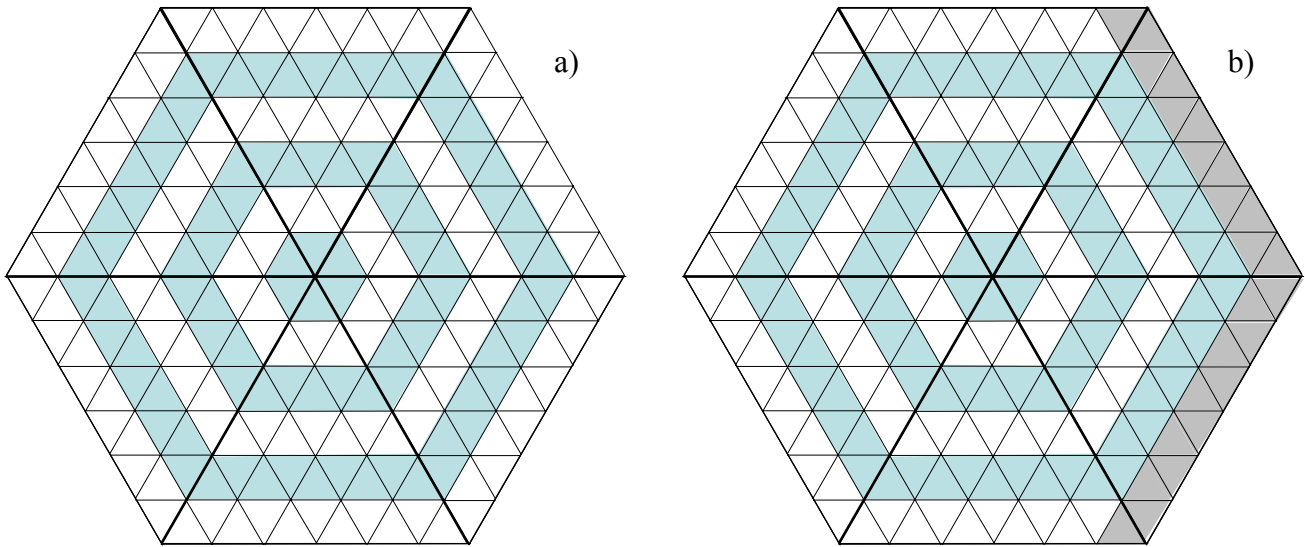


Fig. IV.11 Stella di vettori per un H-bridge 7-livelli: a) funzionamento ordinario, b) funzionamento in caso di guasto singolo

In conclusione, qualunque sia il componente guasto e per ogni tipo di guasto, la potenza  $P_g$  del convertitore in caso di guasto è:

$$P_g = P_n \frac{m-2}{m-1} \quad (4.39)$$

#### **IV.5 Analisi di fault-tolerance per un convertitore multilivello monofase AC/AC per la trazione ferroviaria operante con linea in alternata**

L'impiego di un convertitore AC/AC monofase che si interfacci con la linea e che fornisca una tensione di uscita ad un valore di frequenza superiore a quello di rete consente, come anticipato precedentemente, di realizzare dei trasformatori in media frequenza con ingombri estremamente ridotti. Topologicamente il convertitore monofase si presenta come in fig. IV.12. Si tratta di una struttura costituita da quattro moduli identici ciascuno composto a sua volta da N sub-moduli (in relazione al livello di tensione dei componenti e della rete). Ogni sub-modulo è identificabile con un H-bridge e relativo condensatore. Pertanto, la struttura presenta  $4 \cdot N$  sub-moduli del tipo H-bridge. Questo convertitore ci consente di ottenere in uscita una tensione monofase in media frequenza. Variando opportunamente la topologia, in particolare aggiungendo un terzo ramo, è possibile prelevare in uscita dal convertitore una tensione trifase.

Ai fini della fault-tolerance, essendo la struttura costituita in maniera modulare da H-bridge, si possono estendere tutte le considerazioni fatte nel paragrafo precedente.

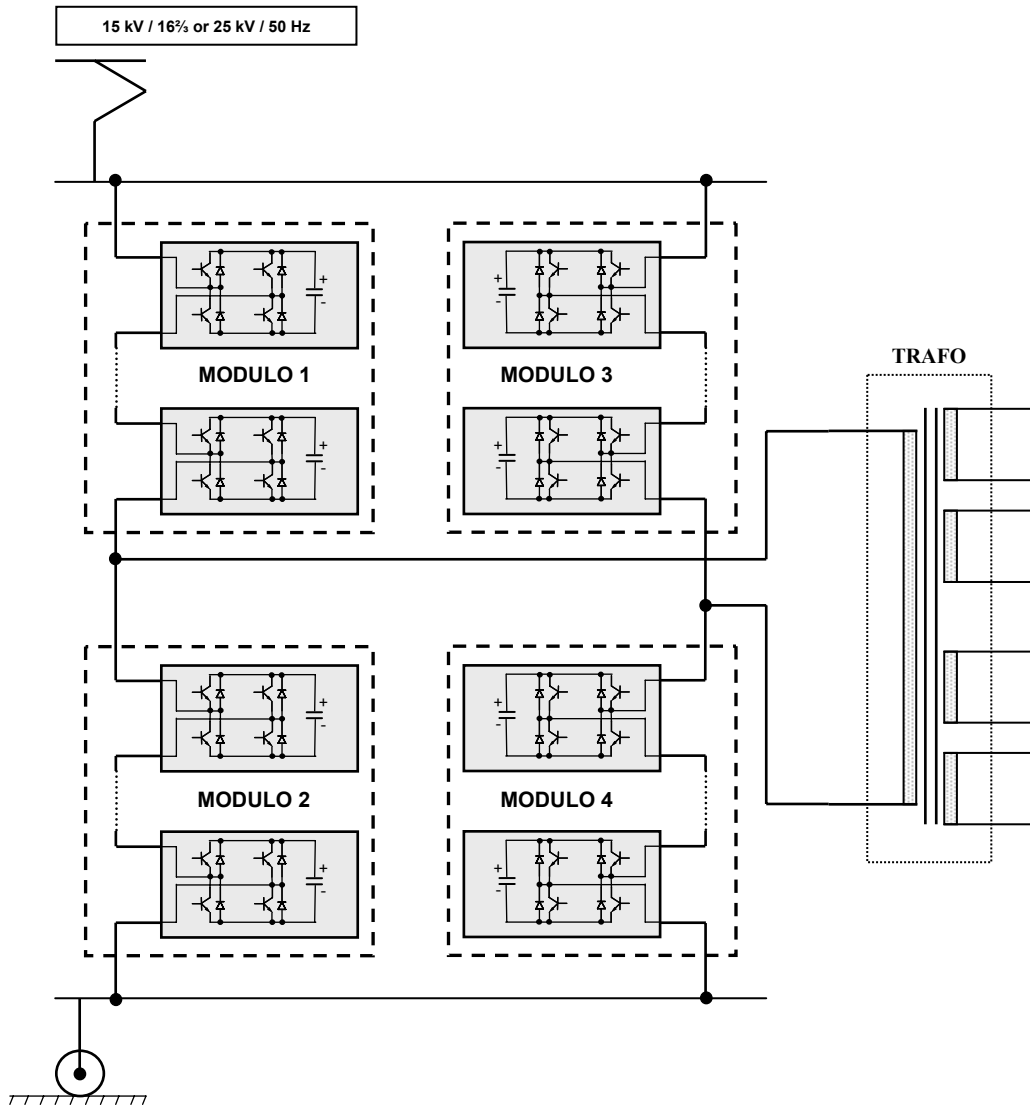


Fig. IV.12. Convertitore ac/ac per trasformatore ad alta frequenza



## V.1 Considerazioni preliminari per l'identificazione del guasto

L'identificazione di un componente guasto in un convertitore multilivello è imprescindibilmente legata ad una attenta analisi dell'algoritmo di modulazione in condizioni di funzionamento normale.

Il problema dell'identificazione del guasto può essere suddiviso in due aspetti:

1. *la sicura identificazione del componente guasto*
2. *l'identificazione del componente guasto nel minor numero di intervalli di campionamento*

Per ambedue i punti nasce la necessità di conoscere e manipolare oculatamente le funzioni di commutazione dell'algoritmo di modulazione; a tal fine è indispensabile un richiamo della tecnica di modulazione adottata per i convertitori multilivello.

Con riferimento ad un convertitore trifase con topologia Cascaded H-bridge  $m$ -livelli, esprimiamo i vettori spaziali di tensione e le tensioni di fase del convertitore come:

$$\mathbf{V} = \frac{2}{3} \sum_{r=1}^3 V_{f,r} e^{j2\pi(r-1)/3} = \frac{2}{3} E \sum_{r=1}^3 s_r e^{j2\pi(r-1)/3} \quad (5.1)$$

$$v_{ph,r} = s_r E \quad \text{con: } r = 1, 2, 3 \quad (5.2)$$

Dove le funzioni di commutazione, in condizioni di funzionamento normale, possono assumere i seguenti valori:

$$s_r \in \{-a, -a+1, \dots, a\} \quad \text{con: } a = \frac{m-1}{2}; \quad r = 1, 2, 3 \quad (5.3)$$

In particolare, il componente simmetrico di tensione in p.u. diventa:

$$\mathbf{v} = \frac{\mathbf{V}}{(2/3)E} = \sum_{r=1}^3 s_r e^{j2\pi(r-1)/3} \quad (5.4)$$

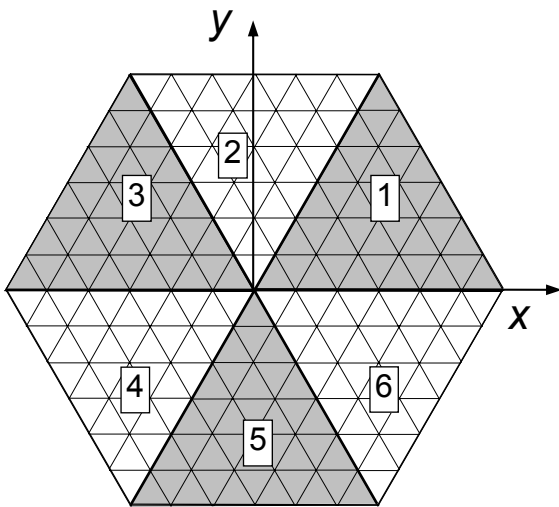


Fig. V.1. Piano dei vettori spaziali di tensione per un convertitore 7-livelli

Considerando tutti i possibili stati di conduzione, tracciamo la stella di vettori spaziali di tensione che il convertitore può fornire; i vettori spaziali, in numero pari ad  $m^3$ , sono rappresentati in un piano complesso  $x,y$  che può essere diviso in 6 settori di  $60^\circ$ , come mostrato in fig. V.1. Un generico settore viene rappresentato in un sistema di riferimento ortogonale  $\zeta,\eta$  (vedi fig. V.2).

Indicando con  $\mathbf{v}_{i,0}$  e  $\mathbf{v}_{0,k}$  i vettori tensione lungo le direzioni di contorno del generico settore, si ha:

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{i,0} &= i e^{j0} \\ \mathbf{v}_{0,k} &= k e^{j\pi/3} \end{aligned} \quad (5.5)$$

con  $i=1,\dots, m-1$  e  $k=1,\dots, m-1$ .

Pertanto, un generico vettore del settore considerato può essere ottenuto come somma di due vettori tensione della (5.5):

$$\mathbf{v}_{i,k} = \mathbf{v}_{i,0} + \mathbf{v}_{0,k} = i e^{j0} + k e^{j\pi/3} \quad (5.6)$$

dove:  $0 \leq i \leq m-1$ ;  $0 \leq k \leq m-1-i$

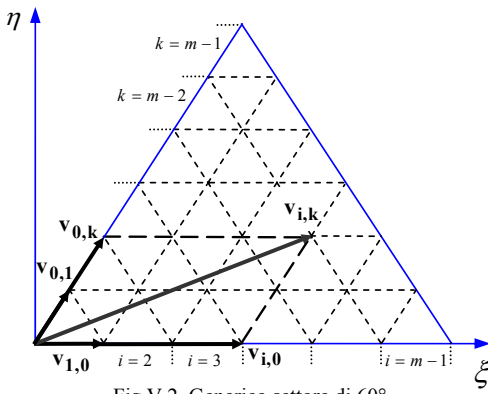


Fig. V.2. Generico settore di 60°

Alcuni di questi vettori spaziali possono essere ottenuti attraverso diverse terne di funzioni di commutazione. Indichiamo con  $s_1^{(1)}, s_2^{(1)}, s_3^{(1)}$  la terna *base* di funzioni di commutazione, ottenuta dalle possibili funzioni di commutazione del vettore prendendo il valore più alto delle  $s_1, s_2, s_3$ ; dalla definizione data e attraverso la (5.4) è immediato dedurre che le terne di funzioni di commutazione ridondanti sono ottenute dalla terna base

scalando le  $s_r$  di una stesso intero non nullo. In pratica, le varie terne ridondanti sono così ottenute:

$$s_r^{(2)} = s_r^{(1)} - 1; \quad s_r^{(3)} = s_r^{(1)} - 2; \quad s_r^{(n_R+1)} = s_r^{(1)} - n_R \quad (5.7)$$

con  $r=1,2,3$ .

La quantità  $n_R$  rappresenta il grado di ridondanza, ossia il numero di terne, diverse da quella base, che corrispondono allo stesso vettore di tensione. E' facile provare che:

$$n_R = \min \{ s_1^{(1)}, s_2^{(1)}, s_3^{(1)} \} + (m-1)/2 \quad (5.8)$$

Per esempio, in un convertitore 7-livelli, se la terna base di un assegnato vettore di tensione è  $[s_1^{(1)}, s_2^{(1)}, s_3^{(1)}] \equiv [2,1,2]$  dalla (5.8) emerge che il grado di ridondanza è  $n_R=4$ , e le terne addizionali sono:

$[1, 0, 1]$ ,  $[0, -1, 0]$ ,  $[-1, -2, -1]$  e  $[-2, -3, -2]$ .

Dalle relazioni (5.5), è possibile dedurre che il generico settore di 60° può essere suddiviso in  $(m-1)^2$  regioni triangolari, come mostrato in fig. V.3; ciascuna di queste regioni è identificabile attraverso i tre vettori che la delimitano e che costituiscono i vertici del triangolo corrispondente. Quando l'estremo del vettore di riferimento  $\mathbf{v}^*$  è localizzato all'interno di una

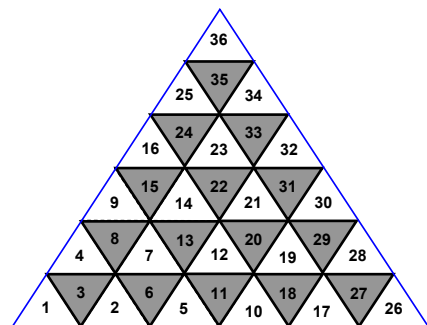


Fig. V.3. Settore di un 7-livelli suddiviso in  $(m-1)^2$  regioni

determinata regione, allora i tre vettori che la delimitano sono impiegati per realizzare la modulazione del convertitore. Al fine di generalizzare la modulazione per un convertitore  $m$ -livelli, è indispensabile fornire una chiara definizione di questi vettori.

Innanzitutto è possibile raggruppare le regioni triangolari di un generico settore in fasce (o bande), come indicato nella fig. V.4. Le fasce sono pari ad  $(m-1)$  e numerate da 0 a  $(m-2)$  partendo dall'interno del generico settore.

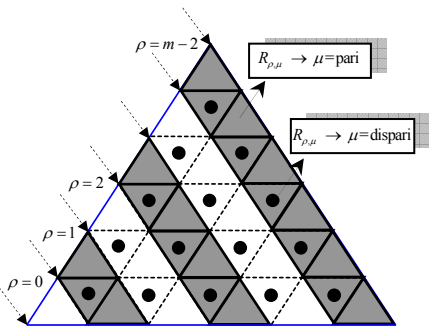


Fig. V.4. Generico settore diviso in regioni pari e dispari

La  $\rho$ -esima fascia contiene  $(2\rho+1)$  regioni che sono numerate da 1 a  $(2\rho+1)$  in senso antiorario. Così facendo, l'indice  $R_{\rho,\mu}$  indica la  $\mu$ -esima regione della  $\rho$ -esima fascia, dove  $0 \leq \rho \leq m-2$  e  $1 \leq \mu \leq 2\rho+1$ .

Con questa suddivisione è immediato individuare la possibilità di classificare le regioni in funzione del valore di  $\mu$ :

Regioni di "tipo 1"  $\Leftrightarrow \mu = \text{pari}$ : i vettori che delimitano la regione  $R_{\rho,\mu}$  sono:  $\mathbf{v}_{i,k}, \mathbf{v}_{i,k+1}, \mathbf{v}_{i+1,k}$  con  $i = \rho - (\mu-1)/2$  e  $k = (\mu-1)/2$ .

Regioni di "tipo 2"  $\Leftrightarrow \mu = \text{dispari}$  (individuate da un piccolo cerchio nero in fig. V.4): i vettori che delimitano la regione  $R_{\rho,\mu}$  sono:  $\mathbf{v}_{i,k}, \mathbf{v}_{i,k+1}, \mathbf{v}_{i-1,k+1}$  con  $i = \rho - (\mu-2)/2$  e  $k = (\mu-2)/2$ .

La Tab. V.1 mostra in sintesi le considerazioni fatte.

TABELLA V.1  
VETTORI DI MODULAZIONE NEI DUE TIPI DI REGIONE

Tipo Regione	$\mathbf{v}_1$	$\mathbf{v}_2$	$\mathbf{v}_3$
1	$\mathbf{v}_{i,k}$	$\mathbf{v}_{i,k+1}$	$\mathbf{v}_{i+1,k}$
2	$\mathbf{v}_{i,k}$	$\mathbf{v}_{i,k+1}$	$\mathbf{v}_{i-1,k+1}$

Per la valutazione dei duty-cycles indichiamo con  $T_m$  l'intervallo di modulazione, e con  $T_1, T_2, T_3$  i tempi di applicazione dei corrispondenti vettori di modulazione  $\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \mathbf{v}_3$ . Come mostrato in tab. V.1, quest'ultimi sono univocamente definiti se la regione

di modulazione  $R_{\rho,\mu}$  è identificata. Conseguentemente, i corrispondenti duty-cycles  $\delta_k = T_k / T_m$  con  $(k=1,2,3)$  possono essere individuati attraverso la relazione:

$$\mathbf{v}^* = \delta_1 \mathbf{v}_1 + \delta_2 \mathbf{v}_2 + \delta_3 \mathbf{v}_3 \quad (5.9)$$

dove  $\mathbf{v}^*$  è il vettore tensione di riferimento.

L'equazione complessa (5.9) può essere risolta se aggiungiamo l'ulteriore condizione:

$$\delta_1 + \delta_2 + \delta_3 = 1 \quad (5.10)$$

Una volta individuato il settore di  $60^\circ$  all'interno del quale ricade il vettore tensione di riferimento, la generica regione di modulazione può essere accertata ricorrendo ad una rapida procedura: si calcolano le componenti di  $\mathbf{v}^*$  lungo le direzioni di  $\mathbf{v}_{1,0}$  e  $\mathbf{v}_{0,1}$  sfruttando la relazione:

$$\mathbf{v}^* = \Gamma_1^* \mathbf{v}_{1,0} + \Gamma_2^* \mathbf{v}_{0,1} \quad (5.11)$$

Determinate le componenti del vettore di riferimento, è facile verificare che gli indici  $i$  e  $k$  sono individuabili attraverso le relazioni:

$$\begin{cases} i = \text{int} \left[ \Gamma_1^* + \Gamma_2^* \right] - \text{int} \left[ \Gamma_2^* \right] \\ k = \text{int} \left[ \Gamma_2^* \right] \end{cases} \quad (5.12)$$

conseguentemente, la fascia di modulazione può essere valutata come:

$$\rho = i + k = \text{int} \left[ \Gamma_1^* + \Gamma_2^* \right] \quad (5.13)$$

Noti questi indici, le relazioni che seguono consentono di individuare il *tipo di regione* cercato e la sua posizione  $\mu$  all'interno della fascia di modulazione:

$$\begin{cases} i - \Gamma_1^* \leq 0 \Rightarrow \text{regione "tipo 1"} \Rightarrow \mu = 2k + 1 \\ i - \Gamma_1^* > 0 \Rightarrow \text{regione "tipo 2"} \Rightarrow \mu = 2k + 2 \end{cases} \quad (5.14)$$

Considerati due intervalli di modulazione  $T_m$ , dividiamo ciascuno di essi in 4 sub-intervalli; denotando con  $\mathbf{v}_\alpha, \mathbf{v}_\beta$  e  $\mathbf{v}_\gamma$  i tre vettori usati nella modulazione, la fig. V.5 mostra il loro ordine di applicazione in entrambi gli intervalli. Le seguenti regole debbono essere seguite:

- $\mathbf{v}_\gamma$  deve essere un vettore ridondante ( $n_R \geq 1$ );
- la funzione di commutazione di una sola fase deve cambiare nel passaggio tra due sub-intervalli di modulazione consecutivi;
- il valore della funzione di commutazione decresce di "1" nel primo intervallo di modulazione ( $a$  in fig. V.5) e aumenta di "1" nel secondo ( $b$  in fig. V.5).

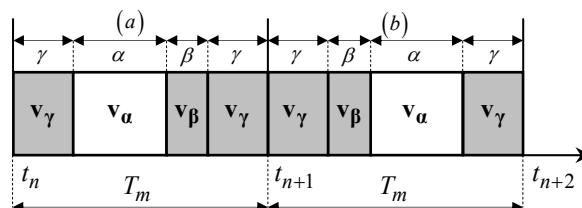


Fig. V.5. Intervallo di modulazione diviso in 4 sub-intervalli

I patterns di modulazione che soddisfano queste regole garantiscono una minimizzazione nelle commutazioni ed una distribuzione uniforme delle stesse su tutte e tre le fasi.

A questo punto, attraverso le regole introdotte, è agevole stabilire la corrispondenza tra la terna dei vettori ( $\mathbf{v}_\alpha, \mathbf{v}_\beta, \mathbf{v}_\gamma$ ) e la terna dei vettori che deve essere usata nella specifica regione di modulazione, come mostrato in tab. V.2. Inoltre, l'effettivo pattern di modulazione può essere ottenuto esplicitando le funzioni di commutazione del generico vettore  $\mathbf{v}_{i,k}$  per ogni settore, come

TABELLA V.2  
CORRISPONDENZA TRA VETTORI

Settore	Tipo Regione	$\mathbf{v}_\gamma$	$\mathbf{v}_\alpha$	$\mathbf{v}_\beta$
1, 3, 5	1	$\mathbf{v}_{i,k}$	$\mathbf{v}_{i,k+1}$	$\mathbf{v}_{i+1,k}$
	2	$\mathbf{v}_{i-1,k+1}$	$\mathbf{v}_{i,k}$	$\mathbf{v}_{i,k+1}$
2, 4, 6	1	$\mathbf{v}_{i,k}$	$\mathbf{v}_{i+1,k}$	$\mathbf{v}_{i,k+1}$
	2	$\mathbf{v}_{i-1,k+1}$	$\mathbf{v}_{i,k+1}$	$\mathbf{v}_{i,k}$

sintetizza la tabella V.3. Convenzionalmente, nella tab. V.3, il generico vettore  $\mathbf{v}_{i,k}$  è rappresentato dalla terna base di funzioni di commutazioni  $(s_1^{(1)}, s_2^{(1)}, s_3^{(1)})$ .

TABELLA V.3  
FUNZIONI DI COMMUTAZIONE PER OGNI SETTORE

Sector	$s_{1,i,k}$	$s_{2,i,k}$	$s_{3,i,k}$
1	$a$	$a-i$	$a-\rho$
2	$a-k$	$a$	$a-\rho$
3	$a-\rho$	$a$	$a-i$
4	$a-\rho$	$a-k$	$a$
5	$a-i$	$a-\rho$	$a$
6	$a$	$a-\rho$	$a-k$

Ad esempio, per una regione di tipo 1 del primo settore i patterns di modulazione nei due intervalli di modulazione adiacenti sono:

$$[a, a-i, a-\rho], [a, a-i, a-\rho-1] \\ [a, a-i-1, a-\rho-1], [a-1, a-i-1, a-\rho-1] \quad (5.15)$$

per l'intervallo (a) di fig. V.5;

$$[a-1, a-i-1, a-\rho-1], [a, a-i-1, a-\rho-1] \\ [a, a-i, a-\rho-1], [a, a-i, a-\rho] \quad (5.16)$$

per l'intervallo (b).

Come precedentemente evidenziato, è possibile ricorrere a patterns di modulazione alternativi ma equivalenti. Ciascuno di essi è ottenibile scalando le funzioni di commutazione di un intero positivo in ogni sub-intervallo di modulazione. Il numero totale di patterns di modulazione  $n_p$  dipende dal numero di livelli di tensione del convertitore e dalla fascia in cui ricade l'effettiva regione di modulazione, pertanto:

$$n_p = m - \rho - 1 \quad (5.17)$$

Per un Cascaded H-bridge inverter, le funzioni di commutazione di fase non sono sempre sufficienti ad individuare lo stato di conduzione del convertitore. Infatti, questo tipo di convertitore, presenta una topologia intrinsecamente ridondante che introduce un grado di libertà nella valutazione delle funzioni di commutazione dei singoli moduli di ciascuna fase a partire dalle funzioni di

commutazione di fase. Indicando con  $s_{r,\sigma}$  la funzione di commutazione del  $\sigma$ -esimo modulo della fase  $r$ -esima, si ha:

$$s_r = \sum_{\sigma=1}^a s_{r,\sigma} \quad (5.18)$$

il numero di possibili combinazioni che è possibile produrre per un'assegnata funzione di commutazione  $\bar{s}_r$  è dato da:

$$n_{\bar{s}_r} = \binom{a}{\bar{s}_r} \left[ \sum_{i=1}^{\text{int}[(a-\bar{s}_r)/2]} \binom{a-\bar{s}_r}{2i} \binom{2i}{i} + 1 \right] \quad (5.19)$$

dove sono stati usati dei coefficienti binomiali.

Fra le  $n_{\bar{s}_r}$  possibili combinazioni, l'algoritmo di controllo ha il compito di selezionarne quella che minimizza lo sbilanciamento delle capacità del dc-link.

Un ulteriore grado di libertà viene introdotto quando la funzione di commutazione del singolo modulo  $\sigma$  è pari a zero. Infatti, con riferimento ad un singolo modulo di un Cascaded H-bridge, la tensione nulla può essere ottenuta in due modi:

- 1)  $T_1, T_2$  "On"  $\rightarrow s_{r,\sigma} = 0^+$
- 2)  $T_3, T_4$  "On"  $\rightarrow s_{r,\sigma} = 0^-$

La scelta tra la configurazione  $0^+$  e quella  $0^-$  è finalizzata a distribuire uniformemente le commutazioni all'interno del singolo modulo.

## V.2 Analisi del guasto per una topologia Cascaded H-bridge

Grazie alla modularità della topologia Cascaded H-bridge, l'analisi delle possibili condizioni di guasto può essere ricondotta al generico modulo  $\sigma$ , mostrato in fig. V.6. Conseguentemente, è

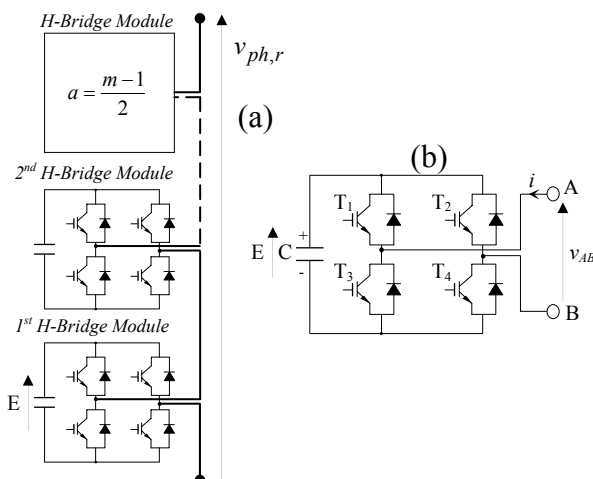


Fig. V.6 (a) Fase di un Cascaded H-bridge inverter  
(b) Generico modulo

sufficiente focalizzare l'attenzione solo su 4 dispositivi di switching anziché esaminare tutti i componenti che costituiscono il convertitore (pari a  $6(m-1)$ ). Se ipotizziamo che può verificarsi solo un guasto singolo alla volta ("circuito aperto" o "corto circuito" di un singolo componente), allora possono manifestarsi solo 8 condizioni di guasto.

La tab. V.4 mostra le differenze  $\Delta E$  tra la effettiva tensione  $v_{ab}$  fornita dal singolo modulo e la tensione attesa, per ogni possibile condizione di guasto.

Nelle prime tre colonne della tabella abbiamo: il valore della tensione attesa dal generico modulo (+E, 0, -E) e gli stati di conduzione dei componenti; sottolineiamo il fatto che con 0<sup>+</sup> e 0<sup>-</sup> sono state indicate le due configurazioni che forniscono la tensione nulla in uscita dal singolo modulo.

Notiamo che in alcuni casi il guasto di un singolo modulo non comporta variazioni sulla tensione di uscita  $v_{ab}$  (le celle in tabella sono "--"), in altri casi lo stesso guasto può produrre uno o due valori differenti dell'errore  $\Delta E$  in dipendenza del segno della corrente nel modulo.

TABLE V.4  
DIFFERENZA  $\Delta E$  TRA L'EFFETTIVA TENSIONE  $v_{AB}$  DEL MODULO  $\sigma$  E LA TENSIONE ATTESA, QUANDO UNA CONDIZIONE DI GUASTO SI VERIFICA IN UNO DEI COMPONENTI ( $T_{\sigma,k} = 1 \Rightarrow k$ -esimo switch corto-circuitato;  $T_{\sigma,k} = 0 \Rightarrow k$ -esimo switch definitivamente aperto)

Expected $v_{AB}$ voltage	Conduction states		1 <sup>st</sup> : $T_1=1$		2 <sup>nd</sup> : $T_1=0$		3 <sup>rd</sup> : $T_2=1$		4 <sup>th</sup> : $T_2=0$		5 <sup>th</sup> : $T_3=1$		6 <sup>th</sup> : $T_3=0$		7 <sup>th</sup> : $T_4=1$		8 <sup>th</sup> : $s_4=0$	
	ON	OFF	$i>0$	$i<0$	$i>0$	$i<0$	$i>0$	$i<0$	$i>0$	$i<0$	$i>0$	$i<0$	$i>0$	$i<0$	$i>0$	$i<0$	$i>0$	$i<0$
			$\Delta E = (\text{effective module voltage} - \text{expected module voltage})$															
+E	$T_1, T_4$	$T_2, T_3$	--	--	--	-E	-E/2	-E/2	--	--	-E/2	-E/2	--	--	--	--	--	-E
0 <sup>+</sup>	$T_1, T_2$	$T_3, T_4$	--	--	--	-E	--	--	E	--	-E/2	-E/2	--	--	E/2	E/2	--	--
0 <sup>-</sup>	$T_3, T_4$	$T_1, T_2$	E/2	E/2	--	--	-E/2	-E/2	--	--	--	--	E	--	--	--	--	-E
-E	$T_2, T_3$	$T_1, T_4$	E/2	E/2	--	--	--	--	E	--	--	--	E	--	E/2	E/2	--	--

Queste 8 possibili condizioni di guasto possono essere classificate in 2 gruppi, come indicato in tabella V.5.

TABELLA V.5  
CLASSI DI GUASTO: "1" = SWITCH CORTO-CIRCUITATO  
"0" = SWITCH APERTO

	$T_1$	$T_2$	$T_3$	$T_4$
Group "F <sub>1</sub> "	1			
		0		
			0	
				1
Group "F <sub>2</sub> "	0			
		1		
			1	
				0

Gruppo "F<sub>1</sub>": in corrispondenza di ogni guasto presente nelle righe "F<sub>1</sub>" di tab. V.5, il modulo  $\sigma$  del convertitore è in grado di fornire i livelli di tensione 0 e E. Pertanto, la funzione di commutazione  $s_r$  della fase guasta varia in un range limitato:

$$s_r \in \{-a+1, -a+2, \dots, a\} \quad (5.20)$$

Praticamente la funzione di commutazione  $s_r$  perde il

livello "-a" corrispondente al caso circuitale in cui tutti i moduli danno -E.

Gruppo "F<sub>2</sub>": in corrispondenza di ogni guasto presente nelle righe "F<sub>2</sub>" di tab. V.5, il modulo  $\sigma$  del convertitore è in grado di fornire i livelli di tensione -E e 0. Pertanto, la funzione di commutazione  $s_r$  della fase guasta varia in un range limitato:

$$s_r \in \{-a, -a+1, -a+2, \dots, a-1\} \quad (5.20)$$

Praticamente la funzione di commutazione  $s_r$  perde il livello "a" corrispondente al caso circuitale in cui tutti i moduli danno E.

Con riferimento al caso di un H-bridge 7-livelli, la fig. V.7 mostra le limitazioni introdotte nei differenti settori della stella di vettori del convertitore, quando un singolo guasto di uno dei due gruppi si verifica per un'assegnata fase. In particolare, dei 6 settori che della stella, due di essi resteranno inalterati, due si modificheranno come (B) in fig. V.6, due come (C) e due come (D).

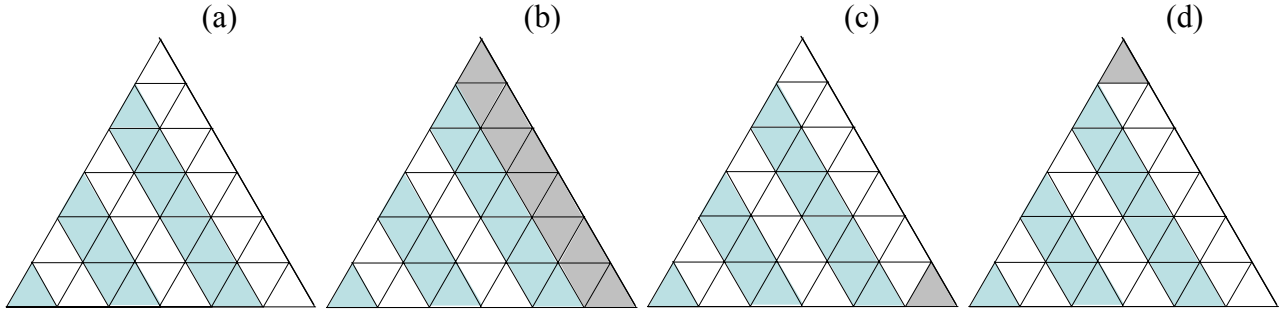


Fig. V.7. Differenti tipologie di settore in corrispondenza di un singolo guasto. Le regioni in grigio non sono disponibili per la modulazione

Come anticipato precedentemente, nella  $\rho$ -esima fascia di modulazione di un convertitore  $m$ -livelli il numero di patterns disponibili sono:  $n_p = m - \rho - 1$ . Indicando con  $s_{r,u}$  la funzione di commutazione della  $r$ -esima fase corrispondente all' $u$ -esimo pattern, e ordinando i patterns con la seguente legge:

$$s_{r,u+1} = s_{r,u} - 1 \quad (5.21)$$

è facile verificare che il massimo ed il minimo valore della funzione  $s_r$  è dato da:

$$\begin{aligned} \max_u \{s_{1,u}, s_{2,u}, s_{3,u}\} &= a - u + 1 = \frac{m-1}{2} - u + 1 \\ \min_u \{s_{1,u}, s_{2,u}, s_{3,u}\} &= a - u - \rho = \frac{m-1}{2} - u - \rho \end{aligned} \quad (5.22)$$

Dalla (5.22) è possibile dedurre i patterns “consentiti” per ogni fascia di modulazione e per un assegnato tipo di guasto.

Infatti, per un guasto del gruppo “ $F_1$ ” le funzioni di commutazione della fase danneggiata possono variare tra i livelli “ $-a+1$ ” ed “ $a$ ”, pertanto:

$$\min_u \{s_{1,u}, s_{2,u}, s_{3,u}\} \geq -a + 1 \quad \Rightarrow \quad u \leq m - 2 - \rho \quad (5.23)$$

Da quest’ultima relazione si deduce che:

- i. la modulazione non è consentita nella fascia più esterna, in quanto per  $\rho = m-2$  si ha  $u \leq 0$ ;
- ii. nelle altre fasce di modulazione l’ultimo pattern non è disponibile ai fini della modulazione.

Per un guasto del gruppo “ $F_2$ ” le funzioni di commutazione della fase danneggiata possono variare tra “ $-a$ ” ed “ $a-1$ ”, pertanto:

$$\max_u \{s_{1,u}, s_{2,u}, s_{3,u}\} \leq a - 1 \quad \Rightarrow \quad u \geq 2 \quad (5.24)$$

Dalla (5.24) deduciamo che:

- i. la modulazione non è consentita nella fascia più esterna, dove solo un pattern è disponibile ( $u=1$ );
- ii. nelle altre fasce di modulazione il primo pattern non è disponibile ai fini della modulazione.



Attraverso quest'analisi possiamo concludere osservando che in caso di guasto l'algoritmo di controllo e quello di modulazione devono essere strutturati al fine di:

- limitare l'indice di modulazione e far convergere la modulazione nelle fasce interne di modulazione dove tutti i vettori tensione sono disponibili;
- selezionare appropriatamente i patterns di modulazione usando solo quelli realmente disponibili.

Ed è proprio partendo da queste considerazioni che può essere costruita una tecnica di identificazione dinamica del guasto, che abbia lo scopo di riconoscere il componente guasto per consentire un adattamento degli algoritmi di controllo e modulazione, al fine di assicurare una continuità del servizio compatibilmente con le massime prestazioni ottenibili.

### V.3 Tecnica di identificazione del guasto senza sensori aggiuntivi

Come indicato in tabella V.4, in caso di un guasto singolo su un generico modulo della  $r$ -esima fase, la differenza  $\Delta E_r = v_{ph,r}^m - v_{ph,r}^*$  tra la tensione misurata ( $v_{ph,r}^m$ ) e la tensione di riferimento di fase ( $v_{ph,r}^*$ ) può assumere soltanto 4 differenti valori, indipendente dal numero  $m$  di livelli del convertitore, come sintetizzato nella tab. V.6.

TABELLA V.6  
POSSIBILI CONFIGURAZIONI DI CGUAUSTO IN  
CORRISPONDENZA DELLA DIFFERENZA  $\Delta E_r$

$\Delta E_r =$ $= v_{ph,r}^m - v_{ph,r}^*$	Possibili configurazioni modulo	Corrente nel modulo
E	$0_4^+, 0_6^-, -E_4, -E_6$	$i > 0$
E/2	$0_7^+, 0_1^-, -E_7, -E_1$	//
-E/2	$0_5^+, 0_3^-, E_5, E_3$	//
-E	$0_2^+, 0_8^-, E_2, E_8$	$i < 0$

Dalla stessa si evince che ogni valore di  $\Delta E_r$  può essere prodotto da 2 guasti; d'altra parte ogni guasto è associabile a 2 configurazione del convertitore. In definitiva ogni valore dell'errore  $\Delta E_r$  può essere ricondotto a 4 differenti casi, riportati nella colonna centrale della tabella V.6. I casi sono individuati dalla tensione attesa con l'aggiunta di un pedice che fa riferimento ad una delle 8 condizioni di

guasto elencate nella tab. V.4. Ad esempio, la configurazione “-E<sub>4</sub>” fa riferimento all'ultima riga della tab. V.4 (tensione attesa “-E”) ed alla condizione di guasto “4” con  $i > 0$  (in questo caso l'effettiva tensione di uscita  $v_{ab}$  è “0” invece di “-E”). Ad un'analisi più dettagliata della tabella, emerge la possibilità di individuare in maniera univoca il guasto quando le configurazioni del modulo sono del tipo  $0^+$  o  $0^-$ . Dalla conoscenza dell'errore  $\Delta E_r$ , e dalla conoscenza della configurazione del modulo guasto nei casi  $0^+$  e  $0^-$ , è particolarmente evidente la possibilità di incrociare le informazioni ed identificare in maniera rapida ed univoca il dispositivo affetto da guasto. E' altresì ovvio che questa strategia embrionale di identificazione può essere utilizzata come un'indicazione della strada da percorrere ma resta assolutamente non autosufficiente, postulando la

conoscenza del modulo danneggiato e la certezza che il guasto si verificherà con una delle due configurazioni  $0^+$  e  $0^-$ .

Pertanto, se auspicassimo di effettuare l'identificazione del guasto esclusivamente sull'analisi condotta e limitandoci ad effettuare degli sterili confronti tra valori di tensione attesi e misurati, otterremmo un tempo di identificazione aleatorio, strettamente legato alla ricorsività di alcune configurazioni di conduzione. A ciò aggiungiamo la considerazione che una tecnica di identificazione del guasto se non riconosce rapidamente l'elemento danneggiato non fornisce all' algoritmo di controllo le informazioni necessarie per riportare il sistema in un funzionamento stabile, dando luogo, in molti casi, ad un'autoesaltazione del fenomeno che potrebbe divenire inarrestabile. E' lecito, allora, attendersi una tecnica di identificazione del guasto di tipo attivo, in grado di interpretare gli errori e costringere il sistema, tramite un adattamento dinamico dell' algoritmo di controllo e/o di modulazione, a convergere verso stati di conduzione che favoriscano la rapida conoscenza dell'elemento corrotto. Risulta di conseguenza inevitabile, vista l'intima correlazione, avere una tecnica di identificazione del guasto che allo stesso tempo detti anche le modifiche da apportare all' algoritmo di controllo e/o di modulazione. Questa mancata separazione tra la tecnica di identificazione del guasto e la tecnica di controllo e modulazione accresce la complessità del codice, ma garantisce dei risultati estremamente efficaci.

In conclusione è opportuno sottolineare, così come emerge dalle osservazioni fin qui condotte, che verranno impiegati esclusivamente i sensori di tensione e corrente già richiesti dall' algoritmo di controllo e non c'è nessuna esigenza di ricorrere a sensori addizionali.

#### **V.4 Adattamento real-time dell' algoritmo di controllo per l'identificazione del guasto e funzionamento a prestazioni ridotte per un H-bridge 5-livelli**

In ogni sub-intervallo del generico intervallo di modulazione  $T_m$ , la misura delle tensioni di fase è finalizzata alla valutazione dell'errore  $\Delta E_r$  ( $r=1, 2, 3$ ). Se  $\Delta E_r \neq 0$  nell'intervallo  $(t_n, t_{n+1})$ , allora sicuramente si è verificato un guasto sulla fase "r" che dà luogo all'avvio della procedura di identificazione.

Le azioni svolte dalla procedura di identificazione possono essere organizzate nel modo seguente:

- 1°. Quando si verifica l'errore viene prodotto un segnale d'allarme dall'interrupt corrispondente, e il valore  $\Delta E_r$  viene memorizzato;
- 2°. Nel sub-intervallo consecutivo  $(t_{n+1}, t_{n+2})$ , confrontando i valori di  $v_{ph,r}^m, v_{ph,r}^*$  e  $\Delta E_r$  con alcune tabelle prefissate, possono verificarsi tre differenti situazioni:

- a. il dispositivo guasto è direttamente individuato, la procedura di identificazione è conclusa;

- b. il modulo che contiene il dispositivo guasto è individuato, ma non è individuato il componente all'interno del modulo;
- c. non sono stati individuati né il modulo che contiene il dispositivo guasto né tantomeno il componente guasto, in questo caso possiamo utilizzare alcune delle informazioni a disposizione per accelerare la procedura di identificazione.

3°. Se si verificano uno dei casi b) o c), l'algoritmo di modulazione base (ottimizzato per il funzionamento in condizioni normali) viene modificato in modo tale che in caso di guasto si porti in conto il fatto che alcune regioni di modulazioni sono comunque indisponibili. L'algoritmo "fault-adapted" sfrutta le ridondanze intrinseche del convertitore, selezionando quelle configurazioni di conduzione che, pur rispettando il vettore desiderato dell'algoritmo di controllo, accelerano la localizzazione del guasto riducendo il grado di incertezza ad ogni sub-intervallo di modulazione.

L'algoritmo "fault-adapted" ha anche lo scopo di consentire al convertitore, una volta individuato il guasto, il funzionamento a prestazioni ridotte compatibilmente con i vettori tensione a disposizione. Il minimo numero di intervalli necessari per una corretta identificazione del componente guasto, dipende dal numero  $m$  di livelli del convertitore considerato.

### **Procedura di identificazione applicata ad un Cascaded H-bridge 5-livelli**

Il modo più semplice ed allo stesso tempo più efficace per illustrare la tecnica di identificazione del guasto e le conseguenti modifiche che verranno apportate all'algoritmo di controllo, è illustrare un caso-studio: verrà esaminato il caso di un convertitore Cascaded H-bridge 5-livelli.

Per conoscere l'avanzamento della tecnica di identificazione del guasto viene introdotto l'indice di identificazione  $\mathfrak{I}$ : inizialmente, in assenza di guasto, quest'indice è pari a 0.

Nell'istante in cui in un sub-intervallo di modulazione si verifica  $\Delta E_r \neq 0$  per la fase  $r$ -esima, l'indice  $\mathfrak{I}$  viene posto pari ad 1, e la procedura di identificazione del guasto ha inizio.

L'indice  $\mathfrak{I}$  seleziona la tabella che processerà l'errore riscontrato; gli ingressi della tabella sono: l'errore memorizzato, la configurazione di conduzione della fase  $s_r$  e le configurazioni di conduzione dei singoli moduli  $s_{r,\sigma}$ . E' possibile ricadere in 3 casi:

- a) il guasto è completamente identificato e l'indice di identificazione viene posto pari a 5;
- b) solo il modulo danneggiato è individuato, l'indice è settato al valore 4;
- c) né il modulo né il componente guasto sono stati identificati,
  - se uno dei due moduli presenta una configurazione di conduzione  $s_{r,\sigma} = 0$ , l'indice è posto pari a 3
  - in tutti gli altri casi l'indice viene settato al valore 2.

Nel caso *a*) il modulo che presenta il componente guasto è quello per il quale la configurazione di conduzione  $s_{r,\sigma} = 0$ ; dalla conoscenza della tipologia di configurazione nulla (se  $0^+$  o  $0^-$ ) è possibile, sfruttando la tabella V.4, risalire univocamente al componente guasto.

Negli altri casi l'indice di identificazione del guasto sarà compreso tra 2 e 4 ( $2 \leq \mathfrak{I} \leq 4$ ), l'algoritmo di identificazione necessiterà di ulteriori informazioni per concludere la fase di identificazione e seguirà una procedura diversa condizionatamente al valore dell'indice  $\mathfrak{I}$  (vedi tab. V.7).

Nel caso  $\mathfrak{I} = 4$  la procedura di identificazione del componente guasto all'interno del modulo è la seguente: la funzione di commutazione di fase fornita dall'algoritmo di controllo resta inalterata, viceversa la funzione di commutazione del singolo modulo è forzata ad assumere il valore nullo sulla modulo guasto; così facendo ci si riconduce al caso di identificazione univoca del componente tramite la tabella V.4. In questo caso, la tab. V.8, fornisce tutte le informazioni per identificare agevolmente il componente guasto.

In un sub-intervallo di modulazione successivo al primo errore, una configurazione di conduzione potrebbe essere tale che, pur coinvolgendo un componente guasto, fornisca  $\Delta E_r = 0$ . Questa situazione, apparentemente interlocutoria, può essere sfruttata per acquisire nuove informazioni per una più rapida convergenza verso l'identificazione del componente danneggiato. Infatti, la tab. V.8 contempla questo caso riportando nella prima colonna l'errore iniziale  $\Delta E_{r,in}$ .

Nel caso  $\mathfrak{I} = 3$ , non potendo fornire indicazioni sulla localizzazione del modulo o del componente guasto, al fine di aggiungere nuove informazioni nel sub-intervallo successivo, possiamo imporre le seguenti regole:

- la funzione di commutazione  $s_r$  resta inalterata;
- se  $s_r$  è pari a 0 non ricorriamo alle configurazioni di modulo ( $s_{r,1} = 0, s_{r,2} = 0$ )
- se solo uno dei moduli è caratterizzato dalla configurazione 0, ricorriamo alla configurazione di conduzione  $0^+$  se precedentemente lo stesso modulo era caratterizzato dalla configurazione  $0^-$  e viceversa.

Con queste regole si arricchiscono le colonne centrali delle tabelle di identificazione, rendendo molto più probabile il riconoscimento completo dell'errore, vedi tab. V.9.

Quando  $\mathfrak{I} = 2$  l'algoritmo, non potendosi pronunciare sul modulo e/o componente guasto, rispetta delle regole analoghe a quelle illustrate nel caso precedente (tab. V.10):

- se  $s_r$  è pari a 0 non ricorriamo alle configurazioni di modulo ( $s_{r,1} = 0, s_{r,2} = 0$ )

con la procedura illustrata possiamo concludere dicendo che: nei casi a) e b) l'identificazione del guasto avviene al massimo in 2 intervalli di modulazione, nel caso c) il numero massimo di intervalli di modulazione necessari alla completa identificazione del guasto è pari a 3 o 4 in relazione alla tabella usata.

TABELLA V.7  
TABELLA DI IDENTIFICAZIONE DEL GUASTO PER  $\zeta = 1$

$\Delta E_r$	case (a)			case (b)			case (c)		
	$s_r$	$s_{r,\sigma}$		$s_r$	$s_{r,\sigma}$		$s_r$	$s_{r,\sigma}$	
		$\sigma=1$	$\sigma=2$		$\sigma=1$	$\sigma=2$		$\sigma=1$	$\sigma=2$
E, E/2	1	1	0	0	-1	1	0	0	0
		0	1		1	-1	-1	0	-1
							-2	-1	-1
-E, -E/2	-1	-1	0	0	-1	1	0	0	0
		0	-1		1	-1	1	0	1
							1	1	0
							2	1	1

TABELLA V.8  
TABELLA DI IDENTIFICAZIONE DEL GUASTO PER  $\zeta = 4$

$\Delta E_{in,r}$	$s_r$	$\Delta E_r$	Fault
+E	1,0,-1	+E	$T_2 = 0$ $T_3 = 0$
+E/2	1,0,-1	+E/2	$T_4 = 1$ $T_1 = 1$
-E/2	1,0,-1	-E/2	$T_3 = 1$ $T_2 = 1$
-E	1,0,-1	-E	$T_1 = 0$ $T_4 = 0$

TABELLA V.9  
TABELLA DI IDENTIFICAZIONE DEL GUASTO PER  $\zeta = 3$

$\Delta E_{in,r}$	$\Delta E_r$	case (a)			case (b)			case (c)		
		$s_r$	$s_{r,\sigma}$		$s_r$	$s_{r,\sigma}$		$s_r$	$s_{r,\sigma}$	
			$\sigma=1$	$\sigma=2$		$\sigma=1$	$\sigma=2$		$\sigma=1$	$\sigma=2$
+E +E/2	+E	1	1	0	0	-1	1	-2	-1	-1
	+E/2		0	1	-1	1	-1			
	0	-1	-1	0	0	-1	1	0	1	0
-E -E/2	-E	-1	-1	0	0	-1	1	2	1	1
	-E/2		0	-1	1	1	0	-1	-1	0
	0	1	1	0	0	-1	1	0	-1	0

TABELLA V.10  
TABELLA DI IDENTIFICAZIONE DEL GUASTO PER  $\zeta = 2$

$\Delta E_{in,r}$	$\Delta E_r$	case (a)			case (b)			case (c)		
		$s_r$	$s_{r,\sigma}$		$s_r$	$s_{r,\sigma}$		$s_r$	$s_{r,\sigma}$	
			$\sigma=1$	$\sigma=2$		$\sigma=1$	$\sigma=2$		$\sigma=1$	$\sigma=2$
+E +E/2	+E	1	1	0	0	-1	1	-1	0	-1
	+E/2		0	1		1	-1	-2	-1	-1
	0				0	-1	1	1	0	1
-E -E/2	-E	-1	-1	0	0	-1	1	1	0	1
	-E/2		0	-1		1	-1	2	1	1
	0				0	-1	1	-1	0	-1

Supponiamo che nell'intervallo di campionamento  $(t_{k-1}, t_k)$  sia stato diagnosticato un guasto sulla fase  $a$  rilevando un errore  $\Delta E = E$ . Ricordiamo che in un modulo l'errore  $\Delta E$  si può manifestare se il modulo è comandato con configurazione "0+", "0" oppure "-1". Non viene rilevato errore  $\Delta E = E$ , seppure in presenza di guasto che lo produce, quando il modulo è comandato con configurazione +1. Questa proprietà, come anticipato precedentemente, può essere sfruttata per l'identificazione del guasto.

L'errore  $\Delta E = E$  è processato dall' algoritmo di controllo nell'intervallo  $(t_k, t_{k+1})$ .

Indichiamo con  $s_a$  la configurazione di conduzione della fase  $a$  del convertitore, con  $s_{a,1}$  la configurazione di conduzione del modulo superiore e con  $s_{a,2}$  la configurazione di conduzione del modulo inferiore.

Per quanto detto prima, si possono verificare tre casi:

- 1) Nel sub-intervallo di modulazione in cui l'errore  $\Delta E$  è rilevato dall'interrupt di controllo, la configurazione di conduzione della fase  $a$  era tale da permettere un'identificazione

immediata del componente guasto. In tab. V.11 sono riportati i valori di  $s_a$ ,  $s_{a,1}$  e  $s_{a,2}$  che permettono un'identificazione immediata del guasto per un errore  $\Delta E = E$ .

TABELLA V.11  
TABELLA DI IDENTIFICAZIONE COMPONENTE

$s_a$	$s_{a,1}$	$s_{a,2}$	Modulo guasto	Componente Guasto
+1	0 <sup>+</sup>	1	superiore	$T_2=0$
+1	0 <sup>-</sup>	1	superiore	$T_3=0$
+1	+1	0 <sup>+</sup>	inferiore	$T_2=0$
+1	+1	0 <sup>-</sup>	inferiore	$T_3=0$

- 2) Nel sub-intervallo di modulazione in cui l'errore  $\Delta E$  è rilevato dall'interrupt di controllo, la configurazione di conduzione della fase  $a$  era tale da permettere un'identificazione immediata del modulo guasto. In tabella V.12 sono riportati i valori di  $s_a$ ,  $s_{a,1}$  e  $s_{a,2}$  che permettono un'identificazione immediata del modulo guasto per un errore  $\Delta E = E$ .

TABELLA V.12  
TABELLA DI IDENTIFICAZIONE MODULO

$s_a$	$s_{a,1}$	$s_{a,2}$	Modulo guasto
0	+1	-1	inferiore
0	-1 <sup>-</sup>	+1	superiore

- 3) In tutti gli altri casi non è possibile identificare il modulo guasto immediatamente. Il primo passo consiste nel forzare nella fase  $a$  quelle configurazioni di conduzione  $s_a$  che permettono di identificare il modulo guasto. Dalle tabelle V.11 e V.12, si evince che  $s_a = 1$  e  $s_a = 0$  sono quelle configurazioni di conduzione che facilitano l'individuazione del guasto. D'altra parte si può verificare che, pur riducendo l'indice di modulazione per lavorare nella fascia immediatamente più interna (terza fascia per un 5-livelli), non è sempre possibile applicare una sequenza di modulazione che applichi in un sub-intervallo la configurazione  $s_a = 1$ ; viceversa è sempre possibile applicare la configurazione  $s_a = 0$ . Le configurazioni di  $s_a = 0$  che permettono di identificare il modulo guasto sono due:

- a)  $s_{a,1} = 1, s_{a,2} = -1$
- b)  $s_{a,1} = -1, s_{a,2} = 1$

Supponiamo che si sia verificato il caso 3), e immaginiamo di forzare l'applicazione della configurazione a): questa configurazione sarà applicata nell'intervallo  $(t_{k+1}, t_{k+2})$  e processata nell'intervallo  $(t_{k+2}, t_{k+3})$ .

Pertanto, nell'intervallo di campionamento  $(t_{k+2}, t_{k+3})$  si possono verificare due casi:

- 1) La configurazione a) non produce errore  $\Delta E$ . Il modulo guasto è quello superiore.
- 2) La configurazione a) produce errore  $\Delta E = E$ . Il modulo guasto è quello inferiore.

Se si verifica il caso 1), è necessario identificare il componente guasto; le configurazioni di conduzione del modulo guasto (quello superiore in questo caso) che permettono di identificare il componente guasto sono  $s_{a,1} = 0^+$  e  $s_{a,1} = 0^-$ . Queste configurazioni di conduzione sono applicabili quando la configurazione di conduzione  $s_a$  della fase  $a$  assume uno dei seguenti valori:

- a)  $s_a = 1$
- b)  $s_a = 0$
- c)  $s_a = -1$

Come detto precedentemente, la configurazione che è sempre possibile applicare è  $s_a = 0$ . Le configurazioni di  $s_a = 0$  che permettono di identificare il componente guasto sono quattro:

- a)  $s_{a,1} = 0^+, s_{a,2} = 0^+$
- b)  $s_{a,1} = 0^+, s_{a,2} = 0^-$
- c)  $s_{a,1} = 0^-, s_{a,2} = 0^+$
- d)  $s_{a,1} = 0^-, s_{a,2} = 0^-$

Da notare che la a) e la b) sono equivalenti in quanto prevedono la stessa configurazione di conduzione del modulo guasto. Stesso discorso vale per la c) e la d).

Supponendo di forzare la configurazione di conduzione a), questa configurazione sarà applicata nell'intervallo  $(t_{k+3}, t_{k+4})$  e processata nell'intervallo  $(t_{k+4}, t_{k+5})$ .

Nell'intervallo di campionamento  $(t_{k+4}, t_{k+5})$  si possono verificare due casi:

- 1) La configurazione a) non produce errore  $\Delta E$ . Il componente guasto è  $T_3=0$
- 2) La configurazione a) produce errore  $\Delta E = E$ . Il componente guasto è  $T_2=0$

Dunque nel caso peggiore sono necessari quattro intervalli di campionamento per l'identificazione del componente guasto.

## V.5 Analisi numerico-simulativa

Per l'analisi numerico-simulativa sono stati messi a punto dei programmi di simulazione per la configurazione che vede l'impiego di un convertitore con topologia Cascaded H-bridge 5-livelli.

Gli algoritmi di controllo sono stati messi a punto e testati ampiamente in tutte le condizioni di avaria singola possibile ed in alcune condizioni di avaria multipla, oltre ovviamente nelle condizioni

di funzionamento normali in corrispondenza sia di regimi stazionari che di transitori, anche gravosi. Gli algoritmi sono ottimizzati anche dal punto di vista del tempo di calcolo necessario sia al riconoscimento della presenza di un guasto, al successivo suo isolamento, sia a riconfigurare il sistema per garantire il funzionamento a prestazioni ridotte.

Il sistema è costituito da un motore asincrono trifase azionato da un inverter realizzato con topologia Cascaded H-bridge 5-livelli ad IGBT. I dati di targa del motore sono:

- Potenza nominale: 250 kW
- Numero di poli: 4
- Tensione nominale: 400 V
- Frequenza nominale: 50 Hz
- Velocità nominale: 1488 giri/min
- Momento d'inerzia totale: 8 kg m<sup>2</sup>

La tensione di dc-link è fissata al valore di 565 V, il controllo implementato è di tipo vettoriale con orientamento sul flusso di rotore, con regolatori di corrente del tipo P.I. e modulazione del tipo Space Vector (SVM). L'intervallo di campionamento è fissato a 125 μs, e l'effettiva frequenza di commutazione di ogni componente controllato si attesta intorno ad 1 KHz; questo valore è stato scelto per rendere possibile l'estensione ed i risultati ottenuti con questa tecnica di modulazione anche ad azionamenti di taglia maggiore.

Nel caso esaminato in questa sezione ipotizziamo che si il componente  $T_2$  del generico modulo del VSI sia affetto da guasto. In particolare, si assume che, partendo dalle condizioni di funzionamento in regime stazionario, il dispositivo  $T_2$  si guasti istantaneamente in corto-circuito. La prima conseguenza tangibile di quest'ipotesi, è che alcune delle regioni triangolari di modulazione non sono disponibili, così come mostrato dalla fig. V.8 dove si è ipotizzato che il guasto si verifichi sul modulo superiore della seconda fase.

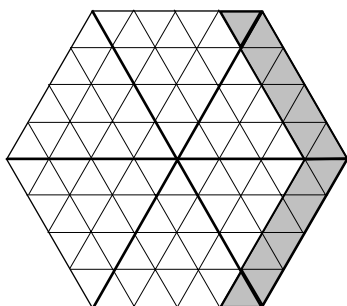


Fig. V.8 Regioni di modulazione indisponibili per la condizione di guasto assunta

sulle prestazioni dell'intero azionamento, a seconda del valore di riferimento del vettore tensione fornito dall'algoritmo di controllo. Per mettere in evidenza ciò, sono stati esplorati due casi:

1. il guasto si verifica quando l'azionamento si trova in condizione di regime stazionario e il riferimento di velocità retroazionato dal controllo è compreso tra il 50-75% della velocità nominale. In queste condizioni il riferimento del vettore tensione ricade sicuramente

all'interno della terza fascia della stella dei vettori tensione. In particolare, il riferimento di velocità è assunto pari a:  $\omega_r^* = 0.7 \omega_{r,Rated} \cong 1050 \text{ giri/min}$ . In questo caso non sono



introdotte penalizzazioni al funzionamento dell'azionamento; dopo un breve transitorio, necessario per identificare univocamente il guasto, sfruttando la ridondanze dei vettori tensione presenti nelle fascia interne della stella, l'azionamento continua a lavorare senza ridurre le proprie prestazioni. In fig. V.9 sono riportati gli andamenti nel tempo della velocità di rotore e del momento della coppia elettromagnetica. La fig. V.10, invece, mostra l'andamento di due correnti di fase  $i_s$  dell'armatura del motore. Il guasto si verifica nell'istante  $t=40\text{ ms}$  e in fig. V.11 è riportato uno zoom della corrente  $i_{s1}$  nell'intorno di quest'istante. Come si deduce immediatamente dai grafici riportati, in questa situazione il guasto viene identificato molto rapidamente ( $2\div 3$  intervalli di campionamento) e le conseguenze sul funzionamento del motore sono praticamente trascurabili.

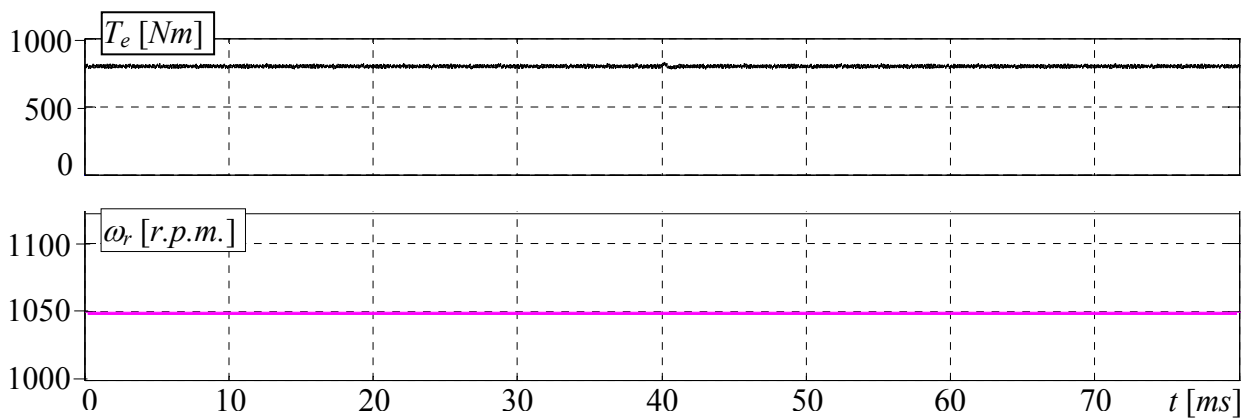


Fig.V.9. Caso 1 -  $\omega_r^* \cong 1050\text{ giri/min}$  Andamento della coppia elettromagnetica e della velocità del motore prima e dopo il guasto a  $t^* = 40\text{ ms}$

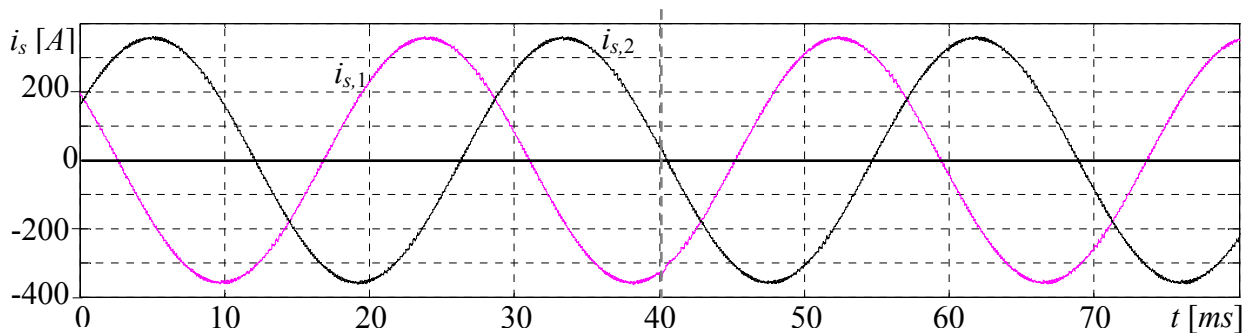


Fig.V.10. Caso 1 -  $\omega_r^* \cong 1050\text{ giri/min}$  Andamento delle due correnti di fase del motore prima e dopo il guasto

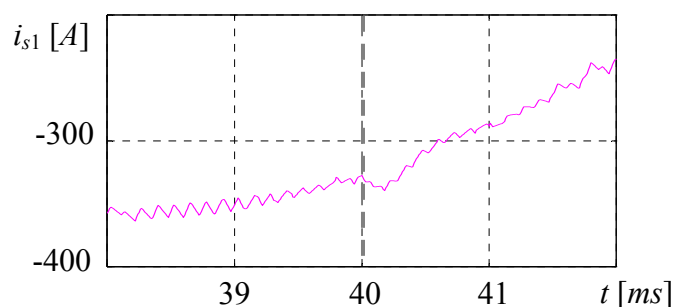


Fig.V.11: Zoom della fig. V.9 intorno a  $t = 40\text{ ms}$ .

2. il guasto si verifica quando il riferimento di velocità è compreso tra il 75-100% della velocità nominale; in tal caso il vettore tensione di riferimento fornito dall'algoritmo di controllo deve, necessariamente, essere modulato da vettori presenti nella fascia più esterna della stella: alcuni di questi (regione in grigio della fig. V.8) non sono disponibili e una limitazione della velocità, per assicurare un funzionamento stabile, diventa inevitabile. Ipotizzando che il riferimento di velocità sia pari a  $\omega_r^* = \omega_{r,Rated} \cong 1488 \text{ giri/min}$ , la condizione di guasto viene rilevata  $t_A = 60 \text{ ms}$ . I transitori di coppia, velocità e correnti di armatura sono mostrati nelle fig. V.12 e V.13. memorizzando gli stati di conduzione dell'inverter in tutti i sub-intervalli di modulazione dell'intervallo di campionamento dopo l'istante  $t_A$ , si ha una rapida identificazione del modulo che contiene il componente guasto. Nel diagramma di fig. V.15  $t_B$  e  $t_C$  rappresentano il 2° e 3° istante in cui l'errore è nuovamente rilevato; all'istante  $t_D$  sia il modulo che il componente guasti sono univocamente identificati. Con questa procedura impieghiamo sette intervalli di campionamento per riconoscere completamente il guasto (circa 1 ms). In queste condizioni,

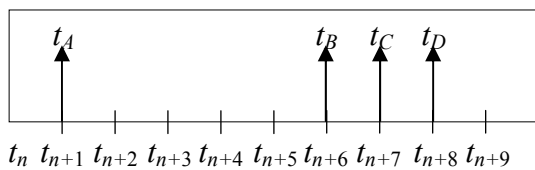


Fig. V.12. Principali istanti della procedura di identificazione

come accennato precedentemente, e tenuto conto della velocità di riferimento  $\omega_r^*$ , l'azionamento non è in grado di rispettare il riferimento di

velocità. Pertanto, questo valore deve essere ridotto ad un valore compatibile con le condizioni di funzionamento stabile che possono essere assicurate con guasto singolo. La velocità massima che può essere raggiunta è pari a  $\omega_r^{**} = (3/4)\omega_r^* \cong 1115 \text{ giri/min}$ . Al fine di limitare le sovracorrenti, la transizione dalla piena velocità al target di velocità ridotta non può avvenire bruscamente, ad esempio con una rapida frenatura, ma deve essere oculatamente guidata dall'algoritmo di controllo. In fig. V.13 è mostrato un possibile andamento della riduzione di velocità e le conseguenze sull'andamento della coppia elettromagnetica. Ovviamente, il tempo necessario a raggiungere la nuova condizione di regime dipende anche dall'inerzia dell'intero sistema; in questo caso sono sufficienti 0.25 s per raggiungere il nuovo riferimento. Anche le correnti di fase del motore sono caratterizzate da una variazione transitoria innescata dalla riduzione del riferimento di velocità, si osserva che la nuova condizione di regime viene raggiunta all'incirca in  $t=320 \text{ ms}$ , con un'ampiezza ridotta rispetto alla condizione pre-guasto. E' importante sottolineare che la progressiva riduzione della velocità dell'azionamento, che consente di contenere i

valori delle sovracorrenti, è perseguibile grazie al fatto che nell'ultima fascia sono disponibili ancora dei vettori tensione.

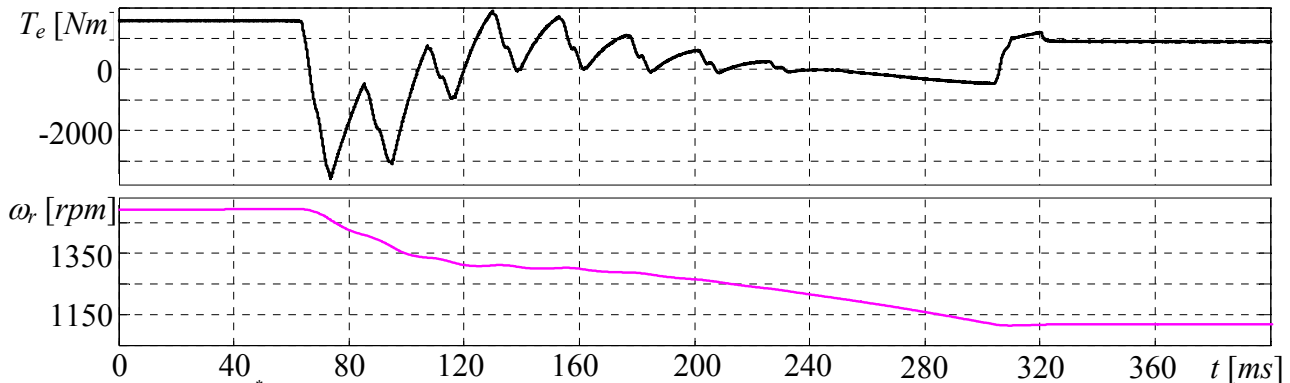


Fig.V.13. Caso 2 -  $\omega_r^* \cong 1488$  giri / min Andamento della coppia elettromagnetica e della velocità del motore prima e dopo il guasto a  $t = 60$

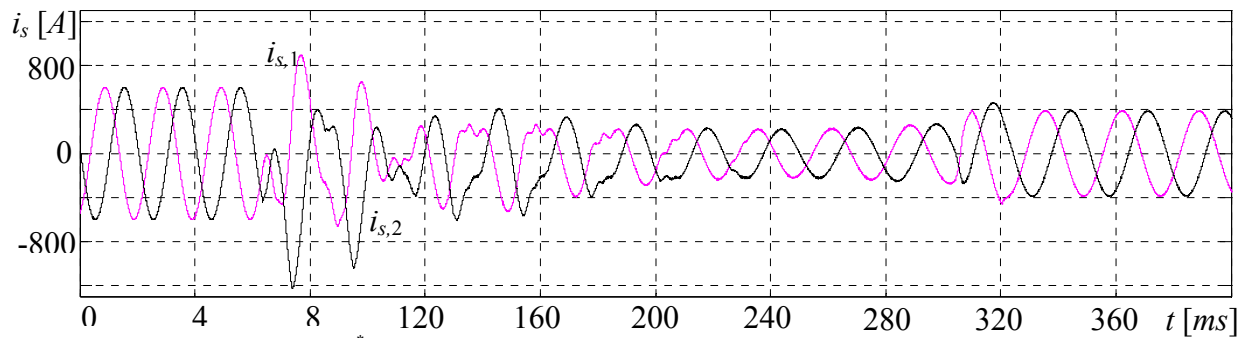


Fig.V.14. Caso 2 -  $\omega_r^* \cong 1488$  giri / min Andamento delle due correnti di fase del motore prima e dopo il guasto

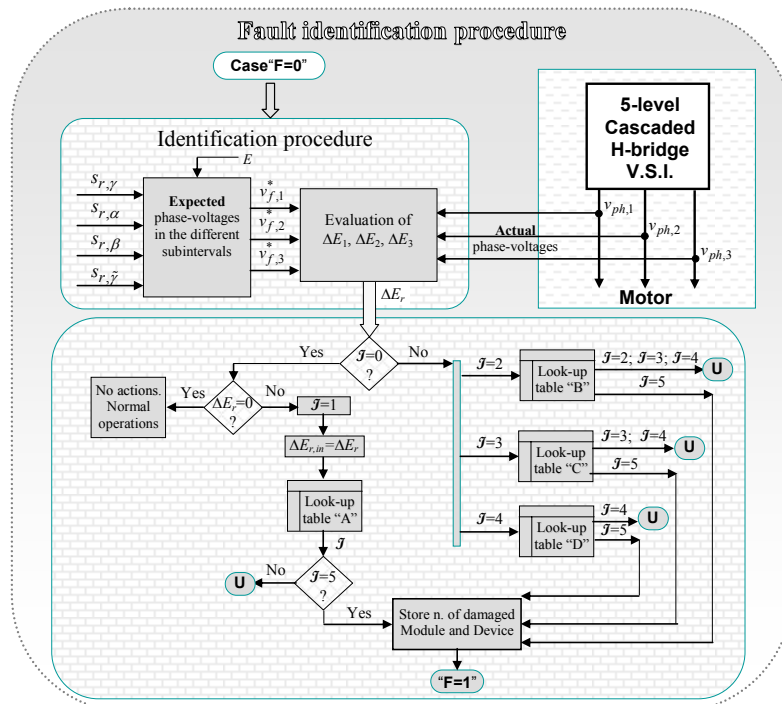


Fig. V.15. Diagramma di flusso per la procedura di identificazione del guasto

## BIBLIOGRAFIA

- [1] C. Cecati, A. Dell'Aquila, M. Liserre, V. Monopoli, "Design of H-bridge multilevel active rectifier for traction systems", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Sept.-Oct. 2003, vol. 39, pages 1541 – 1550.
- [2] G. Brando, A. Dannier, A. Del Pizzo, "Quick identification technique of fault conditions in cascaded H-Bridge multilevel converters", ACEMP 2007.
- [3] G. Brando, A. Dannier, A. Del Pizzo, "Power quality problems in unbalanced operations of fault-tolerance H-bridge multilevel active front-ends", EPQU 2007.
- [4] G. Brando, A. Dannier, A. Del Pizzo, "Failure adapted techniques to improve service dependability in systems using fault-tolerant converters", SDEMPED 2007
- [5] S.Wei, B. Wu, F. Li and X. Sun, "Control method for cascaded H-Bridge Multilevel inverter with faulty power cells", Applied Power Electronics Conference and Exposition, 9-13 Feb. 2003, vol. 1, pages 261–267.
- [6] G. Brando, A. Dannier, A. Del Pizzo, "Optimized predictive control of a three-level NPC PWM-Voltage source rectifier", Power Electronics and Intelligent Control for Energy Conservation, PELINCEC 16-19 Oct. 2005.
- [7] T.Kataoka, Y.Fuse, D.Nakajima and S.Nishikata, "A three-phase voltage-type PWM rectifier with the function of an active power filter", in Power Electronics and Variable Speed Drives, 2000. Eighth International Conference on, 2000, IEE Conf. Publ. No. 475, pages 386–391.
- [8] P. Correa, M. Pacas, J. Rodriguez, "Modulation Strategies for Fault-Tolerant Operation of H-Bridge Multilevel Inverters", ISIE 2006, vol. 2, pages 1589–1594.
- [9] Yi Zang, Xu Wang, Bin Xu, Jihong Liu, "Control Method for Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter Failures", WCICA 2006, vol. 2, pages 8462–8466.
- [10] Akagi H., Peng F.Z., *A new approach to harmonic compensation in power system*, IEEE industry applications magazine, 1998
- [11] Akagi H., Trends in active power line conditioners, IEEE industry applications magazine, 1994
- [12] Aredes M., Watanabe E.H., New control algorithms for series and shunt three-phase four-wire active power filters, IEEE industry applications magazine, 1995
- [13] Attaianese C., Ometto A., Rotondale N., Tommasso G., *Optimal modulation strategy for active front-end inverter feeding induction motors*, IEEE industry applications magazine, 2002

- [14] Cavallo A., Setola R., Vasca F., La nuova guida a matlab, simulink e control toolbox, Liguori, Napoli, 2002
- [15] Del Pizzo A., *Azionamenti elettrici*, Edizioni l'Ateneo, Napoli 1999
- [16] Desoer C. A., Kuh E.S., Basic circuit theory, McGraw-Hill, Inc., New York, 1969
- [17] Fujita H., Akagi H., A practical approach to harmonic compensation in power system – connection of passive and active filters, IEEE industry applications magazine, 1990
- [18] Fukuda S., LQ control of sinusoidal current PWM rectifiers, IEEE industry applications magazine, 1996
- [19] Green A.W., Boys J.T., Hysteresis current-forced three-phase voltage-sourced reversible rectifier, IEEE industry applications magazine, 1999
- [20] Kataoka T., Fuse Y., Nakajima D., Nishikata S., A three-phase voltage type PWM rectifier with the function of an active power filter , IEEE industry applications magazine, 2000
- [21] Komatsu Y., Kawabata T., A control method of active power filter in unsymmetrical voltage system, IEEE industry applications magazine, 1997
- [22] Park S., Sung J.H., Nam K., A new parallel hybrid filter configuration Minimizing active filter size, IEEE industry applications magazine, 1999
- [23] Peng F.Z., *Application issues of active power filters*, IEEE industry applications magazine, 1998
- [24] Tolbert L.M., Peng F.Z., Habetler T.G., *A multilevel converter-based universal power conditioner*, IEEE industry applications magazine, 2000
- [25] Valouch V., Active filter control methods based on different power theory, IEEE industry applications magazine, 1999
- [26] Zargari N.R., Joos G., A current-controlled current source type unity power factor PWM rectifier, IEEE industry applications magazine, 1993
- [27] Zargari N.R., Joos G., Performance investigation of a current-controlled voltage-regulated PWM rectifier in rotating and stationary frames, IEEE industry applications magazine, 1993
- [28] Zhang B., The method based on a generalized dq<sub>k</sub> coordinate transform for current detection of an active power filter and power system, IEEE industry applications magazine, 1999