



Università degli Studi di Padova

FACOLTA' DI INGEGNERIA
CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA ELETTRONICA

Inverter Trifase: Modulazione Vettoriale

RELATORE: Prof. Ing. Maschio Alvise

25 Novembre 2010
Anno Accademico 2010-2011

INDICE

Capitolo 1

Introduzione	3
--------------------	---

Capitolo 2

Inverter	4
----------------	---

2.1 Inverter a tensione impressa	6
--	---

2.2 Modulazione ad onda quadra	9
--------------------------------------	---

2.3 Modulazione PWM	11
---------------------------	----

Capitolo 3

Inverter trifase	14
------------------------	----

3.1 Dead time	18
---------------------	----

3.2 Cadute di tensione	20
------------------------------	----

3.3 Trasformata di Park.....	22
------------------------------	----

Capitolo 4

Modulazione vettoriale	26
------------------------------	----

4.1 Problematiche di pilotaggio	35
---------------------------------------	----

4.2 Metodi compensativi, qualche accenno	38
--	----

Capitolo 1

INTRODUZIONE

I motori asincroni trifase (M.A.T.) possono essere considerati tra le macchine elettriche più affidabili; grazie alla loro semplicità costruttiva svolgono la loro funzione per molti anni con interventi di manutenzione assai ridotti e si adattano a prestazioni diverse in base alle esigenze, coprendo sia applicazioni di produzione sia di servizio.

Tenendo presente che il costo di un motore nella propria vita è dovuto per circa il 98% al consumo di energia e per il rimanente 2% alle spese di acquisto e manutenzione, si capisce visto anche il largo impiego in ambito industriale, come possa essere importante un miglioramento dell'efficienza energetica attuando una riduzione dei consumi elettrici tramite il ricorso ad esempio di azionamenti a velocità variabile.

Il motore infatti, se collegato direttamente alla rete di alimentazione, ruota a una determinata velocità che dipende dalla frequenza della rete stessa e dal numero dei poli dell'avvolgimento statorico della macchina; in prima approssimazione la possiamo definire secondo la relazione:

$$n = 60 \cdot \frac{f}{p}$$

n = giri/min

f = frequenza di alimentazione

p = n° di coppie polari del motore

Dalla formula possiamo vedere che non essendo possibile andare a modificare il numero di coppie polari (tralasciamo il caso dell'utilizzo di motori a poli commutabili) l'unico parametro sul quale possiamo andare ad agire è la frequenza di alimentazione; per effettuare questo tipo di controllo è possibile avvalersi di convertitori DC/AC inverter, che permettono di modulare la frequenza di alimentazione del motore in funzione del carico.

Con l'impiego degli inverter si può realizzare una variazione continua della velocità a coppia costante, da pochi giri al secondo fino alla velocità nominale del motore; per evitare correnti armoniche l'inverter deve produrre una tensione d'uscita essenzialmente sinusoidale, anche se i semiconduttori che lo costituiscono lavorano in regime di commutazione.

Per meglio comprendere l'argomento inverter di seguito ne vengono elencate le principali tipologie e i metodi di controllo che permettono di effettuare le regolazioni con questo convertitore.

Capitolo 2

INVERTER

La conversione statica dell'energia elettrica da una rete in alternata a frequenza fissa ad una rete in alternata a frequenza variabile può essere realizzata seguendo due alternative: *conversione diretta* mediante l'impiego di un cicloconvertitore, dove la tensione alternata alla frequenza di alimentazione è convertita direttamente in tensione alternata a frequenza diversa (ma di valore inferiore all'originale) senza alcuno stadio intermedio in corrente continua; *conversione indiretta*, dove la conversione si effettua ricorrendo all'inserimento di uno stadio intermedio in corrente continua, solitamente rappresentato da componenti semiconduttori controllati (IGBT, GTO) oppure da semplici ponti a diodi, e di un secondo stadio che compie la conversione continua/alternata a frequenza variabile tramite l'utilizzo di un inverter.

Gli inverter sono dei dispositivi a commutazione forzata che effettuano la conversione di una tensione (corrente) continua a tensioni (correnti) alternate propriamente sinusoidali, con ampiezza e frequenza regolabili. Le applicazioni sono molteplici, ma questi convertitori vengono principalmente utilizzati come alimentatori in c.a. in diverse applicazioni, tra le quali:

- stadi di isolamento per convertitori CC/AC basati sull'impiego di trasformatori ad alta frequenza
- controllo di velocità e/o coppia per il pilotaggio di motori in corrente alternata
- applicazioni riguardanti i pannelli fotovoltaici, che permettono di trasformare la tensione continua in tensione alternata da poter utilizzare in ambito domestico o immettere sulla rete di distribuzione
- alimentatori in alternata, tipicamente alle frequenze di rete (gruppi di continuità UPS) che assicurano l'alimentazione del carico anche in caso di black-out.

Una prima classificazione degli inverter è fatta in base alla tipologia di accumulo esistente nello stadio in continua. Sono denominati inverter *a tensione impressa* o VSI (Voltage Source Inverter) quando al lato continua è presente una sorgente di tensione realizzata tramite un condensatore C (di grosse dimensioni) che ha la funzione di mantenere sostanzialmente costante la tensione di alimentazione nello stadio inverter, che a sua volta sarà in grado di generare una tensione di uscita controllabile.

Sono invece denominati inverter *a corrente impressa* o CSI (Current Source Inverter) quando vi è una sorgente di corrente normalmente realizzata con un sistema di raddrizzamento da rete a

tiristori con un grosso accumulo energetico di tipo induttivo; lo stadio intermedio è rappresentato da un'induttanza L e l'inverter può quindi generare una corrente di uscita controllabile. Gli azionamenti con convertitori a corrente impressa, a differenza dei VSI, trovano un impiego limitato, tipicamente solo nel campo delle potenze medio-alte.

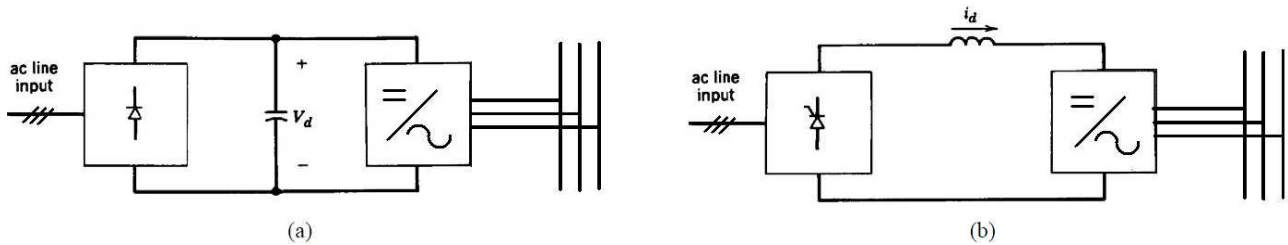


Figura 2.1 – Inverter a tensione impressa (a) e a corrente impressa (b)

2.1 - INVERTER A TENSIONE IMPRESSA

Andando ad analizzare il caso più semplice di un inverter monofase, dove tensione $v_o(t)$ e corrente $i_o(t)$ di uscita sono sinusoidali, si può notare che il circuito lavora a quattro quadranti nel piano tensione-corrente ($v_o - i_o$), ciò significa che durante le varie fasi di lavoro, avverranno continui scambi di energia alimentazione-carico e viceversa.

In figura 2.2 ad esempio, è riportato il caso in cui l'inverter alimenta un carico di tipo induttivo (tensione in anticipo sulla corrente) dove il verso della potenza istantanea varia in relazione alla formula $p_o(t) = v_o(t) \cdot i_o(t)$.

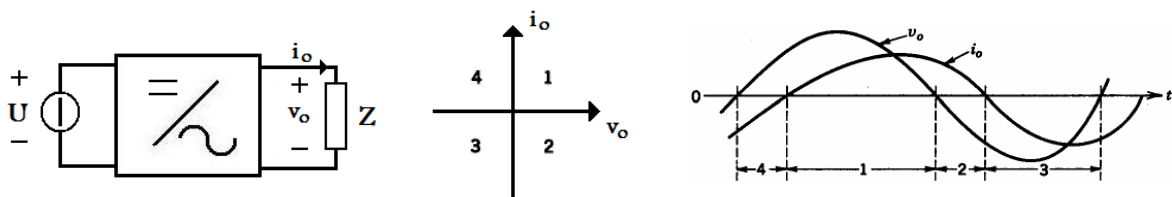


Figura 2.2 – Inverter monofase, funzionamento a quattro quadranti

Nel primo e terzo intervallo abbiamo una potenza positiva, cioè significa che il carico sta assorbendo energia dall'alimentazione; negli intervalli 4 e 2 invece avviene il comportamento inverso, tensione e corrente hanno segno tra loro opposto e la potenza istantanea è negativa cioè viene trasferita dal carico all'alimentazione. La struttura elementare degli inverter a tensione impressa, capace di lavorare nei quattro quadranti, è rappresentata in figura 2.3.

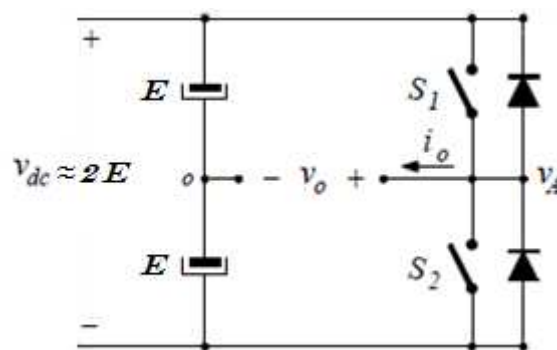


Figura 2.3 – Inverter a mezzo ponte

Questa configurazione è detta inverter a mezzo ponte (half-bridge); essa è formata da due interruttori connessi in serie (composti da dispositivi attivi come GTO, BJT, IGBT), ciascuno dei quali munito di un diodo in antiparallelo in modo da rendere l'interruttore unidirezionale in tensione e bidirezionale in corrente. Il carico è connesso tra i punti intermedi dei due rami.

La serie degli interruttori è connessa in parallelo alla serie di due condensatori uguali, la cui capacità, come già detto in precedenza, deve essere elevata in modo che la tensione centrale rimanga pressoché costante e pari ad E.

Questa struttura permette di ottenere solamente due livelli di tensione in uscita, che grazie alla presenza dei diodi in antiparallelo sugli interruttori, sono indipendenti dal verso della corrente $i_o(t)$. Il primo livello è ottenibile con la configurazione S_1 chiuso ed S_2 aperto, e la tensione di uscita $v_o(t)$ applicata al carico è positiva e pari ad E , mentre con il secondo livello, dato da S_1 aperto ed S_2 chiuso, la tensione di uscita si porta ad un valore negativo pari a $-E$; un difficile aspetto di gestione nel controllo di questo tipo di convertitore è dovuto al fatto che ritardi e imprecisioni dei comandi possono causare la sovrapposizione della conduzione dei due interruttori ma ovviamente ciò non deve mai accadere, la contemporanea chiusura degli interruttori infatti, porterebbe ad un cortocircuito quasi sempre distruttivo tra l'alimentazione del lato in continua; per ovviare a questo tipo di problema, negli interruttori reali (che presentano t_{RISE} e t_{FALL} non nulli) è previsto l'inserimento di un tempo morto ("dead time") per garantire che ciascun interruttore di ramo sia effettivamente aperto quando l'altro è in fase di chiusura. Un altro inconveniente nell'utilizzo di questo schema è dato dal fatto che la tensione a cui sono sottoposti gli interruttori nella fase di apertura è doppia rispetto alla tensione utile applicabile al carico, in fase di progettazione quindi, è necessario tener conto di questo fattore nella scelta e nel dimensionamento dei componenti. A causa dell'accumulo di tipo capacitivo, il carico di tensione di un inverter a tensione impressa deve avere in serie una componente induttiva in modo da impedire il verificarsi di impulsi di corrente di valore elevato durante le commutazioni; questo filtro induttivo può essere già presente nel carico o inserito, come negli UPS, prima del carico. Attualmente le principali tecniche di modulazione che permettono di regolare la frequenza della tensione di uscita possono dividersi in modulazione ad onda quadra e a larghezza di impulso.

Riportiamo di seguito per dare completezza alla trattazione sugli inverter anche lo schema a ponte intero (full bridge) seguita da una breve descrizione del componente

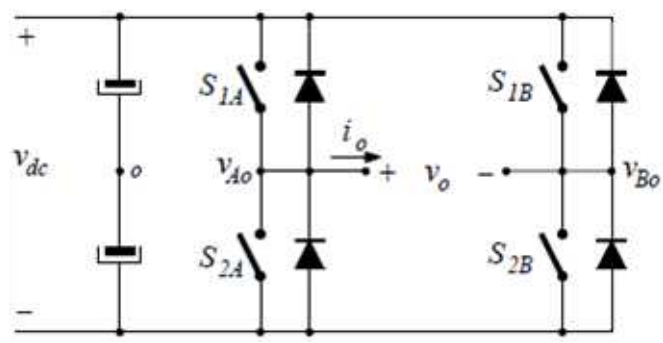


Figura 2.4 – Inverter a ponte intero

Si tratta di uno schema a ponte, formato dalla connessione in serie di due inverter a mezzo-ponte (half-bridge) dove la tensione di uscita totale vale $v_o(t) = v_{A0}(t) - v_{B0}(t)$.

Al fine della sintesi della forma d'onda di uscita svolgono un ruolo fondamentale i transistor (qui rappresentati con degli interruttori), mentre i diodi come nel caso precedente oltre ad avere la

funzione di interruttori bidirezionali, hanno il compito non meno essenziale di ricircolo, cioè conducono in quegli intervalli in cui la corrente e la tensione hanno segni opposti, questo perché mentre la tensione può invertirsi istantaneamente, la presenza dell'induttanza (nel nostro caso rappresentata dal motore, un carico induttivo) non consente l'inversione istantanea della corrente; la loro presenza sarebbe superflua solo in caso di carico puramente resistivo.

Per le applicazioni di bassa-media potenza i componenti semiconduttori controllati possono essere dei BJT, oppure dei MOSFET per le potenze più basse; per applicazioni di potenza molto elevata possono essere utilizzati dei tiristori.

Questi ultimi tuttavia non possono commutare naturalmente trattandosi di un circuito alimentato in corrente continua, per cui sono necessari dei circuiti di spegnimento forzato.

Questo inconveniente oggi viene superato utilizzando componenti semiconduttori di potenza controllabili sia per l'accensione che per lo spegnimento (IGBT, IGCT), e la ricerca si sta adoperando per rendere sempre più elevate le potenze gestibili con questo tipo di dispositivi.

2.2 - MODULAZIONE AD ONDA QUADRA

Come già detto, l'obiettivo di questa tecnica è ottenere un'uscita alternata con tensione $v_o(t)$ e corrente $i_o(t)$ alla frequenza desiderata; ciò è possibile applicando con una determinata ciclicità una tensione positiva per metà del periodo della tensione fondamentale che si desidera ottenere e tensione negativa per l'altra metà, facendo in modo che il potenziale ai capi del carico sia alternativamente uguale ad E e $-E$; a causa della forma d'onda applicata al carico quindi, questa tecnica prende il nome di funzionamento ad onda quadra.

Essendo l'uscita un segnale periodico, dall'analisi di Fourier sappiamo che esso può essere visto come somma di un segnale continuo e di infinite componenti sinusoidali a frequenza multipla di F (scomposizione in serie)

$$s(t) = A_0 + \sum_{i=1}^{\infty} A_i \text{sen}(j\omega t) + B_i \cos(j\omega t)$$

Nel nostro caso il segnale continuo è pari a zero, dato che corrisponde al valor medio dell'onda quadra periodica considerata, mentre le componenti armoniche possono essere scritte come:

$$(\hat{V}_{Ao})_h = \frac{(\hat{V}_{Ao})_1}{h} \quad h = 3, 5, 7, \dots$$

dato che $s(t)$ è una funzione dispari ($s(t) = -s(-t)$), le armoniche di ordine pari risultano nulle.

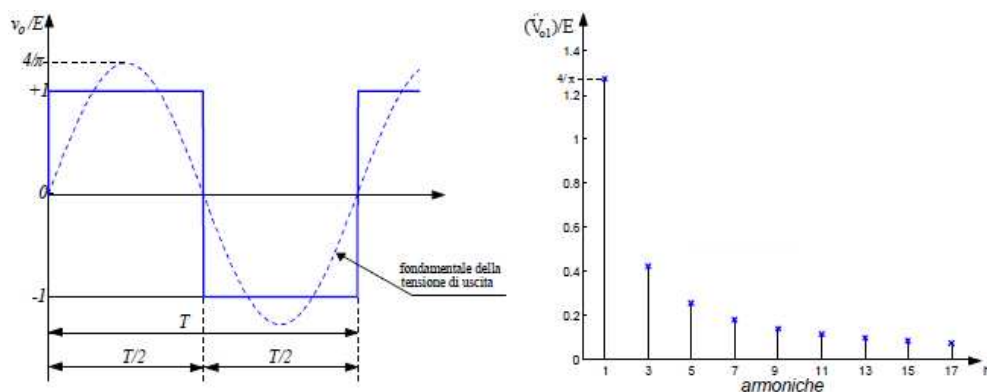


Figura 2.5 – Tensione d'uscita e relative armoniche

Con questa tecnica di modulazione è possibile regolare la frequenza della tensione applicata al carico andando ad agire sulla durata degli intervalli di conduzione, è fondamentale osservare infatti, che la frequenza dell'onda sinusoidale in uscita è uguale alla frequenza dell'onda quadra: a sua volta essa dipende dalla velocità con cui vengono commutati gli interruttori e cioè dal periodo T imposto dal circuito di controllo; semplicemente variando la durata del ciclo infatti, è possibile generare onde sinusoidali alla frequenza desiderata.

Come possiamo notare dalla figura 2.5, vi è una presenza di componenti armoniche molto vicine alla frequenza fondamentale, il che influenza negativamente la forma d'onda del segnale di uscita, ma il limite principale nell'utilizzo di questo tipo di modulazione sta nel fatto che è possibile

regolare solamente la frequenza del segnale di uscita, l'ampiezza infatti è imposta dalla tensione disponibile al lato continua; andare ad effettuare una regolazione sulla tensione di ingresso v_{dc} risulta però assai problematico date le grandi dimensioni del condensatore di accumulo; è necessario infatti gestire una grande quantità di energia che viene scambiata con l'alimentazione, ma soprattutto il circuito ne risentirebbe sul fronte della prontezza dell'uscita, avere una capacità di elevate dimensioni implica lunghi tempi di carica-scarica, il che impedirebbe a $v_o(t)$ di variare velocemente.

Un altro fattore che influenza la rapidità del circuito è dato dalla scelta degli interruttori, selezionati in base alla potenza e alla velocità del sistema: in generale tanto maggiore è la potenza da erogare al carico, tanto minore sarà la velocità di commutazione che l'interruttore può raggiungere e tanto più limitato il campo di variazione della frequenza in uscita. A titolo di esempio, viene riportata la tabella sottostante, che riassume i principali componenti utilizzati come interruttori elettronici negli inverter ed il relativo valore della velocità di commutazione.

Tab. 2.1

Componente	Velocità di commutazione
MOSFET	10 – 100 nS
BJT	100 – 1000 nS
IGBT	1000 nS
SCR	0.01 – 0.1 mS

2.2 - MODULAZIONE PWM

Strategie di pilotaggio largamente impiegate in ambito industriale sono le cosiddette tecniche PWM (Pulse Width Modulation), dette anche modulazione a larghezza d'impulso; esse creano tensioni in uscita formate da impulsi di larghezza variabile, in modo da approssimare con il valore medio (variabile) degli impulsi in ogni periodo di commutazione un andamento sinusoidale. Le diverse tecniche PWM si differenziano dalla modalità con cui si creano i segnali di controllo degli interruttori.

Nel caso in figura 2.6 la modulazione è effettuata in maniera digitale, dove un microcontrollore calcola i tempi di conduzione degli interruttori in base a delle grandezze di riferimento; la complessità di questo sistema è ripagata dal fatto che il μC è progettato per interfacciarsi con uno o più banchi di memoria esterni; questa scelta permette di espandere facilmente la memoria fino alla quantità richiesta.

In figura 2.7 viene invece rappresentata una classica modulazione seno-triangolo, ottenuta mediante un confronto tra il segnale modulante $m(t) = V_m \cdot \sin(\omega_n t)$, che rappresenta la tensione media di uscita opportunamente scalata, e una portante triangolare $w(t)$.

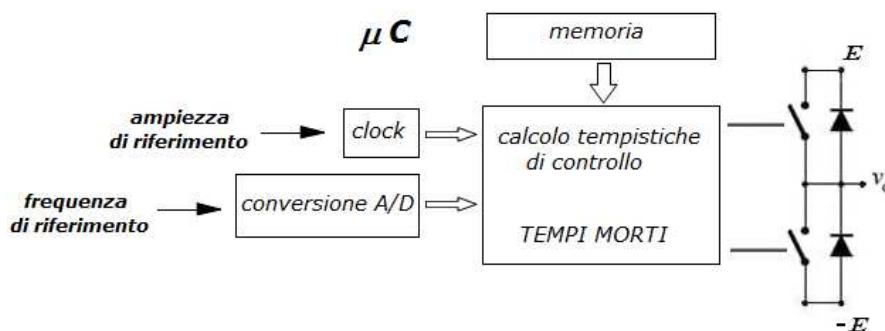


Figura 2.6 – Schema di una modulazione PWM digitale

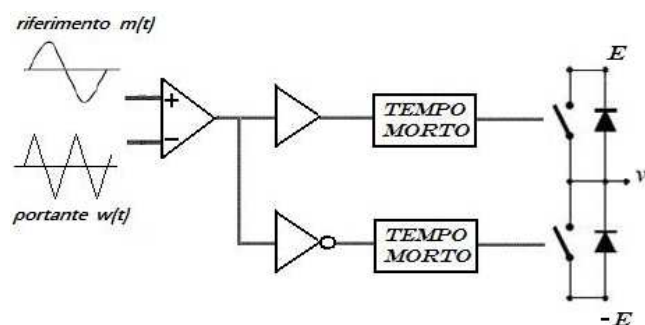


Figura 2.7 – Schema di una modulazione seno-triangolo in modalità analogica

La frequenza f_w del segnale triangolare determina la frequenza di commutazione dei componenti, ed è molto maggiore di quella del segnale di riferimento f_m (corrispondente a quella di uscita), che modula la durata di accensione del singolo componente una volta determinata f_w .

In ogni istante in cui le due onde assumono lo stesso valore, avverranno le commutazioni dei transistori dell'inverter, ottenendo una tensione di uscita con valore costante positivo E negli intervalli di tempo in cui la modulante è maggiore della portante, e negativo -E, negli intervalli di tempo in cui la modulante è minore della portante. Possiamo osservare in figura 2.8 che si ottiene in questo modo una tensione modulata ad andamento rettangolare asimmetrico il cui valore medio ci dà una grandezza sinusoidale avente ampiezza e frequenza imposte dal circuito di controllo.

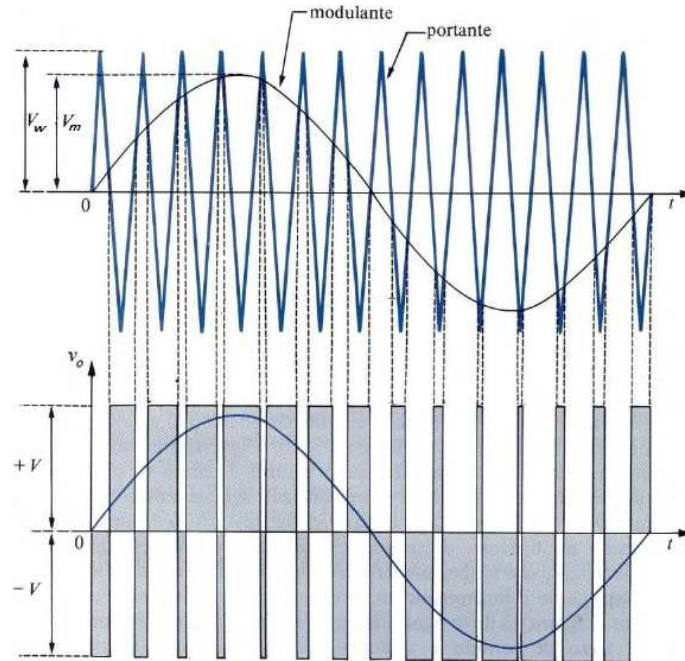


Figura 2.8 - Modulazione seno-triangolo

Questo valor medio può essere calcolato con l'aiuto della figura, andando a determinare l'area degli impulsi in un periodo e dividendola per T:

$$V_{OM} = \frac{E \cdot t_{ON} - E \cdot t_{OFF}}{T} = \frac{E(t_{ON} - (T - t_{ON}))}{T} = E(2\delta - 1)$$

considerando δ come il duty-cycle, cioè nel nostro caso il rapporto tra il tempo in cui l'onda quadra assume valore alto e il periodo T ($0 < \delta < 1$).

E' proprio con questo parametro infatti, che andiamo ad agire per effettuare il condizionamento della tensione di uscita:

δ	V_{OM}
$\delta = 0$	costante a -E
$\delta < 0.5$	$V_{OM} < 0$
$\delta = 0.5$	$V_{OM} = 0$ modulazione ad onda quadra
$\delta > 0.5$	$V_{OM} > 0$
$\delta = 1$	costante ad E

Possiamo andare ad analizzare le caratteristiche della tensione di uscita avvalendoci dei due parametri:

- indice di modulazione di frequenza $m_f = \frac{f_w}{f_m}$

- indice di modulazione d'ampiezza $m_a = \frac{\hat{V}_m}{\hat{V}_w}$ (rapporto tra i due valori di picco dei segnali)

Se andiamo ad effettuare un'analisi in frequenza (figura 2.9), possiamo notare come con la modulazione PWM le armoniche vengono traslate ad una frequenza molto maggiore della fondamentale, il contenuto armonico della tensione d'uscita infatti si concentra solo su frequenze multiple della frequenza della portante.

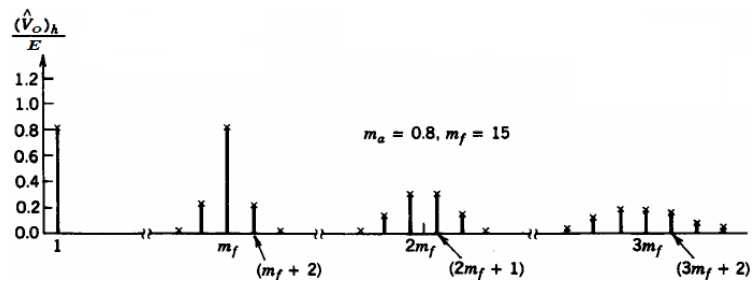


Figura 2.9 – Andamento armonico modulazione seno-triangolo

INVERTER TRIFASE

L'inverter trifase a tensione impressa è un convertitore DC/AC costituito da tre rami, ciascuno costituito da due diodi in antiparallelo e due interruttori (in figura 3.1 rappresentati da dei transistor BJT) comandati in modo complementare. Possiamo notare che ogni ramo del circuito corrisponde ad un inverter a mezzo ponte, che rappresenta il "mattoncino" fondamentale di questa struttura, il cui compito sarà quello di comandare ciascuno una singola fase.

L'obiettivo dell'inverter trifase è quello di fornire al carico una terna di tensioni alternate sinusoidali opportunamente sfasate tra di loro sfruttando il fatto che ciascuna fase può essere modulata in modo indipendente. Questo risultato è ottenuto mediante l'applicazione di opportuni controlli che gestiscono la tempistica di apertura e chiusura dei sei interruttori.

In figura 3.1 è rappresentata una tipica configurazione trifase; solitamente, negli schemi usati negli azionamenti, il carico è connesso a stella ed è privo di connessione del centro stella, sensibile quindi solo alle tensioni concatenate tra le fasi.

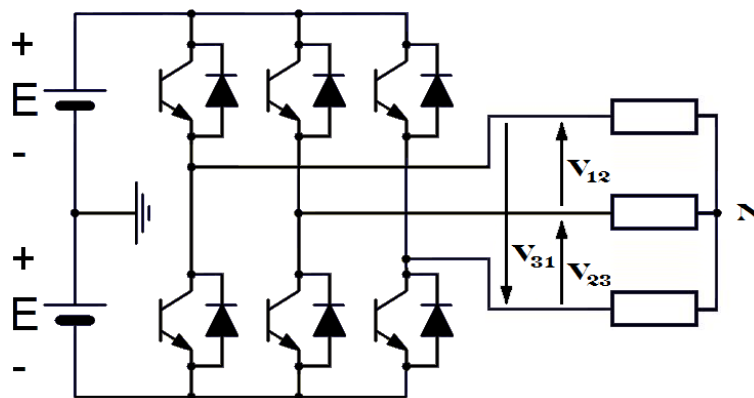


Figura 3.1 – Schema di principio inverter trifase

Per determinare le tensioni fornite al carico dall'inverter facciamo riferimento alla figura 3.2, dove andiamo ad operare in una rete trifase con neutro isolato nel quale è stato ricavato il punto di riferimento centrale O.

I gate degli interruttori di ogni ramo sono controllati rispettivamente dai comandi c_1 c_2 c_3 e sfasati tra loro da una porta NOT per rendere il comportamento complementare; il carico è connesso in configurazione stella e supponiamo la tensione continua di ingresso stabile e data da due generatori di tensione $V_{dc}/2$.

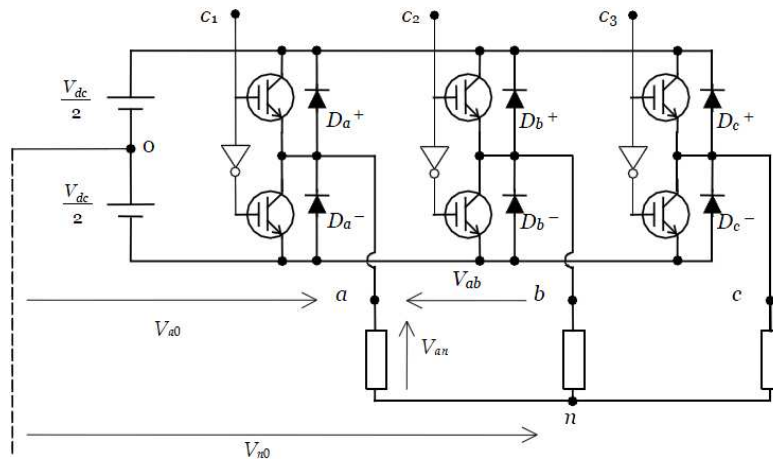


Figura 3.2 – Inverter trifase con carico connesso a stella

Adottando la convenzione della cosiddetta logica positiva

- $c_i(t) = 0 \rightarrow$ l'interruttore i -esimo inferiore connette la fase i -esima al potenziale negativo
 - $c_i(t) = 1 \rightarrow$ l'interruttore i -esimo superiore connette la fase i -esima al potenziale positivo
- possiamo andare a scrivere le equazioni che caratterizzano:

● *tensioni di ramo:*

$$c_1 = 1 \rightarrow V_{a0} = \frac{V_{dc}}{2}$$

$$c_2 = 1 \rightarrow V_{b0} = \frac{V_{dc}}{2}$$

$$c_3 = 1 \rightarrow V_{c0} = \frac{V_{dc}}{2}$$

(3.1)

● *tensioni in fase al carico*

$$V_{an} = V_{a0} - V_{n0}$$

$$V_{bn} = V_{b0} - V_{n0}$$

$$V_{cn} = V_{c0} - V_{n0}$$

(3.2)

● *tensioni concatenate*

$$V_{ab} = V_{a0} - V_{b0}$$

$$V_{bc} = V_{b0} - V_{c0}$$

$$V_{ca} = V_{c0} - V_{a0}$$

(3.3)

● *tensione a centro stella*

$$V_{n0}$$

(3.4)

Essendo quest'ultima una tensione incognita, possiamo andare a calcolarla con qualche passaggio matematico; supponendo che il carico sia simmetrico (costituito da impedenze uguali) e collegato a stella con neutro isolato, possiamo scrivere:

$$V_{an} = Z \cdot i_a, \quad V_{bn} = Z \cdot i_b, \quad V_{cn} = Z \cdot i_c \quad (3.5)$$

sommando membro a membro otteniamo

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = Z \cdot (i_a + i_b + i_c) \quad (3.6)$$

essendo il carico sprovvisto del neutro sappiamo che

$$(i_a + i_b + i_c) = 0 \quad (3.7)$$

otteniamo quindi

$$(V_{an} + V_{bn} + V_{cn}) = 0 \quad (3.7)$$

Andando a sommare membro a membro i termini della formula 3.2 possiamo scrivere

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = (V_{a0} + V_{b0} + V_{c0}) - 3 \cdot V_{n0} \quad (3.8)$$

possiamo quindi definire la tensione a centro stella come la media tra le tensioni in fase:

$$V_{n0} = \frac{V_{an} + V_{bn} + V_{cn}}{3} \quad (3.9)$$

Sempre procedendo in logica positiva, in base dallo stato logico degli ingressi c_1 c_2 c_3 avremo quindi una certa configurazione degli interruttori elettronici e di conseguenza una certa variazione della tensione di carico.

Di seguito è illustrato questo concetto mediante la raffigurazione degli otto (2^3) differenti stati che l'inverter trifase è in grado di assumere rispetto alle possibili sollecitazioni in ingresso raggruppate in tabella.

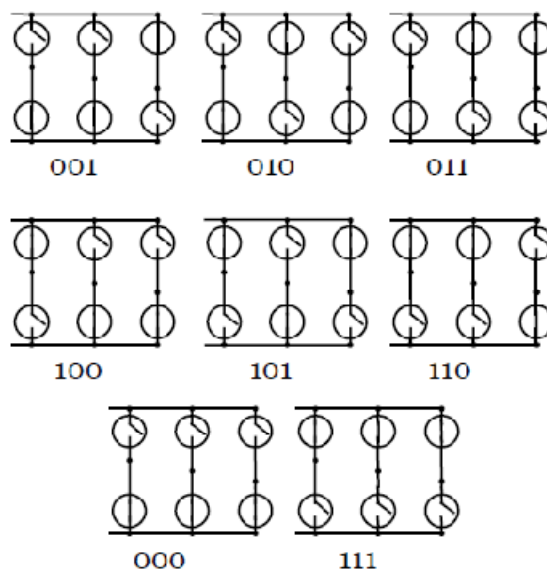


Figura 3.3 – Le otto configurazioni degli interruttori

Tab. 3.1

Stato	C_1	C_2	C_3
0	0	0	0
1	0	0	1
2	0	1	0
3	0	1	1
4	1	0	0
5	1	0	1
6	1	1	0
7	1	1	1

3.1 – DEAD TIME

Come già accennato in precedenza, vista la non idealità dei componenti del circuito è necessario prevedere in fase di comando un tempo morto, o dead time, per garantire che ciascun interruttore di ramo sia effettivamente aperto quando l'altro è in fase di chiusura; possiamo affermare che lo scopo del tempo morto compensa con adeguato margine i ritardi della catena di comando e i tempi di commutazione degli interruttori. In figura 3.4 è rappresentato l'effetto del tempo di ritardo della fase n°1 in relazione al comando c_1 .

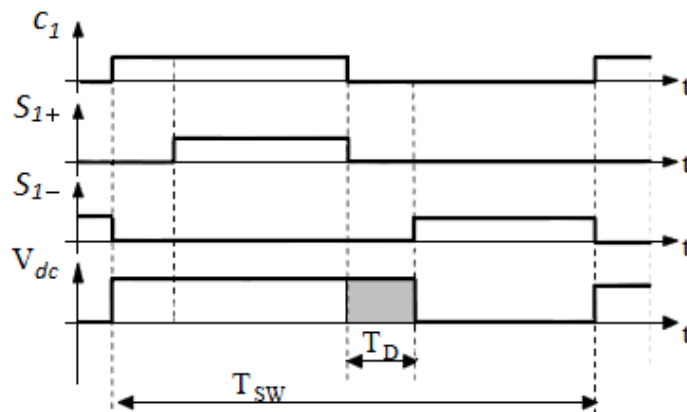


Figura 3.4 – Effetto del tempo morto sulla prima fase

Un grosso inconveniente derivante dall'introduzione del circuito dei tempi morti è rappresentato dal fatto che nel circuito vengono a crearsi degli istanti in cui entrambi gli interruttori di ogni singolo ramo sono spenti e la corrente è costretta a circolare nei diodi. Durante il tempo morto quindi, la tensione di fase è determinata solo dal verso della corrente di carico.

- $I_0 < 0 \rightarrow V_0 = V_{dc}$
- $I_0 > 0 \rightarrow V_0 = -V_{dc}$

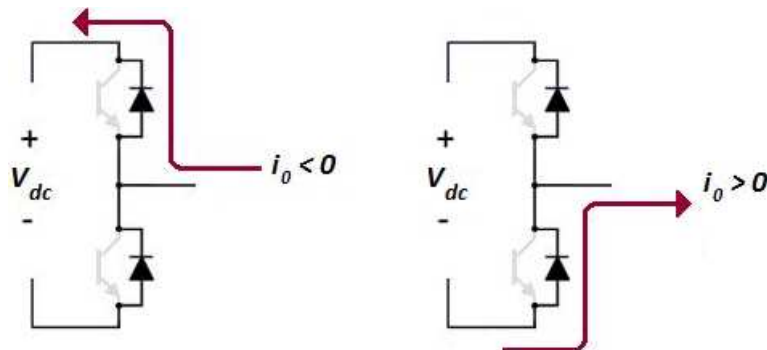


Figura 3.5 – Circolazione della corrente di uscita nei tempi morti

Purtroppo le equazioni appena scritte non sono propriamente corrette, a causa dei tempi morti infatti, purtroppo vengono introdotte anche delle deformazioni nella tensione di uscita.

In riferimento alla figura 3.4 questo errore è calcolabile sfruttando la formula

$$\Delta V_0 = \pm \frac{V_{dc} \cdot T_D}{T_{SW}}$$

l'errore cresce linearmente con la frequenza di commutazione degli switch e si traduce poi in errore medio, di ampiezza costante e come già detto con segno legato al verso della corrente; per tentare di arginare questo errore si può ricorrere a delle tecniche di compensazione feed-forward, che producono un errore uguale e contrario sulla tensione di uscita mediante l'impiego di sensori che rilevano il verso della corrente i_0 .

Per poter ritardare l'entrata in conduzione di un interruttore mentre il complementare sta effettuando la commutazione inversa possono essere applicate varie modalità tra cui il ricorso a tecniche digitali, implementate nel sistema di controllo via software con cui vengono generati i tempi morti che permettono di condizionare opportunamente i segnali di controllo applicati all'ingresso dei driver di pilotaggio. Possono essere applicate anche tecniche di tipo hardware che mediante specifici circuiti ritardatori provvedono ad introdurre dei ritardi stabiliti sui segnali di uscita dei driver in modo da rispettare i tempi di commutazione dei componenti adottati.

3.2 – CADUTE DI TENSIONE

In fase di progettazione di un circuito reale, (ovviamente) dobbiamo tener conto della non idealità dei componenti impiegati e quindi alcune delle considerazioni fatte in precedenza dovranno essere rivalutate. Fino ad ora si è proceduto trascurando le cadute di tensione in diodi ed interruttori elettronici; nella realtà invece le differenze di potenziale ai capi dei componenti in conduzione influenzano non poco la tensione di uscita dell'inverter; in particolare essa dipende, come già visto nel paragrafo precedente, dalla corrente di uscita i_o .

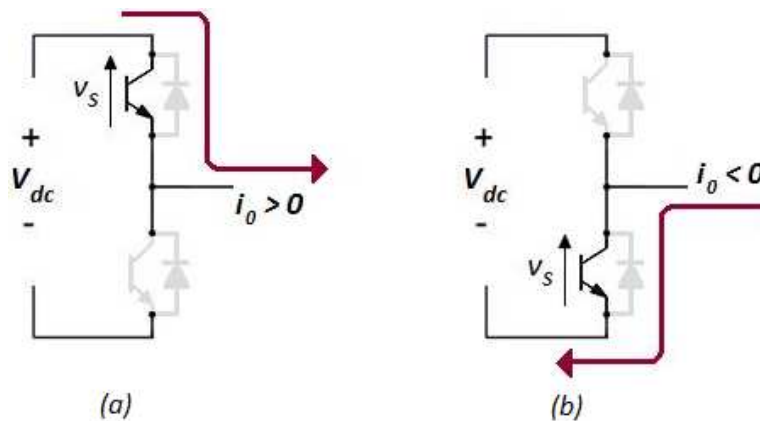


Figura 3.6 – Cadute di tensione con transistor in conduzione

Nel caso in figura 3.6 (a) ad esempio, per il calcolo della tensione di fase è necessario tener conto anche della caduta di tensione del transistor, essa infatti sarà pari a $V_{dc} - v_s$; lo stesso ragionamento è valido anche nel caso (b), dove la corrente è entrante e la tensione non sarà nulla ma pari a v_s . Nelle varie configurazioni di funzionamento dell'inverter, un caso altro caso particolare di cui bisogna tener conto si presenta quando gli interruttori sono in conduzione, ma la corrente assume un verso tale per cui essa circola attraverso il diodo in antiparallelo e non attraverso l'interruttore stesso. In figura 3.7 ad esempio è entrante nel circuito e v_D si va a sommare alla tensione d'ingresso V_{dc} ; nell'altro caso invece, con corrente positiva, la differenza di potenziale ai capi del diodo è $-v_D$.

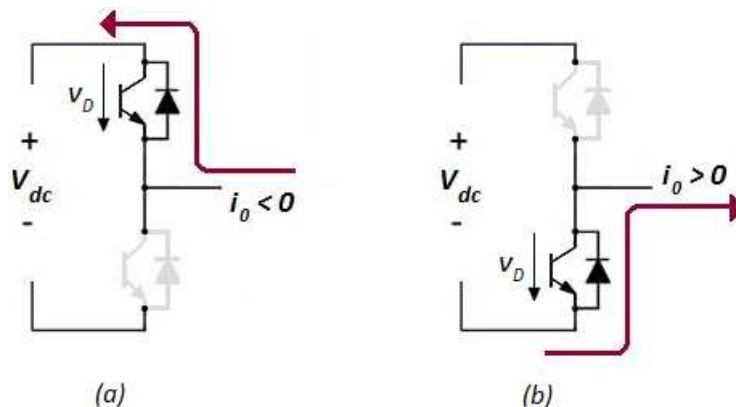


Figura 3.7 – Cadute di tensione con diodi in conduzione

Un ultimo caso per cui bisognerà tener conto delle cadute di tensione dei componenti (in realtà già illustrato in figura 3.5) si presenta quando sono solo i diodi in antiparallelo a trovarsi nella condizione di conduzione.

Con lo scopo di riassumere il concetto è presentata di seguito una tabella dove vengono specificate le cadute di tensione in relazione ai vari stati dell'inverter

Tab. 3.2

i_o	S	S^*	v_o
< 0	0	0	$V_{dc} + V_D$
> 0	0	0	$-V_D$
< 0	0	1	V_S
> 0	0	1	$-V_D$
< 0	1	0	$V_{dc} + V_D$
> 0	1	0	$V_{dc} - V_S$

3.3 – TRASFORMATA DI PARK

Per esprimere al meglio il concetto che caratterizza i principi della modulazione vettoriale in un sistema trifase, occorre prima definire la trasformata di Park, uno strumento matematico solitamente applicato nel campo degli azionamenti elettrici.

Si considerino tre variabili arbitrarie completamente indipendenti, in funzioni del tempo e dimensionalmente omogenee $a_1(t)$, $a_2(t)$, $a_3(t)$. Tramite passaggi puramente matematici è possibile definire un vettore \bar{a} ed uno scalare a_0 .

$$\begin{cases} \bar{a} = k \left(a_1 + a_2 \cdot e^{-j\frac{2}{3}\pi} + a_3 \cdot e^{-j\frac{4}{3}\pi} \right) = a_d + j \cdot a_q \\ a_0 = a_1 + a_2 + a_3 \end{cases}$$

Lo scalare a_0 viene detto componente omopolare, mentre il vettore \bar{a} dal momento che matematicamente può essere rappresentato da un numero complesso, viene indicato con il nome di vettore spazio (o componente simmetrico). Questo sistema prende il nome di trasformata di Park delle variabili $a_1(t)$, $a_2(t)$, $a_3(t)$ e consente di passare da un sistema di tre variabili scalari indipendenti a un sistema di due variabili indipendenti, di cui una scalare e una vettoriale.

Allo scopo di darne la definizione matematica supponiamo di avere in uscita dall'inverter una terna di tensioni sfasate di 120° con valor medio A_0 e ampiezza A_M , andando ad applicare la trasformazione otteniamo

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

dove con θ intendiamo la fase della prima sinusoide.

L'operazione appena effettuata non è altro che una trasformazione di variabili, in quanto la nuova rappresentazione è ancora costituita da tre grandezze: la parte reale ed immaginaria di \bar{a} e la componente omopolare. E' possibile riottenere le tre grandezze di partenza con le seguenti equazioni di antitrasformazione:

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

una fissato il valore della costante k , detto anche coefficiente di trasformazione, è quindi possibile determinare la corrispondenza biunivoca che lega le tre variabili fisiche di origine $a_1(t)$, $a_2(t)$, $a_3(t)$ e le due variabili ausiliarie $a_0(t)$ e $\bar{a}(t)$.

In particolare, la relazione assume valori interessanti per:

- $k = \frac{2}{3}$ in cui il modulo del componente simmetrico \bar{a} equivale all'ampiezza delle grandezze sinusoidali
- $k = \sqrt{\frac{2}{3}}$ in cui il quadrato del modulo del componente simmetrico \bar{a} equivale alla somma dei quadrati delle tre grandezze sinusoidali

E' anche possibile analizzare la trasformazione appena descritta, dal punto di vista puramente vettoriale. Andando a definire la matrice trasformazione (matrice di Clarke) $T_{\alpha\beta\gamma}$ possiamo effettuare un cambiamento di coordinate da un sistema di riferimento di tipo abc ad uno di tipo $\alpha\beta\gamma$:

$$\begin{bmatrix} a_\alpha \\ a_\beta \\ a_\gamma \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta\gamma} \cdot \begin{bmatrix} a_a \\ a_b \\ a_c \end{bmatrix}$$

scegliendo un vincolo per rendere la trasformazione ortogonale (matrice di Clarke):

$$\begin{bmatrix} a_\alpha \\ a_\beta \\ a_\gamma \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & \cos \vartheta & \cos 2\vartheta \\ 0 & \sin \vartheta & \sin 2\vartheta \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_a \\ a_b \\ a_c \end{bmatrix}$$

il motivo per cui viene utilizzata questa trasformazione sta nel fatto che la componente γ della nuova base è proporzionale alla somma delle tre componenti abc, e nel nostro caso, per una connessione di tipo trifase senza neutro, essa risulterà sempre nulla.

$$a_a + a_b + a_c = 0 \rightarrow a_\gamma = 0$$

Trascurando quindi la componente γ nella matrice appena scritta e tenendo presente che nei sistemi trifase $\vartheta = 120^\circ$, definiamo la *trasformata* $\alpha\beta$:

$$\begin{bmatrix} a_\alpha \\ a_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_a \\ a_b \\ a_c \end{bmatrix}$$

in questo caso è stato scelto il coefficiente $k = \sqrt{\frac{2}{3}}$, nel caso la scelta dovesse ricadere altrove, la trasformazione rimarrà comunque ortogonale ma cambierà la lunghezza del nuovo vettore nel sistema $\alpha\beta\gamma$.

La trasformazione inversa è ricavabile dalla trasposta della matrice:

$$\begin{bmatrix} a_a \\ a_b \\ a_c \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta\gamma/abc}^T \cdot \begin{bmatrix} a_\alpha \\ a_\beta \\ 0 \end{bmatrix}$$

ottenendo:

$$\begin{bmatrix} a_a \\ a_b \\ a_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_\alpha \\ a_\beta \end{bmatrix}$$

Per rappresentare il concetto anche dal punto di vista grafico viene riportata la figura sottostante nella quale si nota la riduzione da tre a due piani dopo la trasformazione.

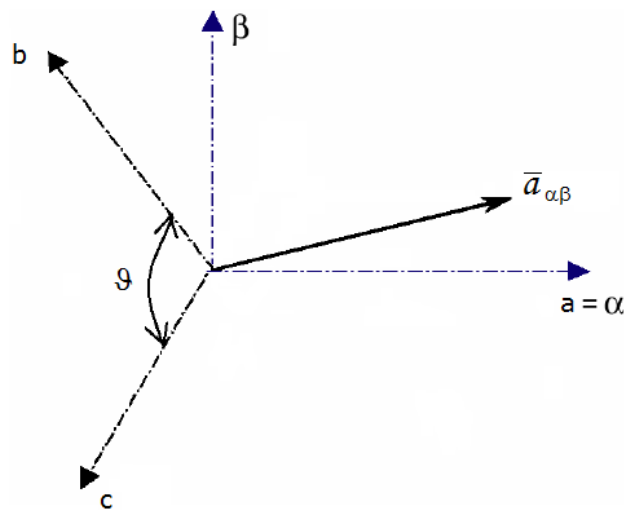


Figura 3.8 – Rappresentazione del vettore nel piano $\alpha\beta$

Per ricondurre infine quanto appena detto al nostro caso specifico, considerando una terna di tensioni simmetriche:

$$e_a = V_M \cdot \sin(\omega t)$$

$$e_b = V_M \cdot \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$e_c = V_M \cdot \sin\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right)$$

esse sono rappresentabili dal vettore $\bar{a}_{\alpha\beta}$ di modulo costante che descrive una circonferenza ruotando ad una velocità pari ad ω .

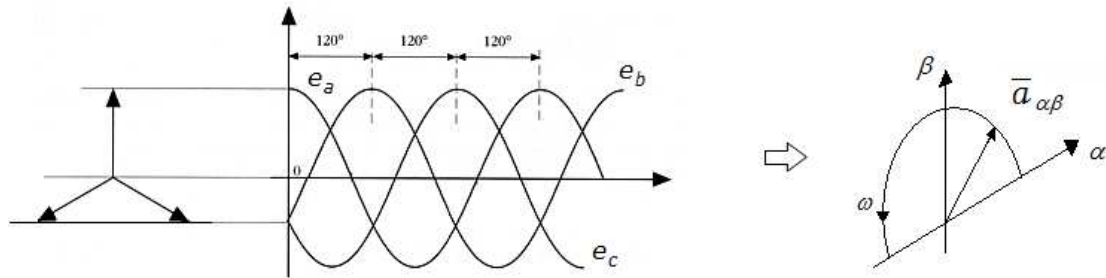


Figura 3.9 – Terna di tensioni sinusoidali trasformata nel piano $\alpha\beta$

Le tensioni nel nuovo piano $\alpha\beta$ sono caratterizzate dalla formula

$$e_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}} V_M \cdot \sin(\omega t)$$

$$e_\beta = -\sqrt{\frac{3}{2}} V_M \cdot \cos(\omega t)$$

A parità di tensione del lato continua, le ampiezze delle tensioni concatenate ottenibili con questa tecnica sono superiori a quelle ottenibili con la PWM sinusoidale, il che implica un maggiore sfruttamento della tensione disponibile sul carico.

MODULAZIONE VETTORIALE

La modulazione vettoriale è basata sulla rappresentazione di vettori a tre componenti in un piano ottenibile mediante la trasformazione lineare appena vista. E' possibile applicare questa trasformazione senza incorrere in perdite di informazioni se esiste un vincolo tra le componenti del vettore; nel caso appena visto, l'inverter è connesso senza la presenza del neutro ed il vincolo nasce proprio da questo, la somma delle componenti infatti può essere ritenuta sempre nulla dato che la somma delle correnti nei sistemi sprovvisti di neutro è zero, mentre la somma delle tre tensioni contiene l'informazione relativa alla tensione di centro stella, e anch'essa può essere trascurata essendo ininfluenza sul carico.

In figura 4.1 è riportato una tipica rappresentazione con carico ohmico-induttivo, in particolare di un motore a corrente alternata, dove sono rappresentate la resistenza ed l'induttanza degli avvolgimenti e la forza elettromotrice.

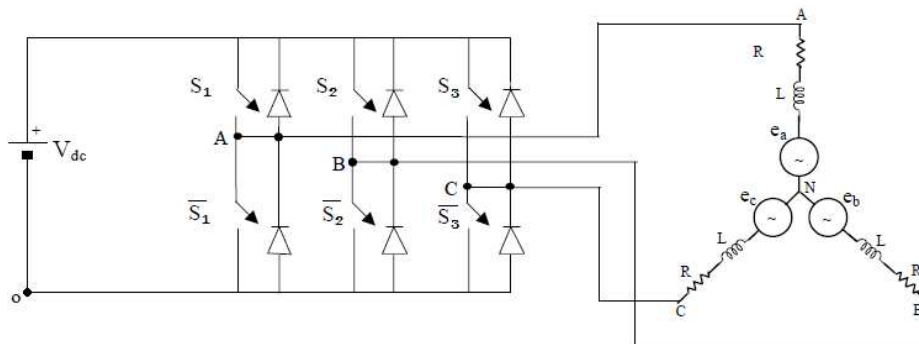


Figura 4.1 – Inverter trifase con motore in c.a. (semplificato)

Applicando la trasformazione di Park alle tensioni di fase (3.2) otteniamo

$$\begin{cases} \bar{v}_S = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot (V_{a0} + V_{b0} \cdot e^{j\frac{2}{3}\pi} + V_{c0} \cdot e^{j\frac{4}{3}\pi}) \\ v_{S0} = 0 \end{cases}$$

dove la variabile k assume il valore $k = \sqrt{\frac{2}{3}}$.

Andando poi ad inserire nell'equazione le variabili di stato c_i viste precedentemente (variabili che ricordiamo descrivono la condizione logica degli interruttori), possiamo scrivere:

$$\bar{v}_S = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \cdot (c_1 + c_2 \cdot e^{j\frac{2}{3}\pi} + c_3 \cdot e^{j\frac{4}{3}\pi}) = v_R + j \cdot v_I \tag{4.1}$$

ottenendo così un vettore tensione in funzione degli ingressi; esso è composto da parte immaginaria e parte reale ed è quindi rappresentabile su un piano complesso in figura 4.2.

Si può notare che i vettori \bar{V}_0 e \bar{V}_7 cadono al centro del diagramma avendo modulo pari a zero, essi quindi vengono definiti come configurazioni nulle; gli altri vettori invece sono chiamati configurazioni attive.

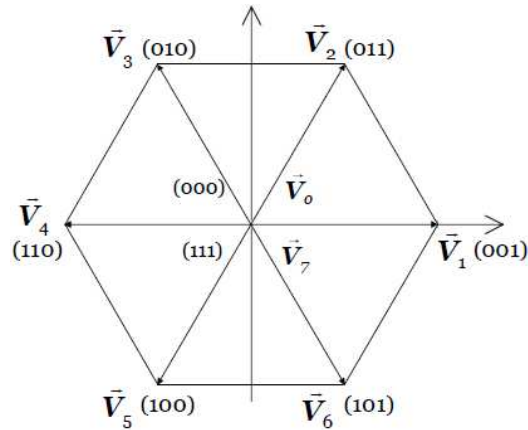


Figura 4.2 – Diagramma vettoriale inverter trifase

Le configurazioni adiacenti giacciono sul piano complesso formando tra loro un angolo di 60° e differiscono di un solo bit.

In tabella sono riassunte tutte le possibili combinazioni con il relativo modulo assunto dal vettore.

Tab. 4.1

c_3	c_2	c_1	Vettore	\bar{v}_s
0	0	0	\bar{v}_0	0
0	0	1	\bar{v}_1	$\sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc}$
0	1	1	\bar{v}_2	$\sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \cdot \left(1 + e^{j\frac{2}{3}\pi}\right)$
0	1	0	\bar{v}_3	$\sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \cdot e^{j\frac{2}{3}\pi}$
1	1	0	\bar{v}_4	$\sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \cdot \left(e^{j\frac{2}{3}\pi} + e^{j\frac{4}{3}\pi}\right)$
1	0	0	\bar{v}_5	$\sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \cdot e^{j\frac{4}{3}\pi}$
1	0	1	\bar{v}_6	$\sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \cdot \left(1 + e^{j\frac{4}{3}\pi}\right)$
1	1	1	\bar{v}_7	0

Riferendoci sempre al diagramma in figura 3.4 è anche possibile andare a compilare anche una tabella normalizzata, mettendo in evidenza i coefficienti

- $k_R = \frac{v_R}{v_{dc}}$ in cui il modulo del componente simmetrico \bar{a} equivale all'ampiezza delle grandezze sinusoidali
- $k_I = \frac{v_I}{v_{dc}}$ in cui il quadrato del modulo del componente simmetrico \bar{a} equivale alla somma dei quadrati delle tre grandezze sinusoidali

Tab. 4.2

c_3	c_2	c_1	Vettore	α	k_R	k_I
0	0	0	\bar{v}_0	-	0	0
0	0	1	\bar{v}_1	0	0.816	0
0	1	1	\bar{v}_2	$\frac{\pi}{3}$	0.408	0.707
0	1	0	\bar{v}_3	$\frac{2\pi}{3}$	-0.408	0.707
1	1	0	\bar{v}_4	π	-0.816	0
1	0	0	\bar{v}_5	$\frac{4\pi}{3}$	-0.408	-0.707
1	0	1	\bar{v}_6	$\frac{5\pi}{3}$	0.408	-0.707
1	1	1	\bar{v}_7	-	0	0

Supponiamo ora di voler ottenere in uscita un certo vettore \bar{v}_5 , con modulo e fase differenti da quelli raffigurati nel piano in figura 3.4; non essendo possibile generare il vettore desiderato applicando le configurazioni già viste in precedenza, dobbiamo pilotare il dispositivo in funzione del vettore richiesto imponendo ai componenti precisi tempi di commutazione.

Per realizzare questo tipo di modulazione, il vettore desiderato viene ottenuto generando in uscita, con una tempistica stabilita, i vettori base adiacenti che lo contengono nel piano, ad esempio nel caso \bar{v}_5 abbia un angolo di 80° , le configurazioni da generare saranno 011 e 010 che comprendono l'area delimitata tra i 60° e i 120° ; in questo modo tale alternanza permette di produrre il vettore di tensione che mediamente ha fase e modulo desiderati.

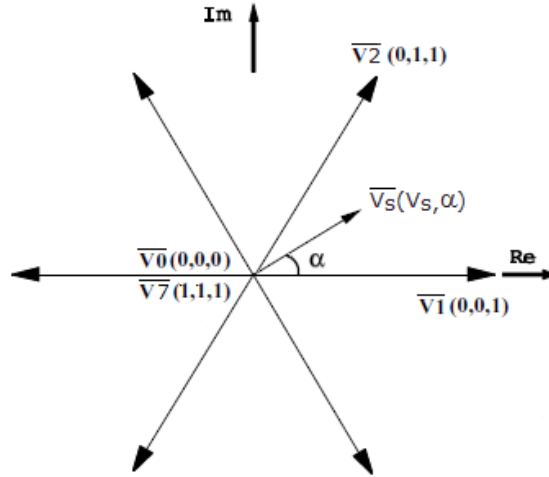


Figura 4.3 – Generazione del vettore \bar{v}_S

Esso può essere scomposto nelle sue due proiezioni \bar{v}_R e \bar{v}_I lungo gli assi del piano e una volta definito il periodo di ciclo T_C possiamo scrivere:

$$\bar{v}_S \cdot T_C = \bar{v}_R \cdot t_R + \bar{v}_I \cdot t_I \quad (4.2)$$

dove t_R e t_I sono i tempi per cui è necessario applicare le configurazioni per ottenere i vettori \bar{v}_R e \bar{v}_I . Dalla formula è possibile capire che la metodologia di questo tipo di modulazione sta nel fatto che l'applicazione di un certo vettore \bar{v}_S per un certo periodo T_C è equivalente all'applicazione di due vettori base \bar{v}_R e \bar{v}_I per il tempo t_R e t_I rispettivamente.

Nel caso si voglia generare un vettore che richieda tempi t_R e t_I molto brevi rispetto all'intera durata del ciclo, per il resto del periodo occorre generare una configurazione a cui corrisponde il valore nullo (000 o 111) in uscita per il tempo rimanente t_0 ; ossia la somma del tempo in cui sono applicati i vettori \bar{v}_R e \bar{v}_I e la configurazione nulla deve essere pari al periodo T_C .

In questo modo la 4.2 può essere riscritta come:

$$\bar{v}_S \cdot T_C = \bar{v}_R \cdot t_R + \bar{v}_I \cdot t_I + \bar{v}_0 \cdot t_0 \quad (4.3)$$

potendo rappresentare il vettore \bar{v}_S anche mediante la formula di Eulero:

$$\bar{v}_S = v_S \cdot e^{j\alpha} \quad (4.4)$$

Andando a scomporre lungo gli assi reale ed immaginario otteniamo:

$$Re: T_C \cdot v_S \cdot \cos \alpha = \left(\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{dc} \right) \cdot t_R + \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{dc} \cdot t_I$$

$$Im: T_C \cdot v_S \cdot \sin \alpha = \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{dc} \right) \cdot t_I$$

possiamo quindi scrivere le soluzioni

$$t_R = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{v_S}{V_{dc}} \cdot T_C \cdot (\sqrt{3} \cdot \cos \alpha - \sin \alpha) \quad (4.5)$$

$$t_I = \sqrt{2} \cdot \frac{v_S}{V_{dc}} \cdot T_C \cdot \sin \alpha$$

Focalizzandoci sul modulo del vettore \bar{v}_S possiamo dire che per quanto riguarda le sue componenti \bar{v}_R e \bar{v}_I , esse possiedono un'ampiezza che dipende dalla tensione V_{dc}

$$\bar{v}_R = \left(\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{dc} \right) \cdot \hat{v}_R \quad (4.6)$$

$$\bar{v}_I = \left(\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{dc} \right) \cdot \hat{v}_I$$

dove con \hat{v}_I viene indicato il versore del vettore, che ne influenza la direzione.

Il modulo massimo del vettore che possiamo ottenere in uscita con questo tipo di modulazione poggia il suo estremo lungo il perimetro dell'esagono rappresentato in figura 4.2; mettendo in relazione il modulo del vettore con le tempistiche di controllo, possiamo dire che nel caso il tempo t_0 (riguardante le configurazioni nulle) sia maggiore di zero, il valore di $|\bar{v}_S|$ sarà minore dato che il valore medio ottenuto risulta ovviamente inferiore.

Con l'ausilio della figura 4.4 possiamo andare a determinare il valore del modulo che va a toccare i lati dell'esagono andando a formare una circonferenza inscritta nella figura.

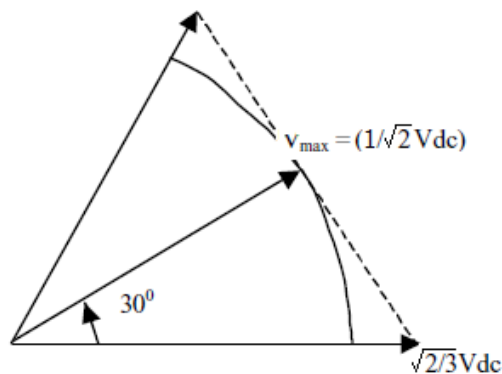


Figura 4.4 – Modulo massimo che forma la circonferenza inscritta nell'esagono

$$v_{SMAX} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{dc} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_{dc} \quad (4.7)$$

Per ottenere prestazioni più elevate si preferisce applicare commutazioni generanti vettori adiacenti e vengono preventivamente escluse le combinazioni che non rispettano questa caratteristica; il vettore ottenuto è lo stesso ma si andrebbe incontro ai seguenti svantaggi:

- elevate perdite di commutazione, passando da una configurazione attiva alla successiva non adiacente infatti occorrono più commutazioni degli interruttori;
- elevato contenuto armonico delle tensioni in uscita
- ripetuti stress di comando a cui vengono corrisposti gli interruttori
- algoritmi di controllo più complessi, in quanto le commutazioni sono maggiori ed è necessario gestirne anche i relativi tempi morti.

Chiariamo meglio questo concetto: pur essendo l'ordine dei vettori libero nel periodo T_C , si pilota l'inverter in modo che il passaggio da un vettore al successivo avvenga facendo commutare un'unica fase; in figura 4.5 è stato generato un vettore nel primo quadrante, cioè tra gli 0 e i 60°.

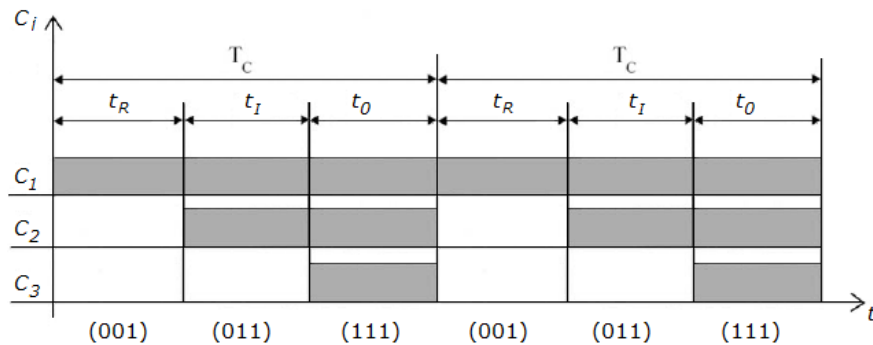


Figura 4.5 – Modulazione asimmetrica a tre settori

Questo tipo di modulazione è detta asimmetrica a tre settori; presenta l'inconveniente di introdurre un grosso ripple sulle correnti assorbite dal carico.

Si può notare però, che la sequenza di comandi non è ottimale, tra la fine di un periodo T_C e l'inizio del successivo infatti, abbiamo la commutazione contemporanea di due fasi su tre (precisamente la seconda e la terza) dal livello alto a quello basso. Per ovviare a questo inconveniente è possibile generare una sequenza di comandi che si ripete per due periodi consecutivi andando a specchiare le configurazioni del T_C precedente.

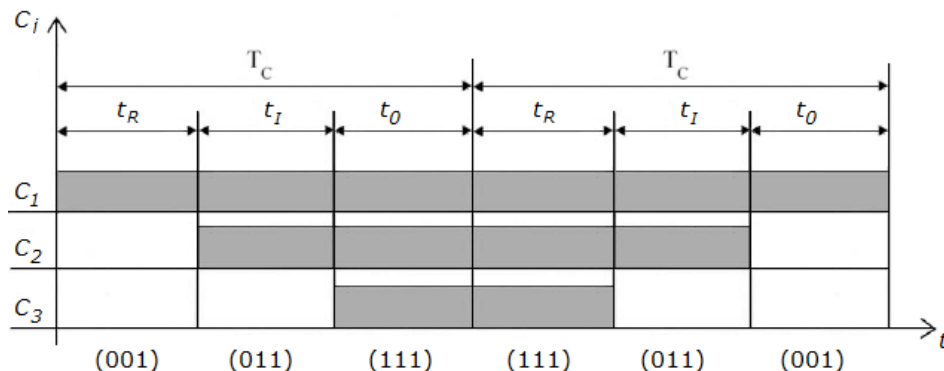


Figura 4.6 – Modulazione con ridotto numero di commutazioni

Andando ad adottare questa tecnica però, il periodo complessivo raddoppia e quindi la frequenza di uscita risulterà dimezzata. Andando a sfruttare il fatto che il vettore nullo può essere generato applicando le due differenti combinazioni 000 e 111, è possibile suddividerlo in due vettori \bar{v}_0 e \bar{v}_7 (000 e 111 appunto) di durata $t_0/2$ posti uno all'inizio e l'altro alla fine del semiperiodo in modo da limitare anche in questo caso le commutazioni dei componenti.

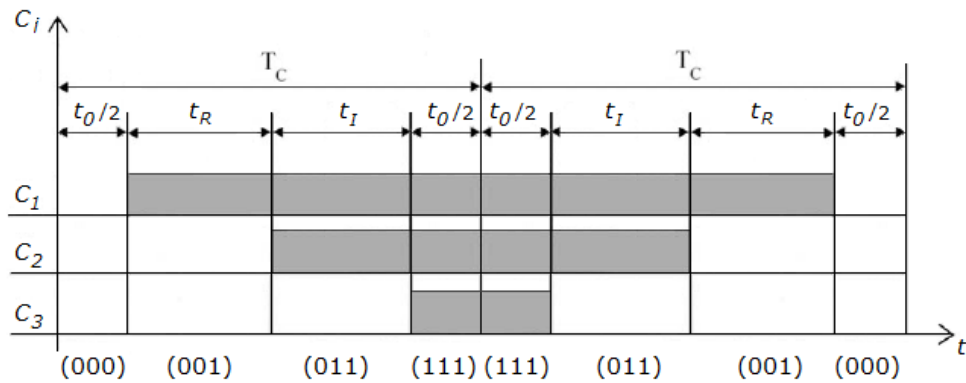


Figura 4.7 – Modulazione simmetrica

La sequenza comincia con una configurazione nulla e i morsetti dell'inverter sono scambiati fino al raggiungimento dell'altro stato nullo. Per completare il ciclo la sequenza è invertita, terminando con il primo stato. In quest'ultimo caso viene introdotto il beneficio della riduzione dell'ondulazione delle correnti di carico.

La modulazione simmetrica può svilupparsi a sua volta in altre due tipologie di controllo molto simili: la modulazione simmetrica a cinque settori a nulla contrale o nulla laterale; questo tipo di modulazione prevede una sequenza di comandi specchiati come nel caso precedente ma la tecnica cambia a seconda del punto in cui viene generato il vettore nullo, in centro o ai lati del periodo T_C . Di seguito vengono raffigurate le due differenti tipologie di modulazione e sono riportate in tabella le sequenze di comando per generarle.

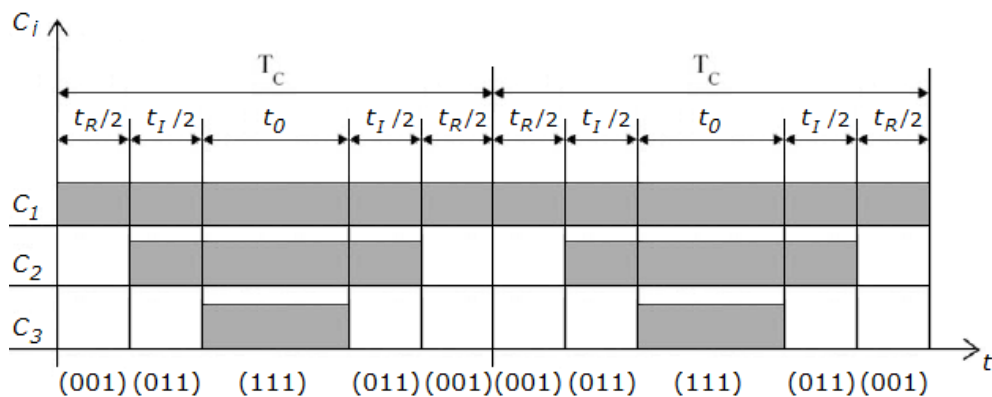


Figura 4.8 – Modulazione simmetrica a nulla centrale

Tab. 4.3

Settore	\bar{v}_R	\bar{v}_I	\bar{v}_0	v_I	\bar{v}_R
0	(0,0,1)	(0,1,1)	(1,1,1)	(0,1,1)	(0,0,1)
1	(0,1,1)	(0,1,0)	(0,0,0)	(0,1,0)	(0,1,1)
2	(0,1,0)	(1,1,0)	(1,1,1)	(1,1,0)	(0,1,0)
3	(1,1,0)	(1,0,0)	(0,0,0)	(1,0,0)	(1,1,0)
4	(1,0,0)	(1,0,1)	(1,1,1)	(1,0,1)	(1,0,0)
5	(1,0,1)	(0,0,1)	(0,0,0)	(0,0,1)	(1,0,1)

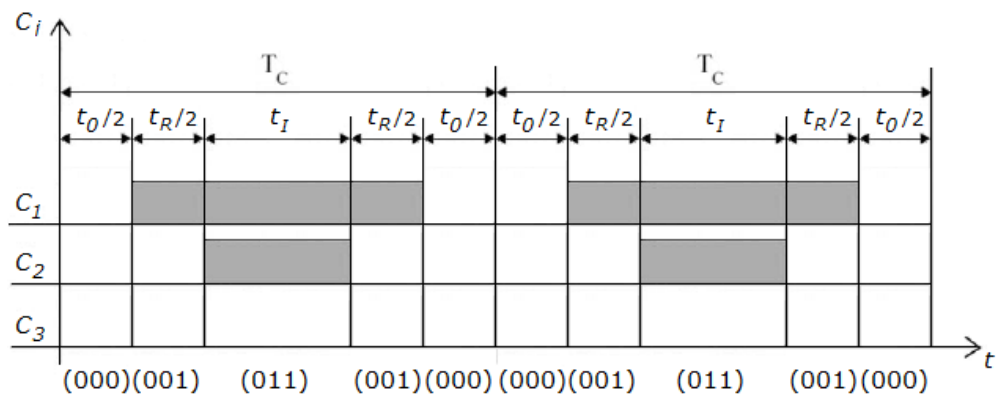


Figura 4.9 – Modulazione simmetrica a nulla laterale

Tab. 4.4

Settore	\bar{v}_0	\bar{v}_R	\bar{v}_I	\bar{v}_R	\bar{v}_0
0	(0,0,0)	(0,0,1)	(0,1,1)	(0,0,1)	(0,0,0)
1*	(0,0,0)	(0,1,0)	(0,1,1)	(0,1,0)	(0,0,0)
2	(0,0,0)	(0,1,0)	(1,1,0)	(0,1,0)	(0,0,0)
3*	(0,0,0)	(1,0,0)	(1,1,0)	(1,0,0)	(0,0,0)
4	(0,0,0)	(1,0,0)	(1,0,1)	(1,0,0)	(0,0,0)
5*	(0,0,0)	(0,0,1)	(1,0,1)	(0,0,1)	(0,0,0)

In tabella il settore 0 considera la parte di piano tra gli 0 e i 60°, gli altri seguono sfasati di 60° procedendo in senso antiorario; nella seconda tabella i settori con l'apice * hanno l'ordine di applicazione dei vettori \bar{v}_R e \bar{v}_I invertito al fine di minimizzare le commutazioni.

Riportiamo infine l'andamento della tensione di uscita dell'inverter comandato tramite modulazione SVM. Si può notare che la forma d'onda della tensione di fase non è sinusoidale, ma simmetrica rispetto $\pi/2$ nel primo semiperiodo (tra 0 e π) e nel secondo semiperiodo antisimmetrica rispetto al primo. Nonostante ciò, nel caso l'inverter venga applicato per il pilotaggio di un motore, questa caratteristica è trascurabile dato che gli avvolgimenti del carico percepiscono solo le differenze di tensione tra due fasi (ossia le tensioni concatenate) che invece sono sinusoidali.

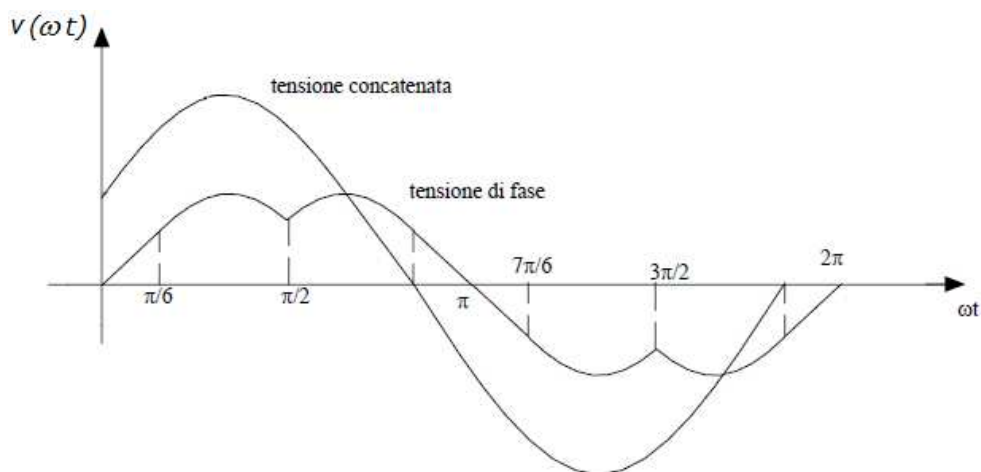


Figura 4.10 – Tensioni applicate al carico trifase

4.1 – PROBLEMATICHE DI PILOTAGGIO

Purtroppo nella generazione del vettore desiderato, si va incontro ai limiti ed errori causati da cadute di tensione e tempi morti, che influiscono non poco sul risultato ottenuto.

Nei tipi di controllo definiti come “controlli vettoriali”, dove il controllo della coppia del motore viene ottenuto regolando opportunamente la parte reale e la parte immaginaria di un vettore (quale è ad esempio la componente complessa delle correnti statoriche), ciò potrebbe portare a funzionamenti anomali da parte del carico o peggio la sua rottura vera e propria.

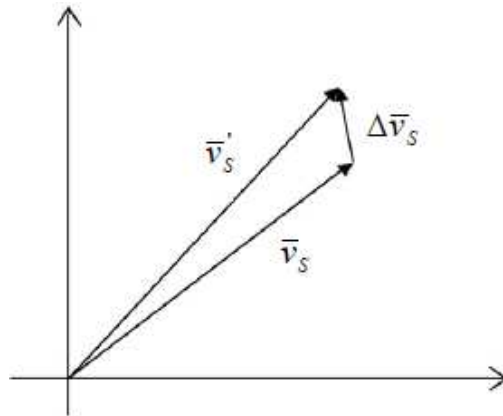
E' possibile andare a scrivere una relazione che scompone il vettore effettivamente generato \overline{v}_S' come la somma del vettore desiderato \overline{v}_S e il vettore dovuto agli errori $\Delta\overline{v}_S$.

$$\overline{v}_S' = \overline{v}_S + \Delta\overline{v}_S \quad (4.8)$$

Possiamo scrivere un'equazione generalizzare che caratterizza il vettore errore ad una qualsiasi condizione di modulazione, che avvenga in uno qualsiasi dei sei settori, tenendo conto sia del verso delle correnti che dell'eventuale passaggio di settore:

$$\Delta\overline{v}_S = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left(\Delta\overline{v}_1 + \Delta\overline{v}_2 \cdot e^{j\frac{2}{3}\pi} + \Delta\overline{v}_3 \cdot e^{j\frac{4}{3}\pi} \right) \quad (4.9)$$

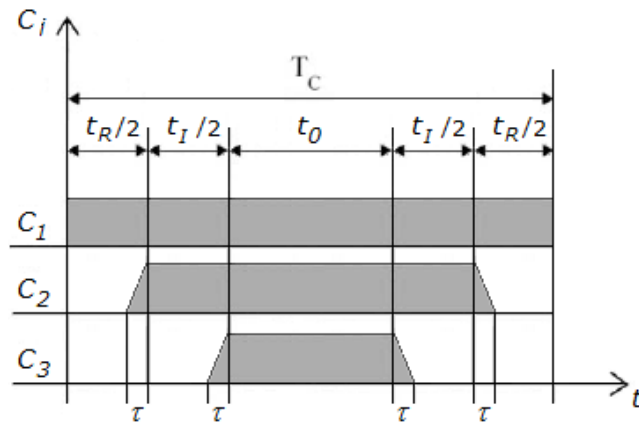
dove $\Delta\overline{v}_1$, $\Delta\overline{v}_2$ e $\Delta\overline{v}_3$ sono i contributi delle rispettive fasi.



4.11 – Scomposizione del vettore ottenuto \overline{v}_S'

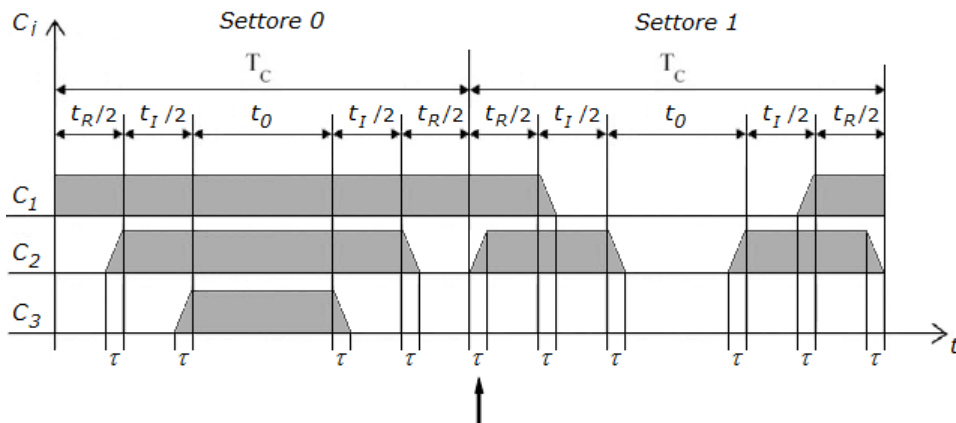
Oltre agli errori sopra citati, il tempo di reazione dei componenti fa sì che la modulazione SVM sia soggetta anche ad errori derivanti dal passaggio da uno stato all'altro; poniamo il caso si voglia effettuare una modulazione simmetrica a cinque settori a nulla centrale che passa dal primo al secondo stato.

Prendendo in esame le configurazioni che generano il primo stato; possiamo notare con l'ausilio della figura 4.12 come esso sia affetto ad ritardi derivanti da tempi morti e t_{RISE} e t_{FALL} dei componenti. Definiamo come τ la somma di questi due tempi.



4.12 – Tempi di ritardo nella generazione di \bar{v}_1

A causa del tempo τ si perde la continuità di percorrenza dal vettore da uno stato all'altro e nascono così errori di transizione. In figura 4.13 si nota questa particolarità nel passaggio dal settore 0 al successivo della seconda fase ; la sua commutazione infatti, avviene con un certo ritardo rispetto all'inizio del periodo, dovuto alla commutazione del secondo interruttore dallo stato di interdizione a quello di conduzione. Questo gap (in figura 4.13 indicato con una freccia) è definito tempo morto per passaggio di settore e causa un errore di tensione per passaggio di settore.



4.13 – Transizione di \bar{v}_5' dal primo al secondo settore

Visto che questo tipo di errori sono presenti nel passaggio da un qualsiasi settore a quello adiacente, viene inserita di seguito una tabella che riassume tutti tempi morti per passaggio di settore e le relative configurazioni.

Tab. 4.5

Settore	Transizione	Errore
0	5→0	=
	1→0	=
1	0→1	τ in fase 2
	2→1	τ in fase 1
2	1→2	=
	2→3	=
3	2→3	τ in fase 3
	3→4	τ in fase 2
4	3→4	=
	4→5	=
5	4→5	τ in fase 1
	0→5	τ in fase 3

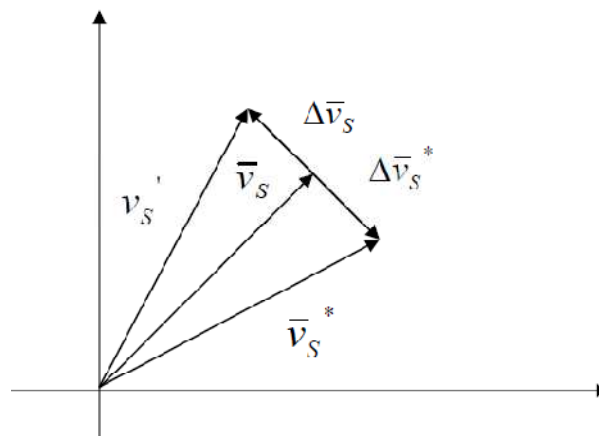
4.2 – METODI COMPENSATIVI, QUALCHE ACCENNO

A causa degli errori sopra descritti, per evitare che il carico si trovi a lavorare in condizioni anomale, durante i cicli di funzionamento dell'inverter è necessario calcolare di quanto la tensione effettivamente applicata all'uscita differisca da quella desiderata in modo da poter effettuare una adeguata procedura di correzione dell'errore, comunemente detta *compensazione delle cadute di tensione dovute ai tempi morti*.

La compensazione delle cadute di tensione dovute ai tempi morti è un procedimento complesso che possiamo riassumere nei seguenti passi:

- viene individuato nel piano di modulazione il settore di appartenenza del vettore richiesto \bar{v}_S e la sequenza delle configurazioni dell'inverter necessarie a generarlo. Vengono infine calcolati i tempi di modulazione degli interruttori.
- viene determinato il segno delle correnti circolanti nelle fasi
- calcolo del vettore errore $\Delta\bar{v}_S$
- calcolo del vettore errore $\Delta\bar{v}_S^*$, che verrà applicato in uscita per controbilanciare l'effetto dell'errore
- ricalcolo del vettore \bar{v}_S

Il procedimento viene riassunto in figura



4.13 – Calcolo del vettore \bar{v}_S'

Andando ad implementare la compensazione delle cadute dovute ai tempi morti, dobbiamo tener conto delle difficoltà realizzative date dalla limitata disponibilità di risorse computazionali da parte del microprocessore che nel sistema di controllo effettua i calcoli richiesti dall'algoritmo impiegato per comandare il carico.

RIFERIMENTI BIBLIOGRAFICI

- ❖ [1] L. Malesani, P. Mattavelli, G. Spiazzi *Dispense del corso di Elettronica Industriale 2005-2006*
- ❖ [2] S. Minisgallo *Tecniche digitali per il controllo di coppia dei motori asincroni in applicazioni di trazione elettrica stradale* (davvero un ottimo documento sul tema inverter)
- ❖ [3] G. Biondo, E. Sacchi *Manuale di elettronica e telecomunicazioni*
- ❖ [4] A. Di Napoli *Elettronica di Potenza A.A. 2005/2006*
- ❖ [5] R. Petrella *Tecniche di pilotaggio dell'inverter trifase*
- ❖ [6] O. Neacsu *Space Vector Modulation*