

POLITECNICO DI MILANO
Facoltà di Ingegneria dei Processi Industriali
Corso di Laurea Specialistica in Ingegneria Elettrica
Dipartimento di Elettrotecnica



**L'inverter NPC in azionamenti di MT per motori
asincroni: struttura, tecniche di modulazione,
modalità di filtraggio lato carico.**

Relatore: Prof. Di Gerlando Antonino

Tesi di Laurea Specialistica di:
Cazzaniga Daniele
Matr. 724707

Anno Accademico 2009-2010

Un Grazie a mia madre e mio padre

Desidero ringraziare l'Ing. Enrico Gatti
e in modo particolare il
prof. Ing. Antonino Di Gerlando
per la disponibilità e pazienza mostrata

INDICE

Introduzione	4
Capitolo 1: “L’inverter trifase”	5
1.1 Inverter Trifase VSI a 2 livelli.....	6
1.1.1 PWM Sinusoidale.....	8
1.1.2 Controllo vettoriale (Space Vector Modulating) PWM.....	13
1.1.3 Commutazione con eliminazione programmata delle armoniche PWM.....	15
1.1.4 Modulazione con regolazione della corrente PWM.....	16
1.1.5 Funzionamento ad onda quadra.....	17
1.2 Inverter Multilivello (VSI)	18
1.2.1.1 Neutral-Point-Clamped Inverter (NPC inverter).....	19
1.2.1.2 Flying Capacitors.....	21
1.2.1.3 Inverter multilivello a cascata.....	22
1.2.2.1 PWM Sinusoidale.....	24
1.2.2.2 Controllo vettoriale per multilivello.....	29
Capitolo 2: “Azionamenti elettrici”	30
2.1 L’Azionamento Elettrico.....	31
2.2 Azionamenti per il controllo della velocità.....	34
2.3 Il Motore Asincrono.....	37
2.4 Tipologie di controllo.....	41
2.4.1 Tecniche Scalari : Controllo a V/f costante.....	41
2.4.2 Tecniche Vettoriali.....	45
Capitolo 3: “Filtro LCR tra inverter e motore asincrono”	48
3.1 Effetti negativi per alimentazione PWM	49
3.2 Azionamento Elettrico di un motore asincrono trifase	51
3.2.1 Motore Asincrono.....	51
3.2.2 L’Azionamento	55
3.2.3 L’inverter senza carico	56
3.2.4 L’inverter alimenta il motore asincrono	61
3.3 Filtro LC sinusoidale.....	70
3.3.1 Tensione di modo comune	71
3.3.2 Configurazioni del filtro LC sinusoidale.....	73

3.3.3 Progettazione del filtro.....	78
3.3.3.1 Motore asincrono con filtro.....	78
3.3.3.2 Analisi di Fourier della tensione PWM generata dall'inverter.....	85
3.3.3.3 Considerazioni sulla progettazione del Filtro.....	88
3.3.3.4 Azionamento con filtro LCR tradizionale.....	92
3.4 Filtro LCR dv/dt.....	106
3.4.1 Metodo per la Progettazione del filtro.....	108
3.4.2 Progettazione del filtro dv/dt.....	112
3.5 Altre soluzioni tecniche.....	117
3.6 Conclusioni.....	118
Capitolo 4 “Smorzamento attivo della risonanza del filtro LC”	120
4.1 Un Nuovo Inverter VSI.....	121
4.2 Controllo a previsione di corrente statorica.....	124
4.3 Filtro LC sinusoidale e Controllo diretto di coppia.....	126
4.4 Conclusioni.....	128
Conclusioni.....	129
Appendice A: “Modello equivalente bifase della macchina asincrona”.....	131
Appendice B: “Semiconduttori di potenza per convertitori in media tensione”	135
Appendice C: “Listato file MathCad”.....	138
Bibliografia.....	145

INTRODUZIONE

La progettazione e la riqualificazione degli impianti industriali mira ad ottenere sistemi con migliori prestazioni e migliori rendimenti. Un esempio applicativo nel settore elettrico risulta essere l'azionamento di motori per il controllo e la regolazione della velocità di rotazione. Il presente lavoro si colloca in questo ambito, trattando in particolare gli azionamenti elettrici di motori asincroni in media tensione.

Un azionamento elettrico è un insieme di componenti, che interagendo fra loro, consentono di generare potenza meccanica caratterizzata da valori di coppia e velocità pilotabili. Tra i diversi componenti che costituiscono l'azionamento, la presente tesi focalizza lo studio sul convertitore elettrico: l'inverter NPC (Neutral Point Clamped) a tre livelli.

In sintesi, la struttura della tesi:

- Nel primo capitolo si richiama inizialmente la struttura dell'inverter a due livelli e le principali tecniche di modulazione. Nella seconda parte si introducono le diverse tipologie di inverter multilivello, sviluppando in particolare la struttura, il funzionamento e le tecniche di modulazione dell'inverter NPC a tre livelli.
- Il secondo capitolo fornisce una semplice presentazione degli azionamenti elettrici in media tensione e delle tipologie di controllo impiegate.
- Nel terzo capitolo si sviluppa la parte centrale del lavoro. Sono introdotte le problematiche legate all'alimentazione di un motore asincrono tramite inverter. Tali problematiche se non affrontate correttamente possono portare il mal funzionamento o al guasto dell'azionamento. Il capitolo presenta quindi la soluzione tecnica impiegata per risolvere tali problematiche: ovvero l'installazione di un filtro LCR tra inverter e motore elettrico alimentato. Viene verificata l'efficacia dell'uso del filtro attraverso l'esecuzione di diverse simulazioni.
- L'inserimento del filtro LCR tra inverter e motore asincrono è fonte di perdite di potenza attiva, in particolare per la presenza della resistenza R di smorzamento. Il capitolo finale fornisce alcune soluzioni tecniche utilizzate negli azionamenti per poter installare il filtro LC, senza resistenza R di smorzamento e quindi evitando perdite nella sezione del filtro.

Capitolo 1

L' INVERTER TRIFASE

Tra i vari dispositivi utilizzati in elettronica di potenza, uno dei più importanti per le innumerevoli applicazioni, in monofase e trifase, è senza dubbio l'inverter. Questo dispositivo elettrico alimentato in continua ha l'obiettivo di produrre ai suoi morsetti di uscita grandezze alternate sinusoidali, con ampiezze e frequenze che possano essere controllate. Gli inverter possono essere classificati in due tipologie: la tipologia VSI e quella CSI. La prima tipologia (VSI, voltage source inverter) corrisponde agli inverter alimentati da una tensione continua, dove la grandezza alternata sinusoidale controllata in uscita è la tensione. Nella seconda tipologia (CSI, current source inverter) l'inverter è alimentato da una sorgente di corrente continua, mentre la grandezza controllata in uscita è l'onda di corrente alternata sinusoidale.

Gli inverter come citato in precedenza sono impiegati in diversi campi, i più importanti sono: azionamenti di motori con controllo di velocità, compensazione di potenza reattiva, filtraggio attivo, sistemi UPS, sistemi di trasmissione di potenza in continua (HVDC).

Nel capitolo presente si vuole richiamare la topologia e il funzionamento di un inverter trifase (VSI) a due livelli di tensione, per poi approfondire la tipologia a tre livelli di tipo Neutral Point Clamped (NPC) impiegata negli azionamenti di motori elettrici (ASD, adjustable speed drive) in media tensione.

1.1 Inverter Trifase VSI a 2 livelli

Il circuito elettrico dell'inverter è costituito da tre rami, uno per ogni fase come mostrato nella figura 1.1. Ogni ramo ha due interruttori in serie e i relativi diodi disposti in antiparallelo, che permettono alla corrente del carico (per esempio i_A) di avere una via alternativa di circolazione se l'interruttore in parallelo è aperto. I morsetti dell'uscita sono collegati ai punti intermedi di ogni ramo.

I due interruttori sono comandati in modo tale che quando uno di essi è aperto, l'altro è chiuso. Non sono quindi mai aperti contemporaneamente; in realtà, essi sono entrambi aperti per un breve intervallo di tempo in modo da evitare un corto circuito della tensione continua di ingresso.

La tensione di ingresso V_{dc} è ottenuta raddrizzando e filtrando la tensione trifase di rete; il ramo su cui sono poste le capacità della tensione V_{dc} d'ingresso è detto bus in continua.

Obiettivo dell'inverter è quello di fornire al carico una terna di tensioni alternate sinusoidali sfasate tra di loro di 120° . Questo è ottenuto con opportuni controlli sull'inverter che gestiscono l'apertura e la chiusura dei sei interruttori.

Nelle trattazioni prossime si considera:

- la tensione del bus in continua costante al variare del carico;
- gli interruttori (o valvole) ideali, non hanno cadute di tensione e ritardi di commutazione;
- non si considera il tempo morto tra la commutazione di due interruttori dello stesso ramo.

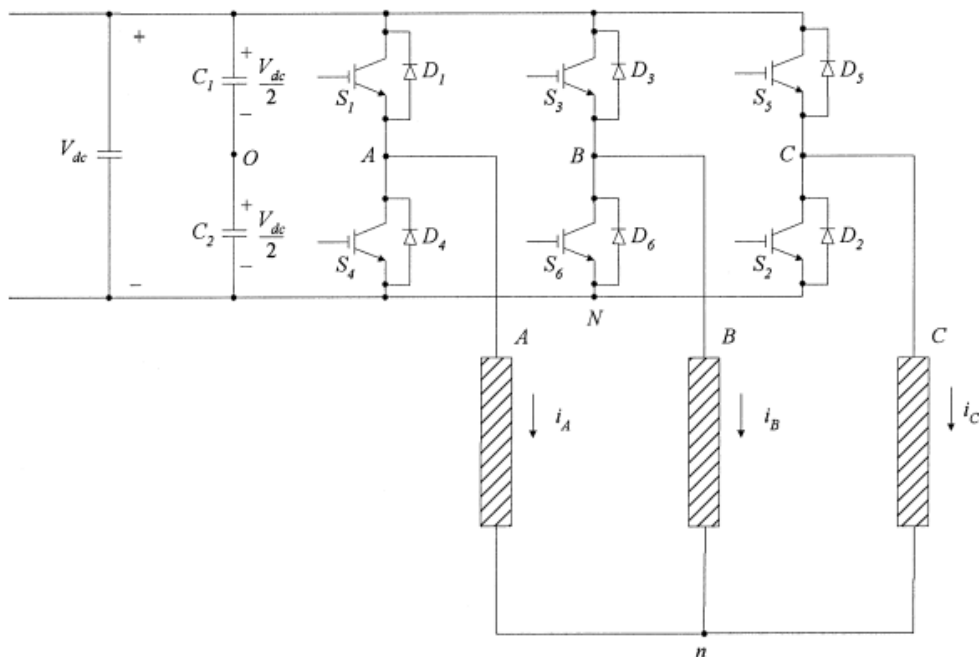


Figura 1.1 Inverter Trifase VSI a 2 livelli

La tabella 1 riassume gli otto stati dell'inverter:

Tabella 1

Stato	S1	S2	S3	S4	S5	S6	V _{AB}	V _{BC}	V _{CA}
1	On	On				On	V _{dc}	0	-V _{dc}
2	On	On	On				0	V _{dc}	-V _{dc}
3		On	On	On			-V _{dc}	V _{dc}	0
4			On	On	On		-V _{dc}	0	V _{dc}
5				On	On	On	0	-V _{dc}	V _{dc}
6	On				On	On	V _{dc}	-V _{dc}	0
7	On		On		On		0	0	0
8		On		On		On	0	0	0

Il controllo dell'inverter agisce sugli interruttori in modo da passare da uno stato all'altro. Si otterranno tensioni di linea formate dai soli valori discreti: $-V_{dc}$, 0 e V_{dc} .

Esistono diverse tecniche di modulazione per il controllo dell'inverter, le più utilizzate sono:

- PWM Sinusoidale [1]
- Funzionamento ad onda quadra [1]
- Commutazione con eliminazione programmata delle armoniche PWM [1]
- Controllo vettoriale PWM [2-3]
- Modulazione con regolazione della corrente PWM [1]

Le tecniche PWM (Pulse Width Modulation), dette anche *modulazione a larghezza d'impulso*, creano tensioni in uscita dell'inverter 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 si differenziano dalla modalità con cui si creano i segnali di controllo degli interruttori.

Nel seguito sono presentate le diverse tecniche di modulazione, approfondendo in particolare la PWM sinusoidale perché oggetto del presente lavoro.

1.1.1 PWM Sinusoidale

La tecnica PWM sinusoidale genera il segnale di comando degli interruttori confrontando un segnale di controllo con un'onda triangolare. Negli inverter trifase VSI a due livelli sono presenti tre segnali sinusoidali di controllo sfasati tra di loro di 120° elettrici (segnali modulanti), uno per ogni fase, e un'onda triangolare (segnale portante). Come mostrato nella figura 1.2.

La frequenza dell'onda triangolare (f_{tri}) stabilisce la frequenza di commutazione degli interruttori ed è di solito tenuta costante assieme alla sua ampiezza massima. La frequenza delle modulanti (f_{mod}) risulta pari alla frequenza principale delle tensioni generate dall'inverter.

Rilevanti per lo studio di questa tecnica sono due rapporti di modulazione: m_a è il rapporto di modulazione d'ampiezza; m_f è il rapporto di modulazione di frequenza.

$$m_a = \frac{\hat{V}_{mod}}{\hat{V}_{tri}}$$

\hat{V}_{mod} : ampiezza massima dei segnali portanti

\hat{V}_{tri} : ampiezza massima onda triangolare

$$m_f = \frac{f_{tri}}{f_{mod}}$$

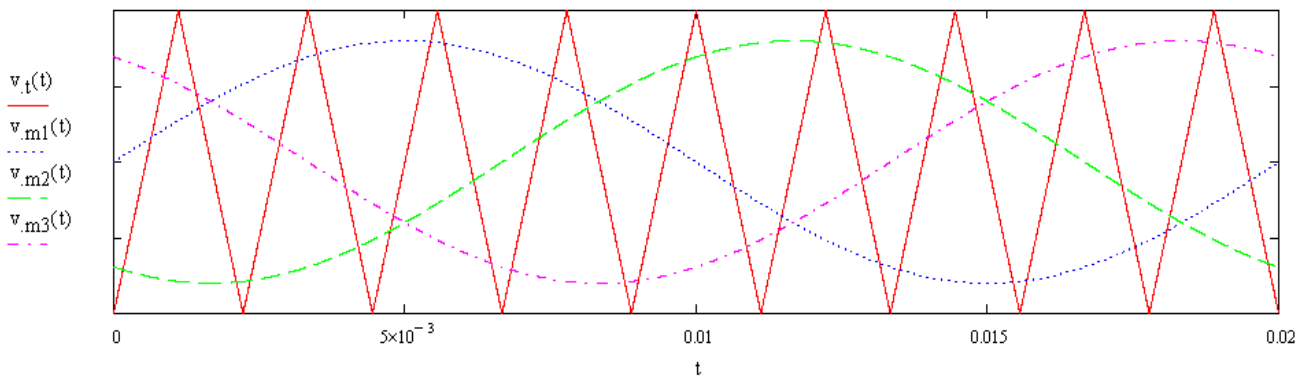


Figura 1.2 Con $m_a = 0,8$ e $m_f = 9$

Il segnale di comando degli interruttori come citato in precedenza è generato dal confronto della modulante con l'onda triangolare. Come esempio si prenda il ramo uno:

quando	$V_{mod1} > V_{tri}$	S1 è chiuso (S4 aperto)	$V_{AN} = V_{dc}$	$V_{AO} = V_{dc} / 2$
	$V_{mod1} < V_{tri}$	S4 è chiuso (S1 aperto)	$V_{AN} = 0$	$V_{AO} = - V_{dc} / 2$

Si mostra nel seguito alcune delle tensioni dell'inverter, nel caso di $m_a = 0,8$ e $m_f = 9$.

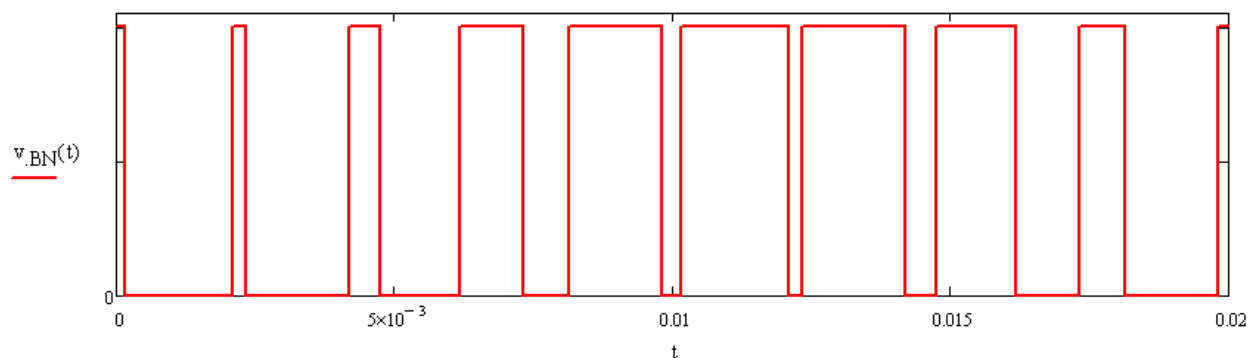
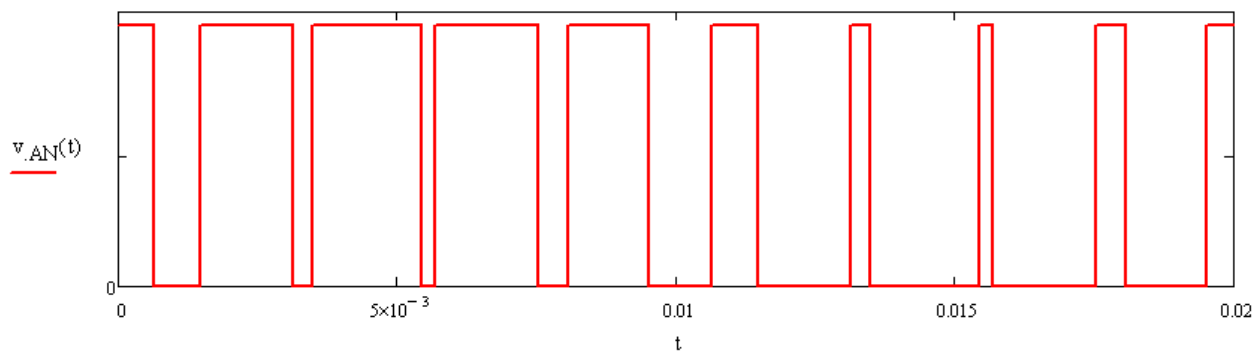


Figura 1.3 Tensioni di fase

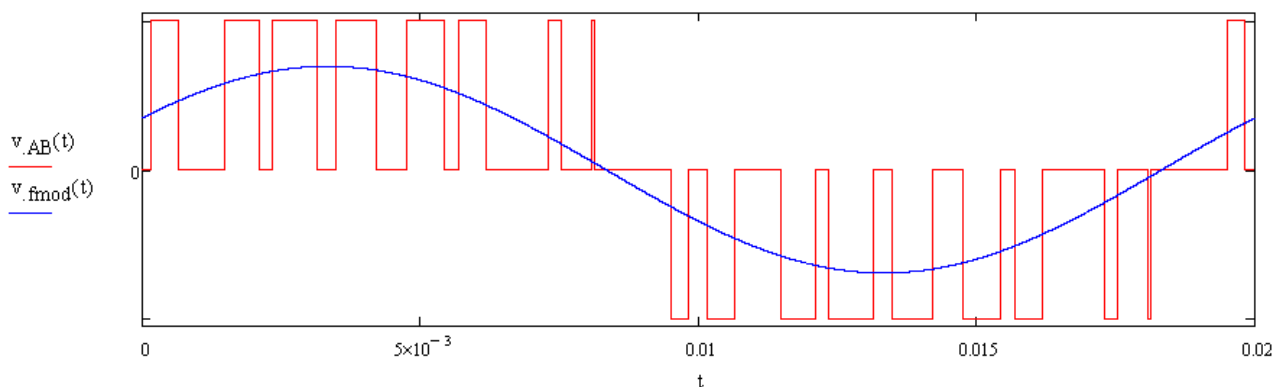


Figura 1.4 In rosso: la tensione di linea V_{ab} in uscita dall'inverter. In blu: l'armonica principale della tensione V_{ab} .

L'uso della tecnica PWM sinusoidale porta ha determinate caratteristiche della tensione generata dall'inverter. Nel seguito se ne discutono; alcune di esse si potranno verificare osservando le figure mostrate.

Nel funzionamento con $m_a \leq 1$ la prima armonica della tensione di uscita (V_{AB} , V_{BC} , V_{CA}) varia in modo lineare con il rapporto m_a . Questa modulazione è quindi detta in zona lineare. Il valore efficace della tensione V_{AB} alla frequenza fondamentale può essere scritta come:

$$V_{AB} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} * (\hat{V}_{AN})_1 = \frac{\sqrt{3}}{2 * \sqrt{2}} * m_a * V_{dc} \cong 0,612 * m_a * V_{dc}$$

Dove $(\hat{V}_{AN})_1$: il valore massimo dell'armonica fondamentale di V_{AN}

Nel funzionamento con $m_a > 1$ la prima armonica della tensione di uscita non varia in modo lineare con il rapporto m_a , questa zona è detta di sovrarmodulazione. Permette di ottenere valori più elevati della fondamentale rispetto il funzionamento nella zona lineare. Per valori elevati di m_a , l'andamento delle tensioni degenera da una forma d'onda modulata a larghezza d'impulso ad un'onda quadra.

La figura 1.5 mostra il legame tra il valore efficace della tensione V_{AB} alla frequenza fondamentale ed m_a , si può notare la zona lineare e quella in sovrarmodulazione.

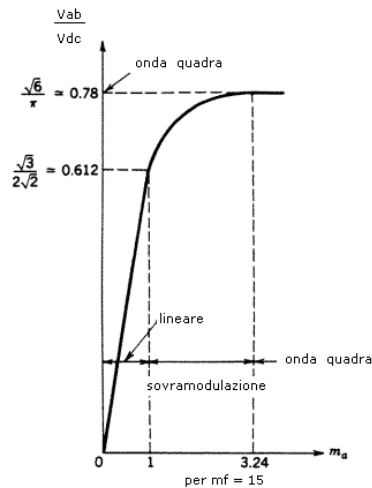


Figura 1.5

Come mostra la figura 1.4, la tensione di uscita V_{AB} è formata da impulsi tra V_{dc} e 0 o tra $-V_{dc}$ e 0. E' importante fare quindi lo studio di Fourier di tale tensione per una valutazione della distorsione armonica, eventualmente con il calcolo del THD, e per sapere dove sono posizionate le armoniche della fondamentale. Alcune proprietà sulle *armoniche* delle tensioni generate dall'inverter sono ora presentate.

Nel funzionamento in zona lineare (figure 1.6 – 1.7)

1. Con m_f numero intero (PWM sincrono), si avranno solo armoniche multiple della principale.
2. Con m_f non numero intero (PWM asincrono), si avranno subarmoniche e interarmoniche indesiderate della frequenza principale.
3. Nelle tensioni V_{AN} , V_{BN} , V_{CN} con m_f numero intero si avranno le armoniche di ordine $h=1*m_f \pm k$: con $l = 1,3,5,\dots$ e $k = 0,2,4,6,\dots$ oppure con $l = 2,4,6,\dots$ e $k = 1,3,5,\dots$
4. Con un rapporto m_f intero dispari si avranno solo armoniche dispari nelle tensioni V_{AN} , V_{BN} , V_{CN} e quindi anche nelle tensioni V_{AB} , V_{BC} e V_{CA} .
5. Scegliendo un valore di m_f dispari multiplo di tre, le tre tensioni di fase (V_{AN} , V_{BN} , V_{CN}) sono identiche e sfasate di 120° ; le armoniche della fondamentale multiple di tre sono identiche in fase e ampiezza in tutte queste tre tensioni. Questo comporta la mancanza delle armoniche multiple di tre nelle tensioni di linea di uscita (V_{AB} , V_{BC} e V_{CA}). Come mostra la figura 1.7. Le armoniche presenti in una tensione di linea sono di ordine $h = l * m_f \pm k$: con $l = 1,3,5,\dots$ e $k = 2,4,6,\dots$ oppure con $l = 2,4,6,\dots$ e $k = 1,3,5,\dots$

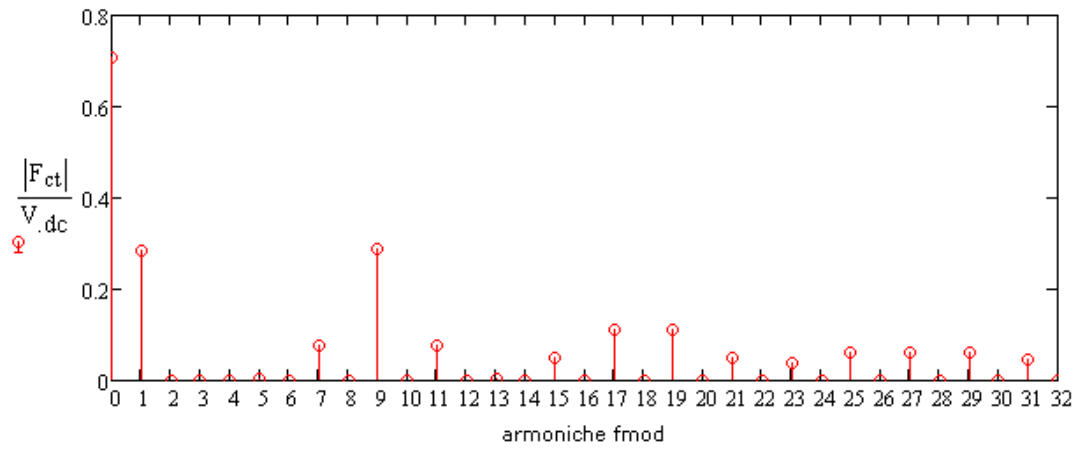


Figura 1.6 Analisi di Fourier della tensione V_{an} ($m_a = 0,8$ e $m_f = 9$)

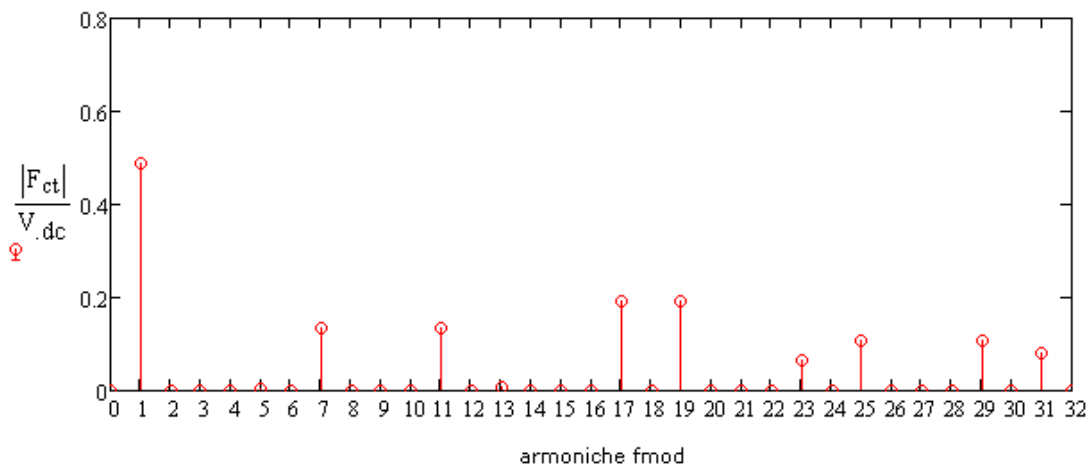


Figura 1.7 Analisi di Fourier della tensione V_{ab} ($m_a = 0,8$ e $m_f = 9$)

Nel funzionamento in sovramodulazione compaiono più armoniche attorno alle frequenze m_f e i suoi multipli. Come esempio si mostra lo spettro in frequenza della tensione di linea V_{AB} con $m_a=2$ e $m_f=9$ in figura 1.8.

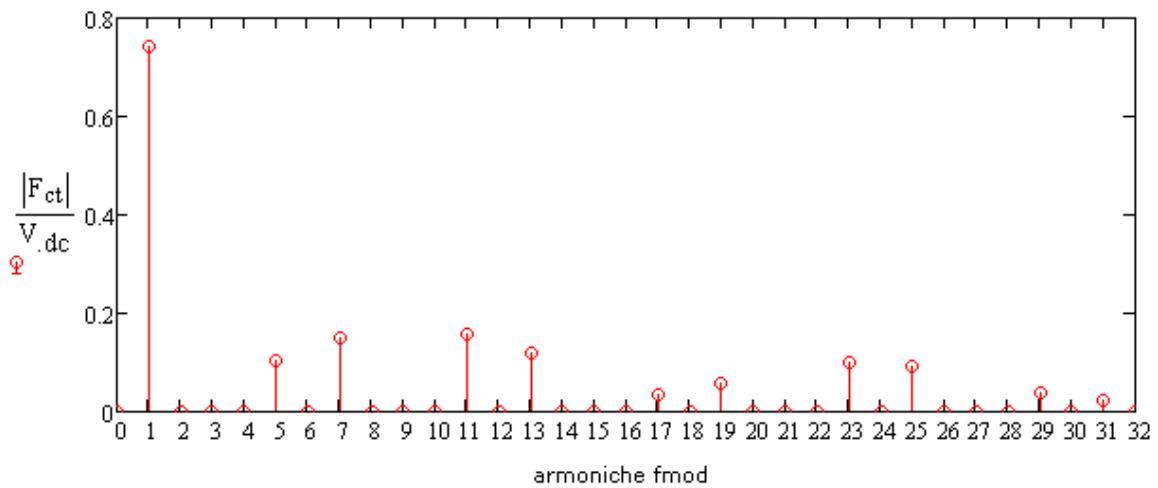


Figura 1.8 Analisi di Fourier della tensione V_{ab} ($m_a = 2$ e $m_f = 9$)

A conclusione della tecnica di modulazione PWM, si mostra nel seguito il calcolo e l'andamento nel tempo della tensione di fase applicata su un carico trifase equilibrato alimentato dall'inverter. Supponiamo che il carico in questione sia un motore asincrono trifase.

Le tre forze elettromotrici indotte in tale carico $e_a(t)$, $e_b(t)$ e $e_c(t)$ si suppongono sinusoidali e in funzionamento equilibrato la loro somma è nulla.

La tensione di fase (V_{An} , V_{bn} e V_{Cn}) può essere scritta come:

$$v_{Kn} = L * \frac{di_K}{dt} + e_K$$

inoltre

$$v_{Kn} = v_{KN} - v_{nN}$$

nel carico trifase a tre fili, si ha: $i_A + i_B + i_C = 0$

$$\text{calcolando } v_{An} + v_{Bn} + v_{Cn} = L * \frac{di_A}{dt} + e_A + L * \frac{di_B}{dt} + e_B + L * \frac{di_C}{dt} + e_C = 0$$

$$v_{AN} - v_{nN} + v_{BN} - v_{nN} + v_{CN} - v_{nN} = 0$$

$$\text{risulta quindi: } v_{nN} = \frac{1}{3} * (v_{AN} + v_{BN} + v_{CN})$$

le tensioni di fase sono quindi:

$$v_{An} = \frac{2}{3} * v_{AN} - \frac{1}{3} * (v_{BN} + v_{CN})$$

$$v_{Bn} = \frac{2}{3} * v_{BN} - \frac{1}{3} * (v_{AN} + v_{CN})$$

$$v_{Cn} = \frac{2}{3} * v_{CN} - \frac{1}{3} * (v_{BN} + v_{AN})$$

La figura 1.9 mostra la tensione di fase V_{An} nel caso di $m_a = 0,8$ e $m_f = 9$. I valori assunti da tale tensione sono $2/3 V_{dc}$, $1/3 V_{dc}$, 0 , $-1/3 V_{dc}$, $-2/3 V_{dc}$.

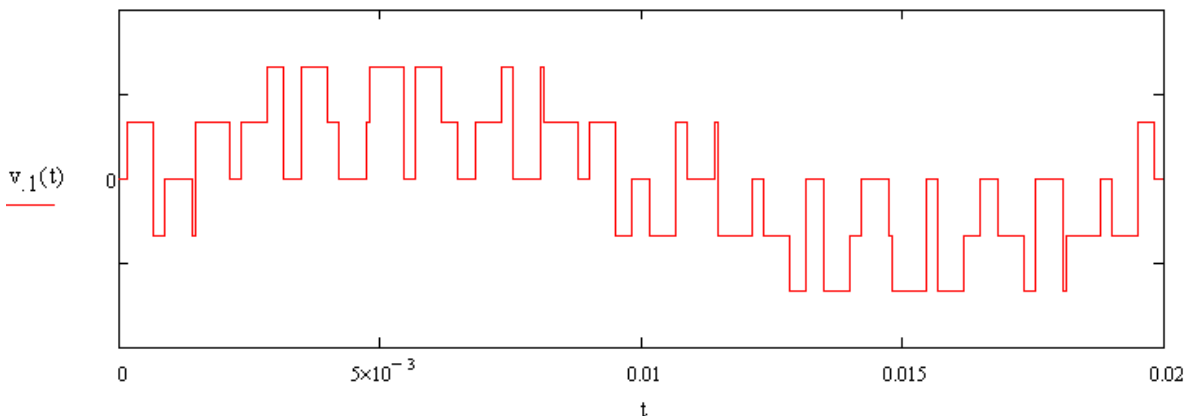


Figura 1.9

1.1.2 Controllo vettoriale (Space Vector Modulating) PWM

Questa tecnica come la PWM sinusoidale crea tensioni in uscita dell'inverter formate da impulsi a larghezza variabile. Il controllo vettoriale si differenzia perché gestisce il sistema trifase globalmente e non fase per fase. L'uso di questa tecnica permette di incrementare il campo di linearità fra i valori desiderati e quelli effettivi di tensione d'uscita, inoltre sposta le armoniche di tensione più significative verso valori di frequenza più elevati.

Gli otto stati dell'inverter trifase sono caratterizzati da una terna di bit ($h_A h_B h_C$), uno per ciascun ramo; lo stato "1" indica che l'interruttore collegato alla polarità positiva (S_1, S_3, S_5) del bus in continua è chiuso mentre l'altro è aperto (S_2, S_4, S_6), lo stato "0" significa il contrario. Il sistema trifase è considerato globalmente perché viene applicata la trasformata di Park su assi fissi alle tre tensioni d'uscita dell'inverter; si ottengono quindi otto vettori rappresentabili sul piano complesso (α - β), uno per ogni stato dell'inverter.

Data la terna di tensioni v_{AN} , v_{BN} e v_{CN} dell'inverter, in valori istantanei, i componenti di Park si calcolano attraverso una trasformazione lineare a coefficienti reali costanti.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} & -1/\sqrt{6} & -1/\sqrt{6} \\ 0 & 1/\sqrt{2} & -1/\sqrt{2} \\ 1/\sqrt{3} & 1/\sqrt{3} & 1/\sqrt{3} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} v_{AN} \\ v_{BN} \\ v_{CN} \end{bmatrix}$$

Il vettore di Park è calcolabile nei seguenti modi:

$$V = v_\alpha + j * v_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}} * (v_{AN} + \alpha * v_{BN} + \alpha^2 * v_{CN}) = \sqrt{\frac{2}{3}} * V_{dc} (h_A + \alpha * h_B + \alpha^2 * h_C)$$

La tabella 2 mostra gli otto stati dell'inverter con le diverse variabili, mentre la figura 1.10 rappresenta sul piano complesso i corrispondenti vettori di Park.

Tabella 2

Stato	bit	v_{AN}	v_{BN}	v_{CN}	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}	Vettore
0	000	0	0	0	0	0	0	V_0
1	001	0	0	Vdc	0	-Vdc	Vdc	V_1
2	010	0	Vdc	0	-Vdc	Vdc	0	V_2
3	011	0	Vdc	Vdc	-Vdc	0	Vdc	V_3
4	100	Vdc	0	0	Vdc	0	-Vdc	V_4
5	101	Vdc	0	Vdc	Vdc	-Vdc	0	V_5
6	110	Vdc	Vdc	0	0	Vdc	-Vdc	V_6
7	111	Vdc	Vdc	Vdc	0	0	0	V_7

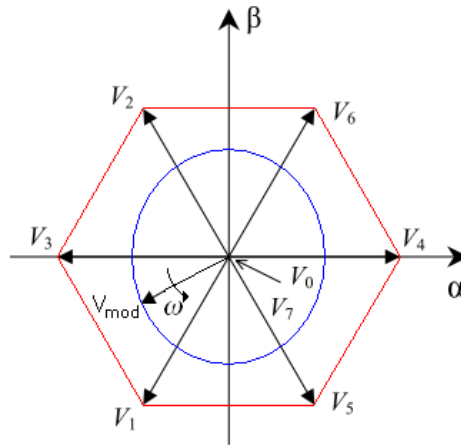


Figura 1.10 Gli otto stati del vettore di Park

Gli stati 0 e 7, che corrispondono rispettivamente agli interruttori superiori tutti aperti oppure a quelli inferiori tutti aperti, sono detti stati inattivi poiché il vettore di Park delle tensioni risulta nullo. Negli altri casi il vettore di Park ha modulo pari a $\sqrt{\frac{2}{3}} * V_{dc}$; lo sfasamento tra due successivi vettori è pari a 60° .

Tre tensioni sinusoidali equilibrate sfasate tra di loro di 120° elettrici danno origine a un vettore di Park avente modulo costante e ruotante con velocità angolare uniforme (il vettore V_{mod} nella figura 1.10), pari alla pulsazione ω delle tensioni. Obiettivo del controllo vettoriale è quindi approssimare con un processo di campionamento il movimento rotante del vettore V_{mod} , attraverso gli otto stati possibili dell'inverter; durante il periodo di campionamento il vettore V_{mod} è considerato costante, ovvero fisso in una determinata posizione.

In generale, il vettore V_{mod} non coincide con nessuno degli stati che l'inverter è in grado di fornire. E' però possibile applicare una successione di vettori (presi tra V_1, \dots, V_7) in modo che il loro valore medio nel periodo di campionamento (T_c) dia come risultato V_{mod} . Se V_{mod} si trova tra il vettore V_n e V_{n+1} , si useranno nella successione gli stati corrispondenti a questi due vettori più uno stato inattivo.

Come esempio si guardi la figura 1.10 dove il vettore V_{mod} sarà ottenuto da una sequenza di V_1, V_3 e V_0 o V_7 . Il tempo di applicazione di ogni vettore (t_1, t_3 e t_0) si calcola come segue:

dati
$$V_{mod} = V_{mod,\alpha} + j * V_{mod,\beta}$$

$$V_1 = V_{1,\alpha} + j * V_{1,\beta} \qquad V_3 = V_{3,\alpha} + j * V_{3,\beta}$$

Viene posta la condizione:
$$V_{mod} = \frac{t_1}{T_c} * V_1 + \frac{t_3}{T_c} * V_3 + \frac{t_0}{T_c} * 0$$

quindi:
$$V_{mod,\alpha} = \frac{t_1}{T_c} * V_{1,\alpha} + \frac{t_3}{T_c} * V_{3,\alpha}$$

$$V_{mod,\beta} = \frac{t_1}{T_c} * V_{1,\beta} + \frac{t_3}{T_c} * V_{3,\beta}$$

Da queste ultime si calcola t_1 e t_3 . Il tempo di applicazione dello stato inattivo risulta: $t_0 = T_c - t_1 - t_3$.

Trovati gli stati dell'inverter e il loro tempo di applicazione da impiegare in un determinato periodo di campionamento, risulta ancora indeterminato: la sequenza degli stati nel periodo T_c , lo stato inattivo da utilizzare e la frequenza di campionamento.

Non esiste un approccio sistematico per determinare la sequenza ottimale che mi riduca la distorsione armonica delle tensioni d'uscita dell'inverter. Per l'esempio precedente ci sono diverse possibili sequenze, come: $V_1-V_3-V_0$, $V_0-V_1-V_3-V_0$, $V_0-V_1-V_3-V_1-V_0$, $V_0-V_1-V_3-V_3-V_1-V_0$, ...

Studi e prove effettuate hanno mostrato come la distribuzione del tempo t_0 tra gli altri due stati, e la scelta dello stato inattivo (V_0 o V_7) influenzano la presenza di armoniche nella tensione e il campo di linearità tra i valori desiderati e quelli ottenuti. Inoltre la scelta di una frequenza di campionamento pari a un multiplo intero di sei della frequenza fondamentale delle tensioni d'uscita, permette di ridurre il contenuto armonico poiché si suddivide in modo uguale i sei settori che compongono l'esagono degli stati dell'inverter.

In generale si cerca la sequenza che minimizzi la presenza di armoniche nelle tensioni, minimizzi il numero di commutazioni degli interruttori per passare da uno stato al successivo.

Il rapporto di modulazione d'ampiezza massima ottenibile con questa tecnica è $m_a = 1,105$. Tale valore corrisponde al funzionamento in onda quadra. Il limite per restare nella sinusoidalità è 0,956 e corrisponde a operare nel cerchio inscritto nell'esagono formato dai sei vettori di Park, come mostrato la figura 1.11.

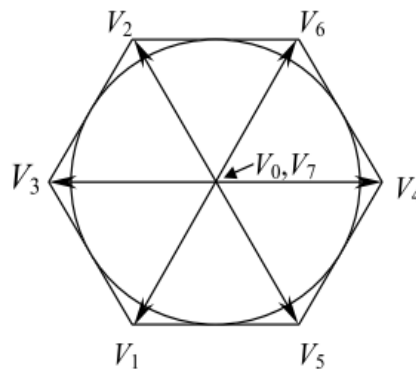


Figura 1.11

1.1.3 Commutazione con eliminazione programmata delle armoniche PWM

Questa tecnica si basa sull'idea di avere in uscita dall'inverter una forma d'onda quadra (simmetrica e speculare) frazionata in un certo numero di intervalli; come mostra la figura 1.12. Esiste una relazione matematica univoca tra l'insieme degli angoli di commutazione $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots$ con l'ampiezza della tensione fondamentale e delle armoniche; agendo quindi sugli N angoli di commutazione è possibile controllare il valore di N grandezze: sono quindi possibili differenti modalità di controllo. Una soluzione può essere quella di annullare l'ampiezza di $N-1$ armoniche e utilizzare l'ultima relazione matematica per il controllo della fondamentale.

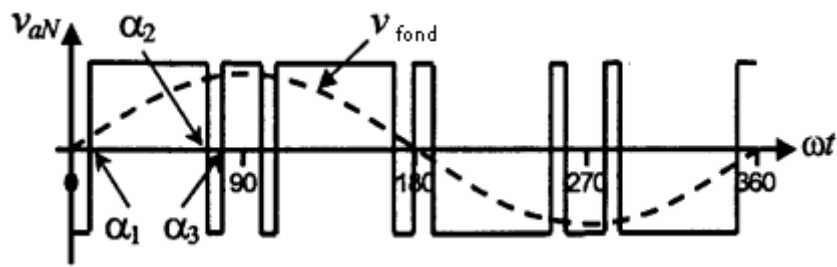


Figura 1.12

1.1.4 Modulazione con regolazione della corrente PWM

Questa tecnica PWM controlla la commutazione degli interruttori in base al confronto della corrente effettiva lato alternata dell'inverter rispetto a un valore di riferimento, ovvero una banda di isteresi. Le figure 1.13 mostrano il funzionamento di questa tecnica di modulazione sul singolo ramo. Quando la corrente effettiva in uscita dall'inverter i_A attraversa i limiti della banda di isteresi posta attorno all'andamento voluto, avviene una commutazione. Se i_A supera il limite superiore l'interruttore $TA+$ viene aperto mentre $TA-$ viene chiuso; in questo modo la corrente inizia a decrescere fino a quando raggiunge il limite inferiore della banda causando la commutazione inversa della precedente.

La frequenza di commutazione degli interruttori dipende da quanto velocemente la corrente passa da un limite all'altro; inoltre come si può notare dalla figura 1.13, tale frequenza durante un periodo della corrente non rimane costante, ma varia con la forma d'onda della corrente.

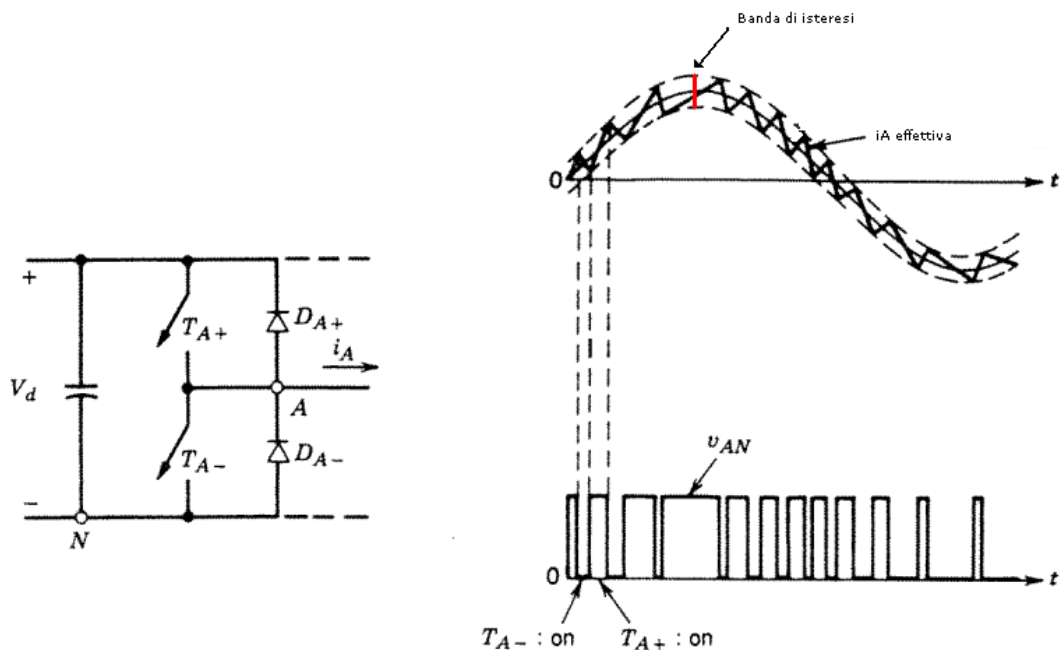


Figura 1.13

1.1.5 Funzionamento ad onda quadra

Nel funzionamento ad onda quadra ogni interruttore è chiuso per 180° elettrici. La figura 1.14 mostra le tensioni di fase generate dall'inverter e la tensione concatenata.

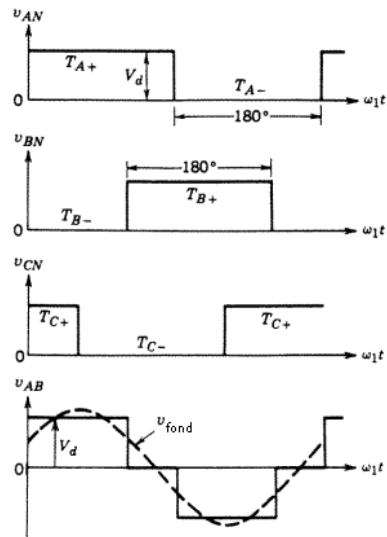


Figura 1.14

1.2 Inverter Multilivello (VSI)

L'inverter multilivello [2-3-4] nasce per soddisfare diverse esigenze, per risolvere problematiche e limiti tecnici dell'inverter a due livelli. Va comunque notato come la realizzazione pratica di strutture multilivello è stata permessa grazie alla continua evoluzione degli interruttori elettronici di potenza.

A pari tensioni e potenze un inverter multilivello presenta uno spettro armonico delle tensioni migliore di quello dell'inverter a due livelli. Avendo infatti più livelli di tensione, riesce a ricostruire in uscita una forma d'onda di tensione più vicina alla sinusoidale, riducendo così il contenuto armonico della tensione e della corrente assorbita dal carico. Alcuni effetti della riduzione del contenuto armonico nelle correnti sono, nel caso di macchine elettriche rotanti come carico:

- una riduzione delle perdite nel ferro e nel rame;
- una riduzione di interferenze elettromagnetiche (EMI) causate dalle armoniche di corrente;
- delle riduzioni di oscillazioni di coppia che alle basse velocità possono entrare in risonanza con le oscillazioni proprie degli organi meccanici causando danni alla struttura.

Gli inverter a due livelli se utilizzati in applicazioni di media tensione devono far fronte a diverse problematiche. L'alta variazione di tensione (dV/dt) in corrispondenza delle commutazioni degli interruttori causa effetti negativi al carico; per esempio, se il carico è una macchina elettrica nascono correnti ai cuscinetti e stress all'isolamento. L'uso di inverter multilivello riduce invece i gradienti di tensione dV/dt ; inoltre si possono evitare le difficoltà degli inverter a due livelli legate all'uso di connessioni serie delle valvole di potenza: quali la equa divisione di tensione e la sincronizzazione dei segnali di comando.

Come presentato in precedenza l'uso di inverter multilivello permette di avere qualità di tensioni in uscita migliori; ci sono altre motivazioni che favoriscono il loro uso rispetto ai normali due livelli, queste saranno evidenziate nelle trattazioni successive. Quanto esposto in breve motiva il largo impiego di inverter multilivello in media tensione.

Nel seguito sono mostrate le principali strutture di inverter multilivello:

- Neutral-Point-Clamped Inverter [2-4]
- Flying Capacitors [2-4]
- Inverter multilivello a cascata [2-4]

Inoltre viene estesa la tecnica di controllo PWM sinusoidale, e un breve accenno alla tecnica SVM PWM, per gli inverter multilivello di tipo Neutral Point Clamped perché oggetto di studio del presente lavoro.

1.2.1.1 Neutral-Point-Clamped Inverter (NPC inverter)

La classificazione di questa tipologia è fatta in base al numero di livelli possibili della tensione tra il punto medio del bus in continua e il punto medio del ramo dell'inverter.

Il ramo di un Neutral Point Clamped inverter a tre livelli è mostrato in figura 1.15. Confrontando questo ramo con quello di un inverter a due livelli si possono notare le differenze strutturali dei due circuiti. Nel ramo a tre livelli: sono presenti il doppio di interruttori e diodi in antiparallelo, inoltre ci sono ulteriori diodi (chiamati diodi di clamping) collegati al punto medio del bus in continua tramite due capacità di uguale valore. I livelli possibili di V_{AO} sono: $V_{dc}/2$, 0 e $-V_{dc}/2$.

Il controllo non permette la chiusura contemporanea dei quattro interruttori (S_{a1} , S_{a2} , S_{a3} , S_{a4}) per evitare un corto circuito della tensione continua di ingresso, in modo analogo non permette l'apertura contemporanea dei quattro interruttori per evitare una tensione d'uscita V_{AO} indefinita. La tabella 3 riassume gli stati degli interruttori corrispondenti a una determinata tensione d'uscita. Si può notare come il segnale di controllo dell'interruttore S_{a1} è opposto a quello di S_{a3} , in modo analogo quello di S_{a2} è opposto a quello di S_{a4} .

I tre rami dell'inverter essendo in parallelo possono lavorare indipendentemente, creano così in uscita le tre tensioni di fase sfasate tra di loro di 120° elettrici. In questa tipologia a tre livelli la tensione di blocco dei vari componenti elettronici è di $V_{dc}/2$, a confronto con quella dei componenti in un inverter a due livelli che risulta pari all'intera tensione V_{dc} d'ingresso.

Tabella 3

S_{a1}	S_{a2}	S_{a3}	S_{a4}	V_{AO}	Componenti in conduzione
On	On			$V_{dc}/2$	se $i_o > 0$ S_{a1}, S_{a2} se $i_o < 0$ D_{a1}, D_{a2}
	On	On		0	se $i_o > 0$ D_{ca1}, S_{a2} se $i_o < 0$ D_{ca2}, S_{a3}
		On	On	$-V_{dc}/2$	se $i_o > 0$ D_{a3}, D_{a4} se $i_o < 0$ S_{a3}, S_{a4}

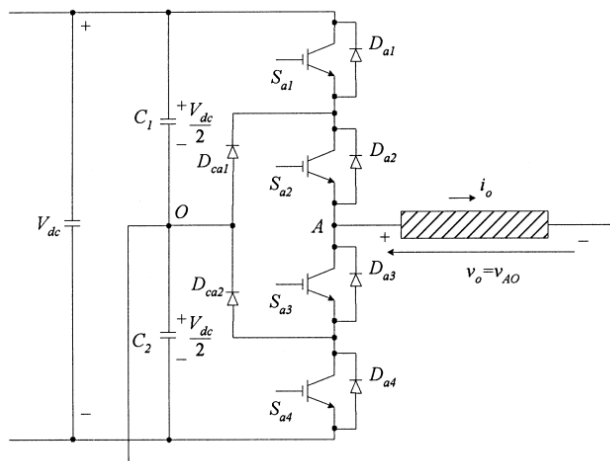


Figura 1.15 Inverter Multilivello NPC

In generale, per creare un inverter trifase a N livelli la struttura circuitale sarà formata da $(N-1)*2*6$ interruttori e diodi in antiparallelo, $(N-1)*(N-2)*3$ diodi di clamping e $(N-1)$ capacità. La figura 1.16 mostra il ramo di un Neutral Point Clamped inverter a cinque livelli. Nella tabella 4 sono rappresentati i cinque livelli della tensione V_{AN} e i corrispondenti stati degli interruttori.

Per alti valori di N, il vantaggio principale di questa tipologia risulta la modesta distorsione armonica delle tensioni. Le tensioni in uscita variano con step pari a $V_{dc}/(N-1)$, questo permette di ridurre i gradienti di tensione dV/dt rispetto all'inverter a due livelli in cui gli step sono di V_{dc} .

Nascono però svantaggi nell'avere un alto valore di N: la struttura richiede infatti un valore eccessivo di diodi; inoltre è difficile garantire una ripartizione di tensione V_{dc} equilibrata tra i diversi condensatori collegati al bus in continua.

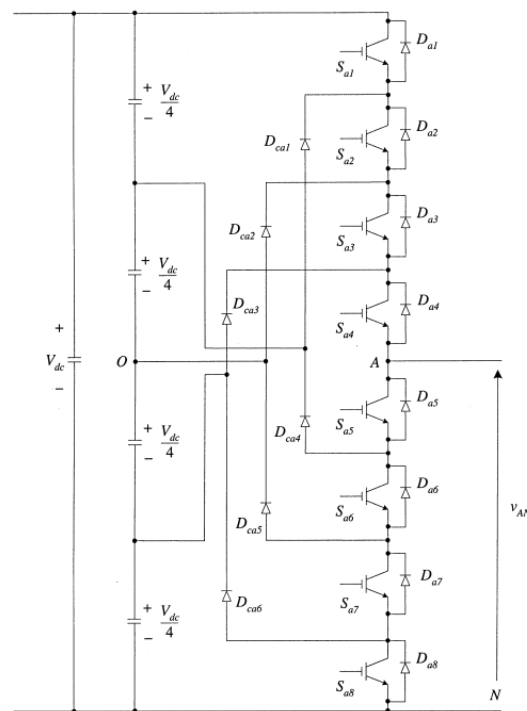


Figura 1.16 Inverter a 5 livelli NPC

Tabella 4

V_{AN}	V_{dc}	$\frac{3}{4} V_{dc}$	$\frac{1}{2} V_{dc}$	$\frac{1}{4} V_{dc}$	0
S_{a1}	On				
S_{a2}	On	On			
S_{a3}	On	On	On		
S_{a4}	On	On	On	On	
S_{a5}		On	On	On	On
S_{a6}			On	On	On
S_{a7}				On	On
S_{a8}					On

1.2.1.2 Flying Capacitors

Il *flying capacitor* inverter multilivello ha come principio di funzionamento l'aggiunta di capacità (ausiliarie) caricate ad una determinata tensione e con la possibilità di essere inserite, grazie all'accensione o allo spegnimento di determinati interruttori, in serie con la tensione V_{dc} in modo da creare nuovi livelli di tensione d'uscita. In figura 1.17 viene mostrato un ramo di un inverter a 5 livelli. Per realizzare un inverter a N livelli bisogna avere $N-1$ capacità principali (quelle sul bus in continua), e $(N-1)*(N-2)/2$ capacità ausiliarie per ogni ramo.

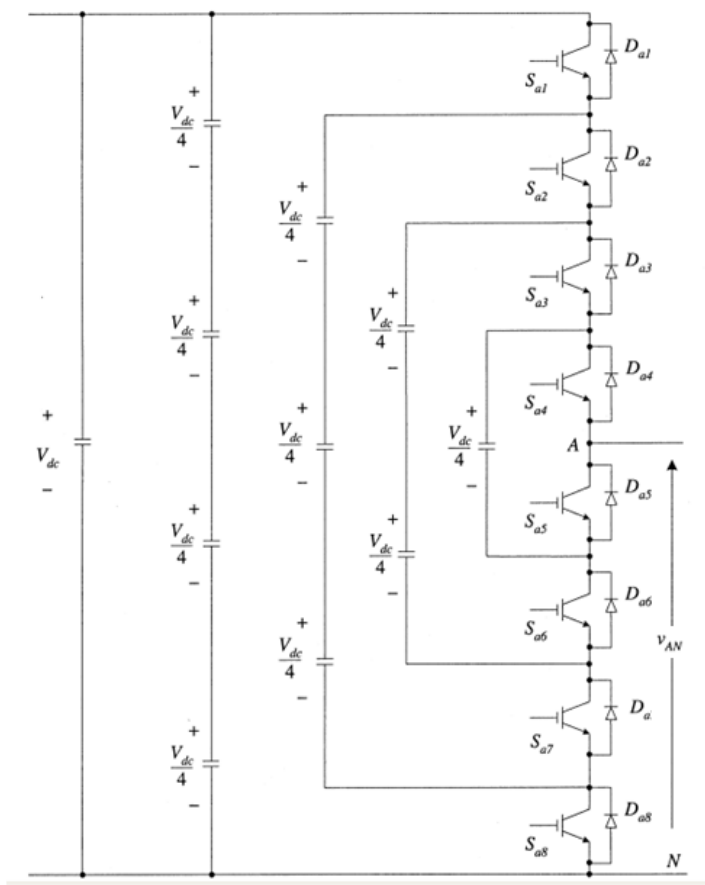


Figura 1.17 Ramo di un Inverter Multilivello Flying Capacitors

Tabella 5

V_{AN}	V_{dc}	$\frac{3}{4} V_{dc}$	$\frac{1}{2} V_{dc}$	$\frac{1}{4} V_{dc}$	0
Sa1	On	On	On	On	
Sa2	On	On	On		
Sa3	On	On			
Sa4	On				
Sa5		On	On	On	On
Sa6			On	On	On
Sa7				On	On
Sa8					On

La tabella 5 mostra i possibili livelli di tensione in uscita con i corrispondenti stati di accensione o spegnimento degli interruttori. Esiste una proprietà di ridondanza poiché esistono più combinazioni per creare uno stesso livello di tensione V_{AN} .

Per alti valori di N , il maggior vantaggio di questa tipologia risulta una tensione di uscita prossima alla sinusoidale. Gli svantaggi sono: l'alto numero di capacità da impiegare, un controllo del sistema complesso con N elevati, in particolare la carica di tutte le capacità.

1.2.1.3 Inverter multilivello a cascata

In questa tipologia, si collegano in serie un numero N di inverter monofase per creare la singola tensione di fase dell'inverter multilivello. Ogni inverter monofase crea in uscita tre livelli ($-V_{dc}$, 0 , V_{dc}) ed è alimentato da una propria sorgente di tensione continua.

Nella figura 1.18 viene mostrato un ramo di un inverter multilivello (9 livelli) trifase a cascata.

Dati N inverter monofase in serie per ogni fase, si ottiene un inverter trifase con le tensioni formate da $2N+1$ livelli possibili. Nella figura 1.19 vengono mostrate le tensioni in uscita dei 4 inverter monofase, gli angoli α mostrano i diversi controlli degli interruttori sui 4 inverter; infine viene mostrata la tensione $V_{AN}=V_1+V_2+V_3+V_4$ di fase dell'inverter multilivello.

Vantaggi di questa tipologia sono la creazione di tensioni multilivello simili a onde sinusoidali e quindi con poca distorsione armonica, il controllo è semplice, inoltre non si ha la presenza di diodi clamping o capacità ausiliarie. Lo svantaggio principale è la necessità di avere sorgenti di tensione isolate tra loro galvanicamente per alimentare i vari inverter monofase; questo può limitare l'uso di tale tipologia.

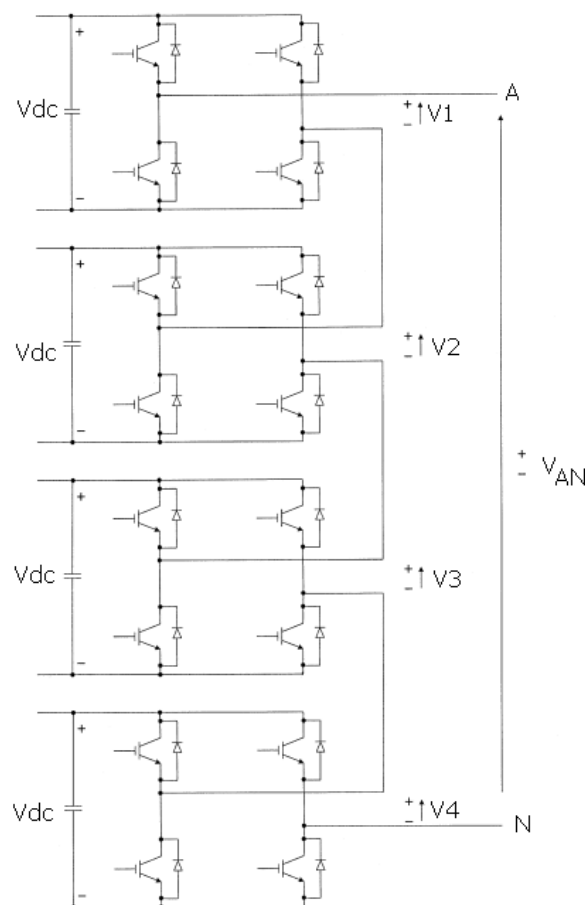


Figura 1.18 Ramo di un Inverter Multilivello a Cascata

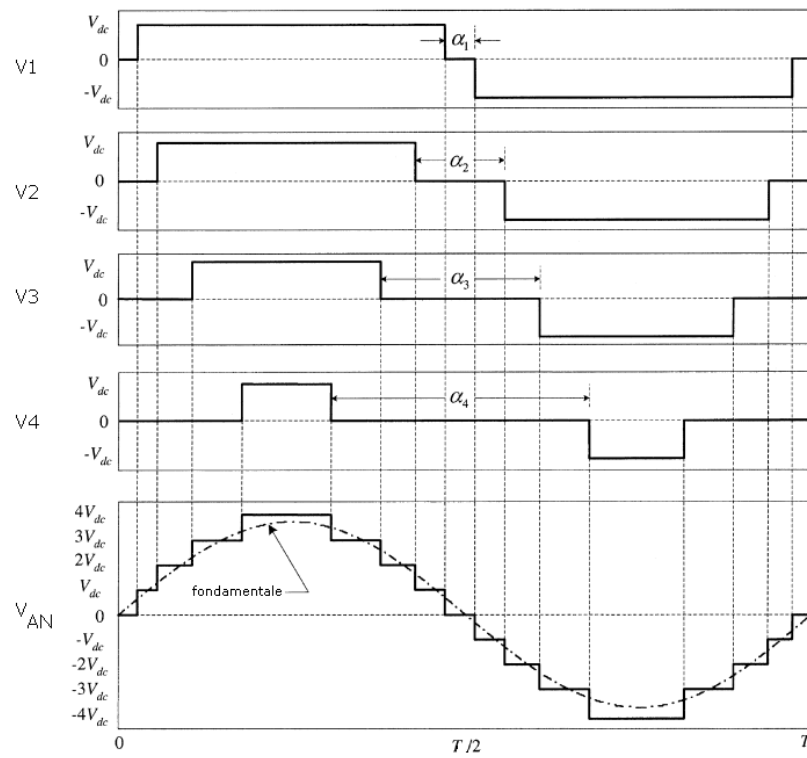


Figura 1.19

1.2.2.1 PWM Sinusoidale

La tecnica PWM sinusoidale può essere utilizzata per il controllo dell'inverter multilivello [2-3]; risulta la più utilizzata per inverter a due o tre livelli perché semplice e allo stesso tempo permette di ottenere buoni risultati.

Negli inverter trifase a due livelli il controllo si basa sul confronto di tre segnali sinusoidali di controllo sfasati tra di loro di 120° elettrici (segnali modulanti), uno per ogni fase, e un'onda triangolare (segnale portante). Generalizzando ad un inverter a N livelli di tensione, il controllo confronta tre segnali sinusoidali sfasati tra di loro di 120° elettrici, uno per ogni fase, con N-1 segnali portanti.

Le portanti sono segnali triangolari aventi la stessa frequenza, la stessa ampiezza massima e sono disposte su più strati tra loro contigui. Lo zero di riferimento è posto nel punto di mezzo del set di portanti. Ci possono essere diverse modalità di disposizione delle portanti [3-5], nella presente trattazione verrà utilizzata la disposizione PO (phase opposition): ovvero le portanti sopra il riferimento di zero sono in fase tra di loro e in opposizione di fase con quelle al di sotto dello zero.

Negli inverter multilivello il rapporto di modulazione d'ampiezza (m_a) e il rapporto di modulazione di frequenza (m_f) sono definiti dalle seguenti relazioni:

$$m_a = \frac{\hat{V}_{mod}}{(N - 1) * \hat{V}_{tri}}$$

\hat{V}_{mod} : ampiezza massima del segnale portante

\hat{V}_{tri} : ampiezza massima onda triangolare

N: numero livelli dell'inverter

$$m_f = \frac{f_{portanti}}{f_{modulante}}$$

Analogamente come nel due livelli, la frequenza principale delle tensioni generate dall'inverter è pari alla frequenza delle modulanti; inoltre se si lavora nella zona lineare ($m_a \leq 1$), l'ampiezza dell'armonica principale è linearmente proporzionale al rapporto di modulazione.

Nel seguito viene mostrato come la tecnica di controllo PWM interviene sugli interruttori di un NPC inverter a tre livelli, mostrato in figura 1.20. Preso in considerazione solo il ramo della fase A, interessa capire come vengono generati i segnali di controllo dei quattro interruttori (S_{a1} , S_{a2} , S_{a3} , S_{a4}); mostrando come il segnale di controllo dell'interruttore S_{a1} è opposto a quello di S_{a3} , in modo analogo quello di S_{a2} è opposto a quello di S_{a4} .

Il controllo per gestire il ramo della fase A confronta il segnale sinusoidale modulante relativo a tale fase (v_{mod1}) con due onde triangolari, quella superiore (v_{t1}) allo zero di riferimento e quella inferiore (v_{t2}); come mostra la figura 1.21. Da notare lo sfasamento nullo tra il segnale modulante e le portanti triangolari, ovvero si ha il contemporaneo passaggio per lo zero della modulante (nel punto a derivata positiva) e delle due portanti.

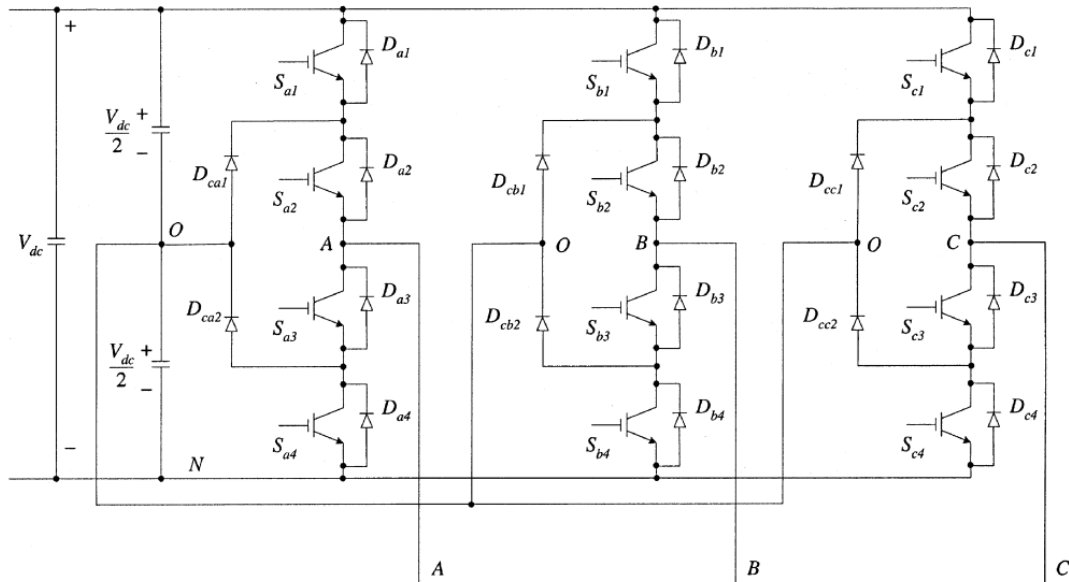


Figura 1.20 Inverter NPC a Tre Livelli

Dal confronto di v_{mod1} e v_{t1} viene creato il segnale di comando dell'interruttore S_{a1} , e quindi anche di S_{a3} . Quando:

$$\begin{aligned} v_{mod1} > v_{t1} & \quad S_{a1} \text{ chiuso} & \quad (S_{a3} \text{ aperto}) \\ v_{mod1} < v_{t1} & \quad S_{a1} \text{ aperto} & \quad (S_{a3} \text{ chiuso}) \end{aligned}$$

Dal confronto di v_{mod1} e v_{t2} viene creato il segnale di comando dell'interruttore S_{a2} , e quindi anche di S_{a4} . Quando:

$$\begin{aligned} v_{mod1} > v_{t2} & \quad S_{a2} \text{ chiuso} & \quad (S_{a4} \text{ aperto}) \\ v_{mod1} < v_{t2} & \quad S_{a2} \text{ aperto} & \quad (S_{a4} \text{ chiuso}) \end{aligned}$$

In base allo stato dei quattro interruttori si avrà una tensione V_{AN} pari a uno dei tre livelli possibili: V_{dc} , $V_{dc}/2$ e 0; come mostra la tabella 6.

Tabella 6

S_{a1}	S_{a2}	S_{a3}	S_{a4}	V_{AN}
On	On			V_{dc}
	On	On		$V_{dc}/2$
		On	On	0

Nel seguito sono mostrati gli andamenti nel tempo della tensione di fase, della tensione concatenata di uscita dell'inverter a tre livelli, e dei segnali di controllo degli interruttori; con $m_a = 0,8$ e $m_f = 15$.

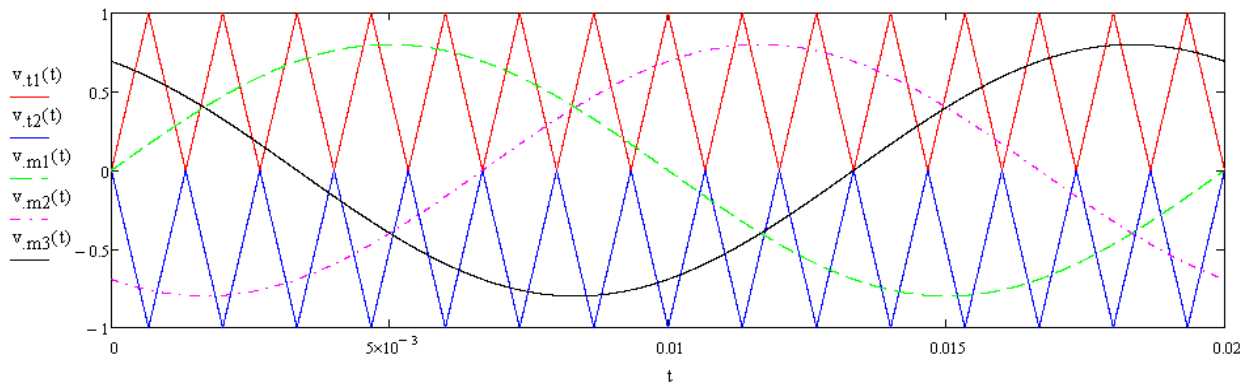


Figura 1.21 Segnali portanti e modulanti, con $m_a = 0,8$ e $m_f = 15$

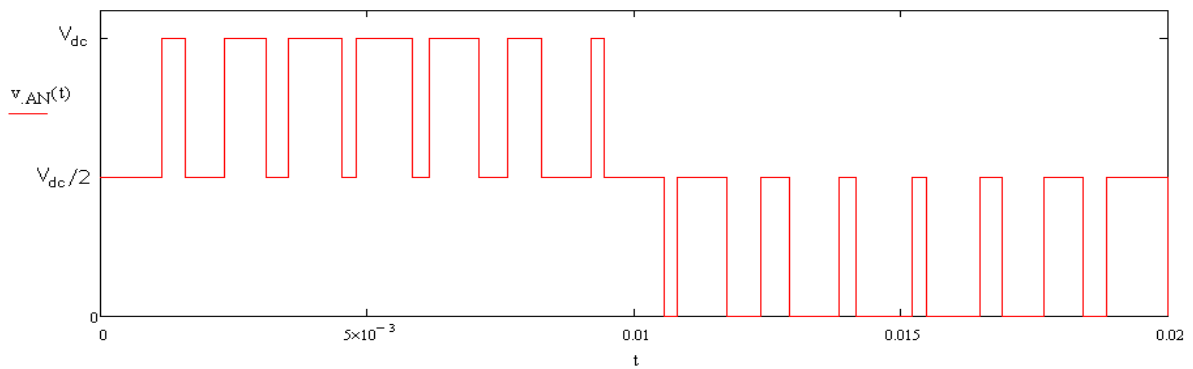


Figura 1.22 Tensione di fase VAN

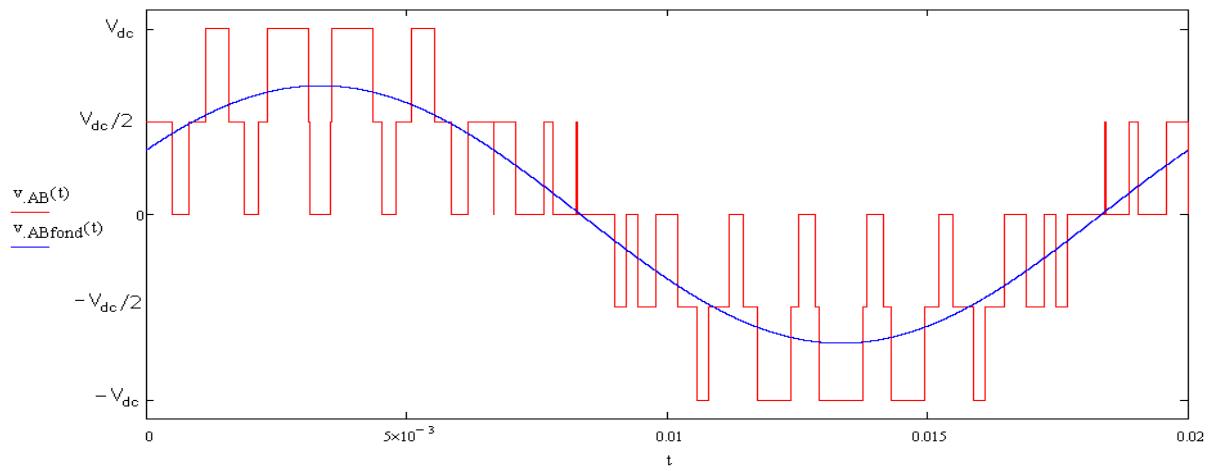


Figura 1.23 Tensione VAB (in rosso), armonica fondamentale della tensione VAB (in blu)

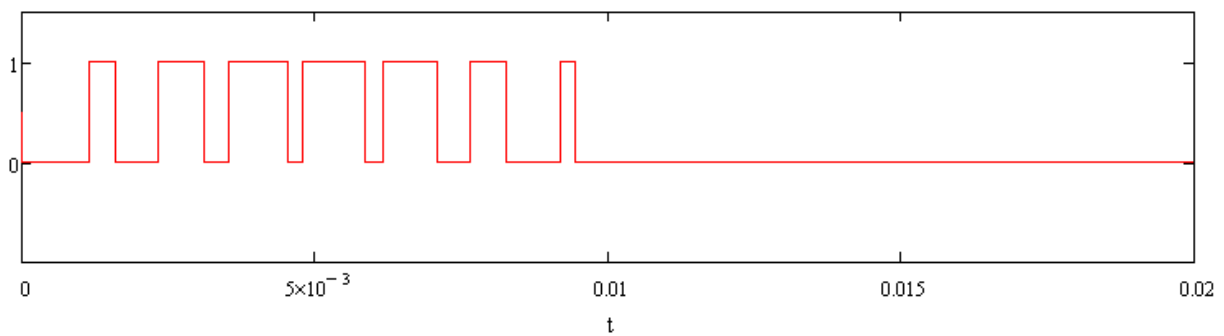


Figura 1.24 Segnale di controllo dell'interruttore Sa1

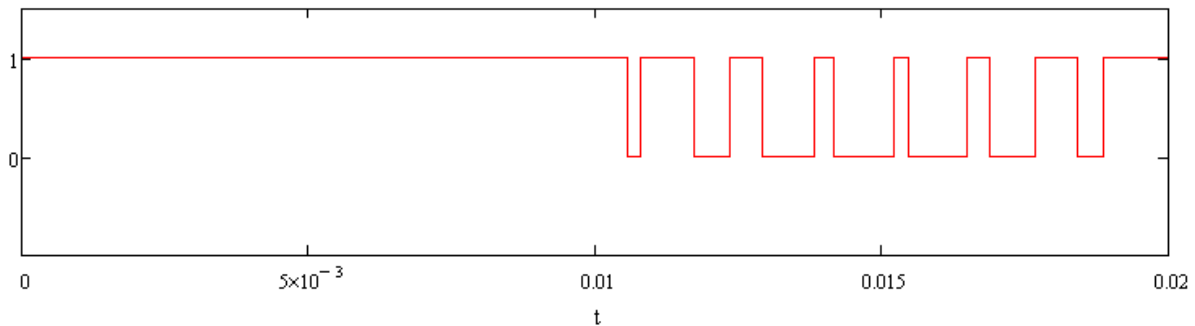


Figura 1.25 Segnale di controllo dell'interruttore Sa2

L'uso dell'inverter multilivello riduce la perdita per commutazione rispetto all'inverter a due livelli, questo principalmente perché la tensione di blocco delle valvole è minore (la metà).

Inoltre a pari m_f e con $m_a < 1$, nell'inverter a due livelli in un periodo della modulante ($1/f_m$) avvengono $2 \cdot m_f$ commutazioni. Invece nell'inverter multilivello può esserci un numero di commutazioni minori, uguali o maggiori di $2 \cdot m_f$. Agendo sullo sfasamento tra il set di modulanti e i segnali portanti è possibile minimizzare il numero di commutazioni totali all'interno del periodo della modulante, riducendo in tal modo le perdite per commutazione [6].

Nell'inverter a due livelli la frequenza di commutazione della singola valvola corrisponde alla frequenza del segnale portante, con $m_a < 1$. Nell'inverter multilivello invece la frequenza di commutazione della singola valvola risulta minore della frequenza del set di portanti. Le figure 1.24 e 1.25 mostrano il segnale di comando degli interruttori S_{a1} e S_{a2} , si può notare come le commutazioni delle valvole avvengono solo durante una porzione del periodo della modulante; questo permette di ridurre la frequenza di commutazione media delle valvole sul periodo della modulante.

In un inverter a tre livelli: la frequenza di commutazione media sul periodo della modulante di un interruttore risulta minore della $f_{portante}/2$.

Nel funzionamento in zona lineare ($m_a \leq 1$), l'analisi di Fourier in figura 1.26 delle tensioni di linea (V_{AB} , V_{BC} e V_{CA}) mostra la presenza di armoniche posizionate attorno alla frequenza delle portanti e ai suoi multipli; come nell'inverter a due livelli. Un'analisi più approfondita delle armoniche presenti nelle tensioni generate da un inverter a tre livelli sarà sviluppata nei capitoli successivi.

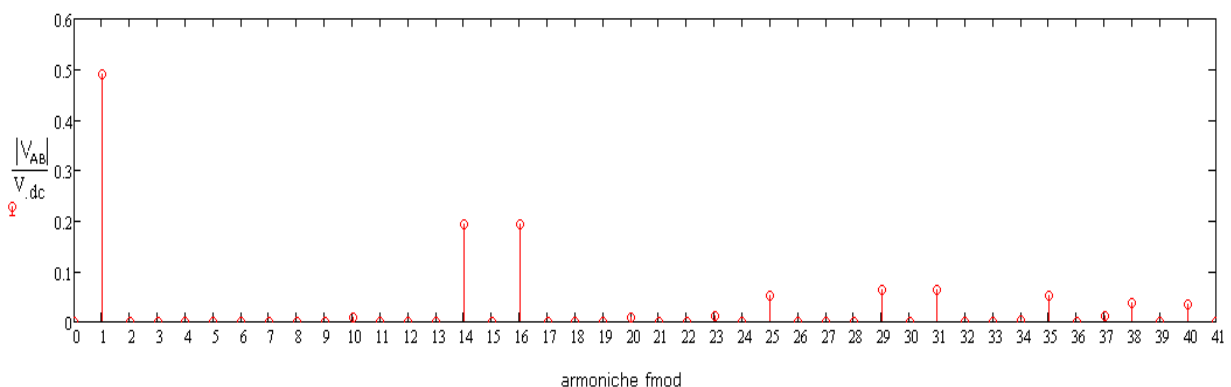


Figura 1.26 Analisi di Fourier della tensione VAB

Si introduce infine la grandezza “tensione di modo comune”; tale grandezza rappresenta il potenziale tra il centro stella delle tensioni in uscita dall’inverter (V_{AO} , V_{BO} e V_{CO}) e la terra, in altri termini la tensione di sequenza zero generata dall’inverter. La tensione di modo comune nasce perché la terna di tensioni PWM creata dall’inverter non è simmetrica, ovvero la somma istantanea delle tre tensioni non ha valore nullo. Può essere definita con la seguente formula [7]:

$$v_{mc}(t) = \frac{v_{AO}(t) + v_{BO}(t) + v_{CO}(t)}{3}$$

La figura 1.27 mostra la tensione di modo comune dell’inverter NPC a tre livelli con $m_a = 0,8$ e $m_f = 15$. In figura 1.28, l’analisi di Fourier della tensione di modo comune, evidenzia la presenza di componenti armoniche posizionate attorno alla frequenza delle portanti e ai suoi multipli.

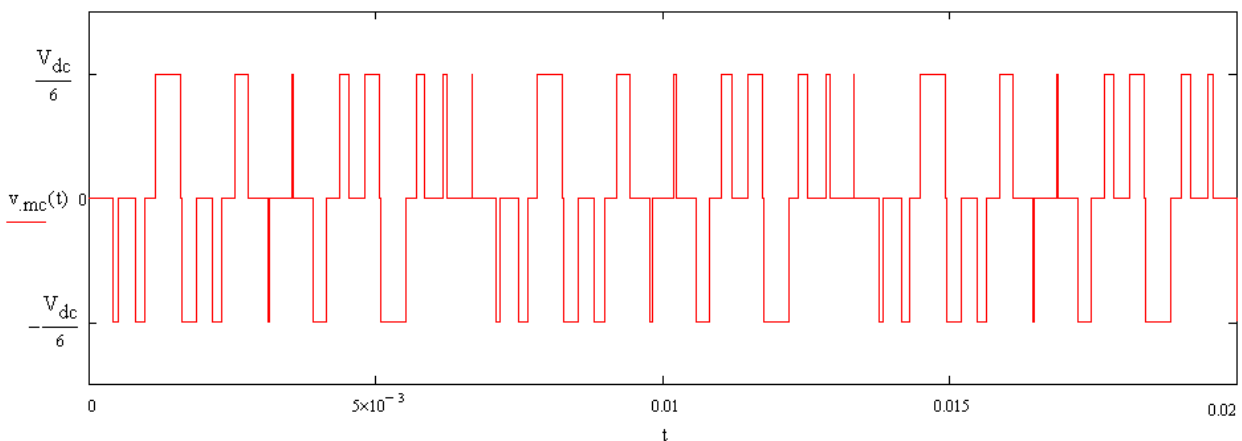


Figura 1.27 Tensione di modo comune

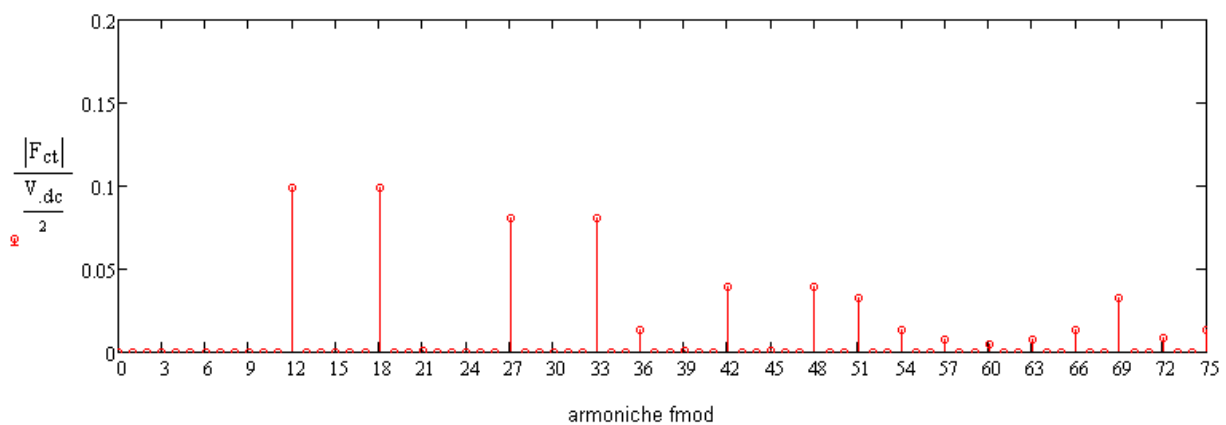


Figura 1.28 Analisi di Fourier della tensione di modo comune

1.2.2.2 Controllo vettoriale per multilivello

La tecnica a controllo vettoriale PWM può essere estesa agli inverter multilivello, impiegando gli stessi principi utilizzati nell'inverter a due livelli [2-9].

Si prenda in esame l'inverter a tre livelli ($N=3$). Ogni ramo permette $N=3$ differenti stati degli interruttori, quindi l'inverter ha un totale di $N^3=27$ stati possibili che portano a generare $N^3=27$ combinazioni di tensioni rappresentate da $N^3=27$ vettori di Park (o spaziali). Poiché alcune combinazioni di tensioni producono lo stesso vettore spaziale, ai 27 stati dell'inverter trifase a tre livelli corrispondono 19 vettori rappresentati in figura 1.29.

In base alla loro ampiezza, questi vettori spaziali possono essere divisi in quattro gruppi: vettori zero (rosso), vettori piccoli (verde), vettori medi (blu) e grandi (rosa). I vettori zero sono tre, ogni piccolo vettore ha due combinazioni di tensioni, mentre i vettori medi o grandi hanno una sola combinazione di tensioni.

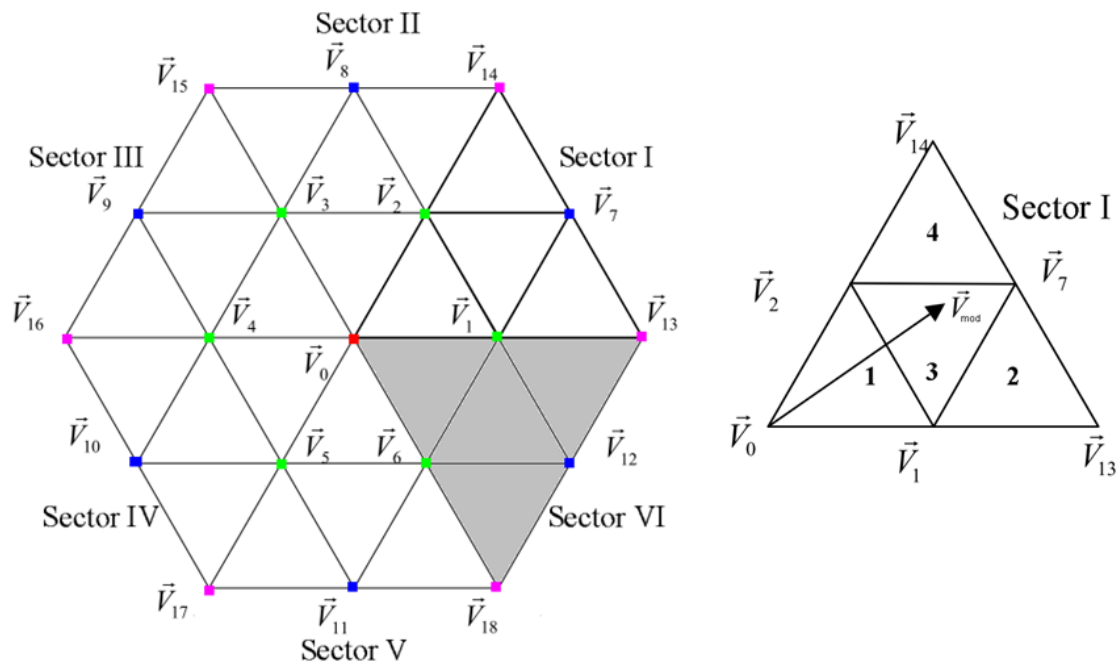


Figura 1.29 A sinistra il digramma degli stati dell'inverter a 3 livelli: i 19 vettori spaziali. A destra il settore 1 del diagramma.

Per calcolare i tempi di applicazione dei vettori spaziali, il diagramma di figura 1.29 (sinistra) viene suddiviso in 6 settori triangolari, inoltre ogni settore è suddiviso in 4 regioni triangolari.

Obiettivo del controllo vettoriale, come nell'inverter a due livelli, è quello di approssimare con un processo di campionamento il movimento rotante del vettore V_{mod} , attraverso i 27 stati possibili dell'inverter.

Il vettore V_{mod} viene ottenuto dalla sequenza dei tre vettori spaziali più vicini. Come esempio si guardi la figura 1.29 (destra) dove il vettore V_{mod} si trova nella regione 3 del primo settore; il V_{mod} sarà ottenuto da una sequenza di V_1 , V_2 e V_7 . Il procedimento di calcolo del tempo di applicazione di ogni singolo vettore è simile a quello impiegato nell'inverter a due livelli. Se uno stesso vettore può essere generato da più di uno stato delle tensioni, il controllo decide secondo dei criteri quale stato utilizzare.

Capitolo 2

AZIONAMENTI ELETTRICI

I sistemi elettrici richiedono regolazioni per il normale funzionamento o per ottimizzare le prestazioni; una tipologia di regolazioni e controllo comprende il campo degli azionamenti di motori elettrici: sincroni, asincroni, a corrente continua, passo-passo, ...

L'azionamento elettrico è un sistema che converte l'energia elettrica che riceve in ingresso, in energia meccanica in uscita. Tale conversione avviene in genere mediante l'uso di elettronica di potenza e seguendo una particolare funzione, detta funzione di comando. In tal modo è possibile far seguire ad un motore elettrico un comportamento desiderato per uno scopo prefissato. Il sistema comprende quattro componenti principali: il convertitore di potenza, il motore elettrico, il sistema di controllo e i sensori.

La figura 2.1 mostra lo schema a blocchi di un azionamento elettrico. Nella maggior parte delle applicazioni sono presenti tutti gli elementi rappresentati, esistono però situazioni particolari nelle quali uno o più elementi dello schema non sono presenti. Nei casi più semplici il motore è collegato direttamente all'alimentazione elettrica senza uso di convertitore e sistema di controllo, in questo caso si realizzano azionamenti a velocità costante.

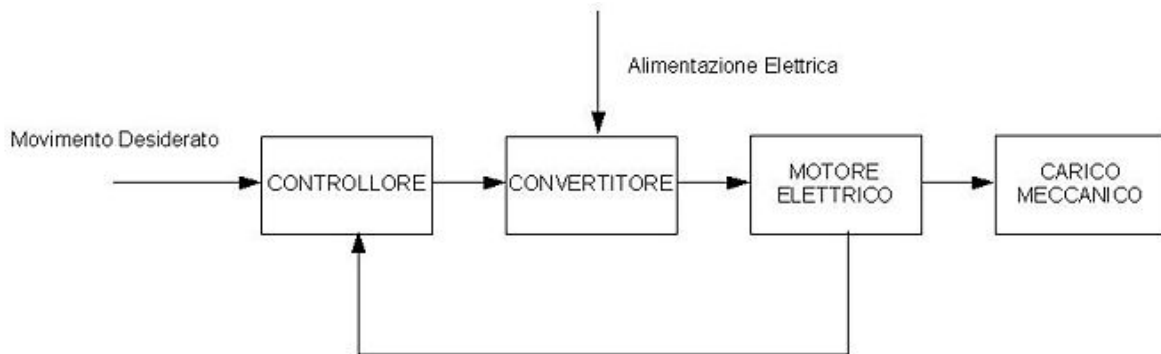


Figura 2.30 Schema a blocchi di un azionamento elettrico

2.1 L'Azionamento Elettrico [2-12]

2.1.1 Componenti

La sezione di alimentazione comprende l'insieme delle apparecchiature e dei componenti che consentono l'accoppiamento tra la sorgente di alimentazione di potenza ed il convertitore. Questa sezione provvede all'eventuale adattamento tra tensione fornita dalla linea di alimentazione e quella richiesta dal convertitore. I dispositivi solitamente presenti sono: interruttore generale, dispositivi di protezione, eventuale trasformatore (o autotrasformatore).

Il convertitore elettronico di potenza utilizzato negli azionamenti è scelto in base al tipo di motore e alla modalità di controllo che si vuole attuare. Nel seguito si fornisce una breve presentazione dei convertitori maggiormente impiegati negli azionamenti.

In figura 2.2 un raddrizzatore e un inverter CSI per l'azionamento di motori sincroni e asincroni di potenza compresa tra 1 e 100 MW.

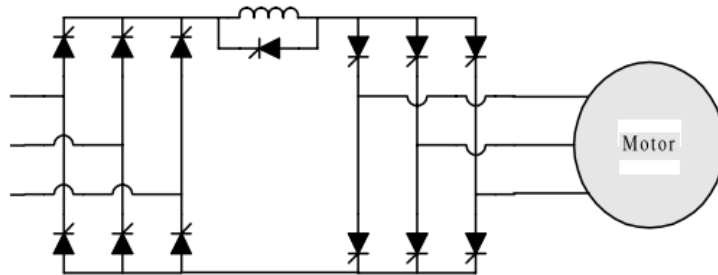


Figura 31.2

In figura 2.3 un convertitore ac/ac (chiamato ciclo convertitore) per l'azionamento di motori asincroni o sincroni di potenza compresa tra 2 e 30MW.

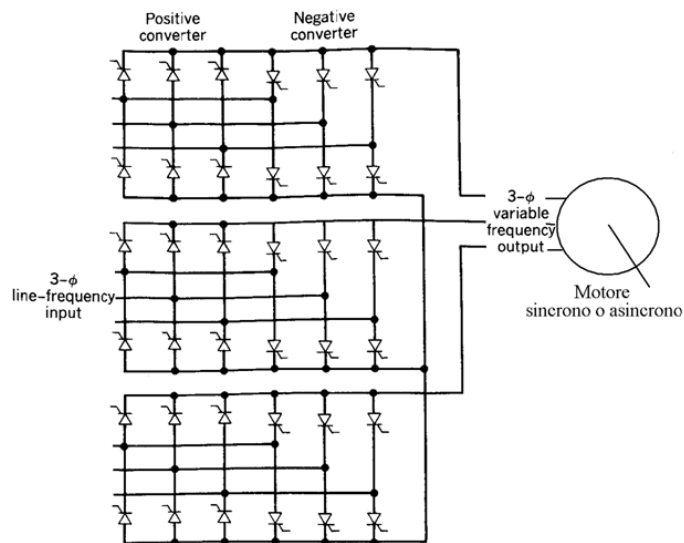


Figura 2.32

In figura 2.4 un raddrizzatore e un inverter VSI per l'azionamento di motori sincroni o motori asincroni a gabbia di potenza compresa tra 0,5 e 2 MW.

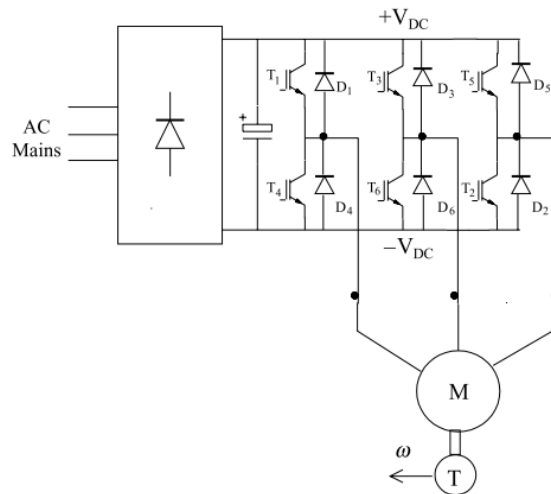


Figura 2.33

In figura 2.5 un raddrizzatore a diodi e un convertitore dc/dc a ponte per l'azionamento di motori a corrente continua di potenza superiore a 10MW.

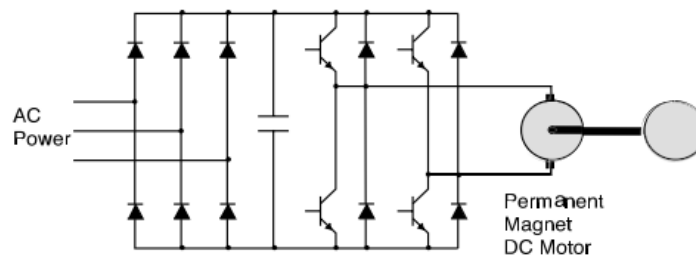


Figura 2.34

Il sistema di controllo (controllore) è costituito dall'insieme dei dispositivi che svolgono tutte le funzioni di controllo dell'azionamento, tra cui il pilotaggio delle valvole, la determinazione del comportamento statico e dinamico del motore, e funzioni diagnostiche. Il sistema di controllo spesso è costituito da un sistema a microprocessore. Può ricevere informazioni sullo stato del motore dai sensori di retroazione.

I trasduttori (o sensori) installati nell'azionamento compiono misure di controllo sul motore elettrico in modo da realizzare la retroazione. Tali componenti trasformano la grandezza misurata in una grandezza compatibile con il sistema di controllo. Le misure sono di tipo elettrico, a monte del motore, o meccaniche, a valle del motore. Generalmente viene misurata la tensione di alimentazione e la corrente assorbita dal motore, la velocità di rotazione e la posizione dell'albero del motore. Da evidenziare come gli azionamenti ad "anello aperto" non necessitano dei trasduttori di retroazione.

Il carico meccanico è la macchina o il dispositivo che si vuole movimentare, il quale può essere collegato al motore direttamente o tramite qualche dispositivo meccanico (un eventuale riduttore di velocità).

2.1.2 Il funzionamento

Il sistema di controllo retroazionato confronta il movimento desiderato del motore (il Set Point) con il suo movimento effettivo, misurato dal traduttore. Se il segnale di set point e quello di retroazione differiscono, il sistema di controllo elabora un'adeguata azione in modo da intervenire attraverso il convertitore sul funzionamento del motore ed ottenere il movimento desiderato.

2.1.3 Tipologie di Controllo

Il controllo del moto nei sistemi automatici è realizzato in modi differenti in funzione delle esigenze in termini di precisione, prontezza, qualità del transitorio, ecc. Le specifiche sui moti che devono essere realizzati possono essere varie e sono determinate in fase progettuale, in funzione della specifica applicazione. E' possibile classificare tre tipologie di controllo fondamentali, in ordine crescente di prestazioni richieste: variazione, regolazione, inseguimento.

Variatione: Rappresenta la situazione in cui un parametro è normalmente costante e occasionalmente se ne vuole variare il valore, senza richiedere una notevole precisione in termini di assestamento (durata del transitorio) ed errore a regime (lo scostamento tra il valore desiderato e il valore effettivo della grandezza controllata). La variazione della grandezza controllata si ottiene normalmente con un controllo senza retroazione, quindi ad anello aperto.

Regolazione: Quando si vuole imporre un valore desiderato alla grandezza controllata, garantendo tempi di assestamento ed errori a regime sotto tolleranze definite in fase progettuale. Normalmente questo richiede un sistema retroazionato.

Inseguimento: La situazione in cui l'azionamento deve seguire con precisione il movimento desiderato con un'elevata dinamica. Questi sistemi sono detti anche servosistemi. L'azionamento retroazionato deve garantire tempi di assestamento ed errori a regime (detti in questo caso errori di inseguimento) piccoli per permettere di seguire il più fedelmente e con prontezza il movimento desiderato.

La grandezza da controllare può essere la velocità o la posizione. Si hanno anche controlli sulla coppia, che salvo rare occasioni non è utilizzato fine a sé stesso, ma per un controllo di posizione o velocità per migliorare le prestazioni dinamiche dell'azionamento.

2.2 Azionamenti per il controllo della velocità [2-3]

L'impiego di azionamenti per il controllo della velocità di motori elettrici ha un largo campo di impiego, le applicazioni principali sono in periferiche di computer, macchine utensili e unità robotiche, banchi prova, ventilatori, pompe e compressori, la trazione elettrica e la propulsione navale.

L'incremento dell'uso di azionamenti elettrici in diversi campi ha diverse motivazioni, legate a vari vantaggi.

- Negli impianti di pompe, compressori o macchine centrifughe che funzionano a velocità costante il flusso del fluido o del gas è regolato attraverso valvole di tiraggio o altri accorgimenti meccanico-idraulico. L'uso di regolatori di velocità permette di adattare la velocità del motore elettrico al flusso richiesto escludendo regolazioni meccaniche; questo porta l'impianto a consumare globalmente minor energia elettrica.
- L'introduzione del controllo di velocità in alcuni processi industriali permette di rendere il funzionamento globale più efficiente.
- L'avviamento di motori elettrici alla tensione nominale o di rete porta a sforzare il sistema meccanico rotante per l'improvvisa applicazione della coppia d'avviamento, e l'impianto elettrico per l'elevata corrente di avviamento assorbita dal motore. L'uso dell'azionamento permette "avviamenti dolci" evitando questi sforzi.

2.2.1 L'Inverter Multilivello applicato in Azionamenti Elettrici di Media Tensione per il Controllo della Velocità

Negli azionamenti di media tensione per il controllo della velocità, con potenze dei motori da 315 KW a 27 MW o più, si utilizzano gli inverter multilivello. Le strutture maggiormente usate sono i NPC inverter o quelli a cascata; la scelta dipende dal tipo di azionamento e dal livello di potenza. La struttura a cascata se alimentata con tensione alternata, necessita di un trasformatore speciale con più secondari per garantire l'isolamento galvanico dell'alimentazione dei diversi inverter monofase che realizzano la struttura; inoltre ogni secondario richiede il proprio ponte di raddrizzamento. Questi componenti possono gravare sul costo totale dell'azionamento. Quindi la soluzione tecnica adottata maggiormente in presenza di alimentazione in alternata è il NPC inverter. Diversamente in caso di alimentazione in continua grazie a celle combustibili o batterie, la mancanza di dover utilizzare trasformatori speciali e altri vantaggi tecnici hanno portato l'impiego degli inverter a cascata in azionamenti di media tensione.

Si mostrano nel seguito esempi di azionamenti in media tensione.

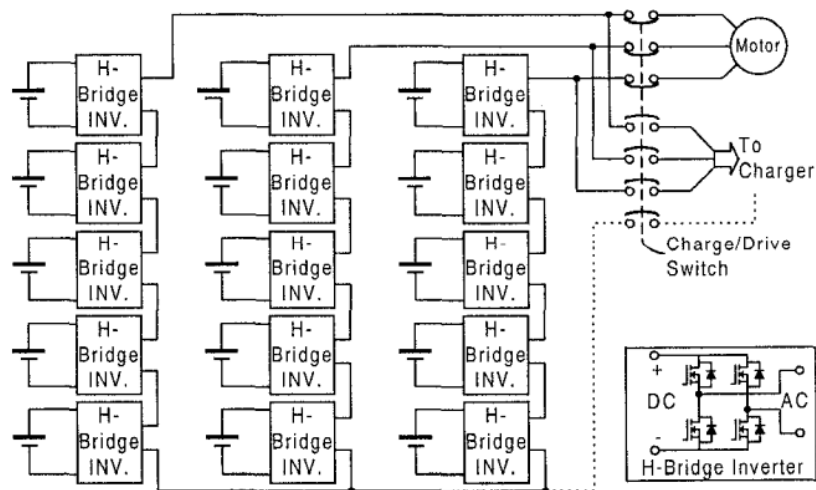


Figura 2.35 Un azionamento trifase a 11 livelli con inverter a cascata e alimentazione tramite batterie.

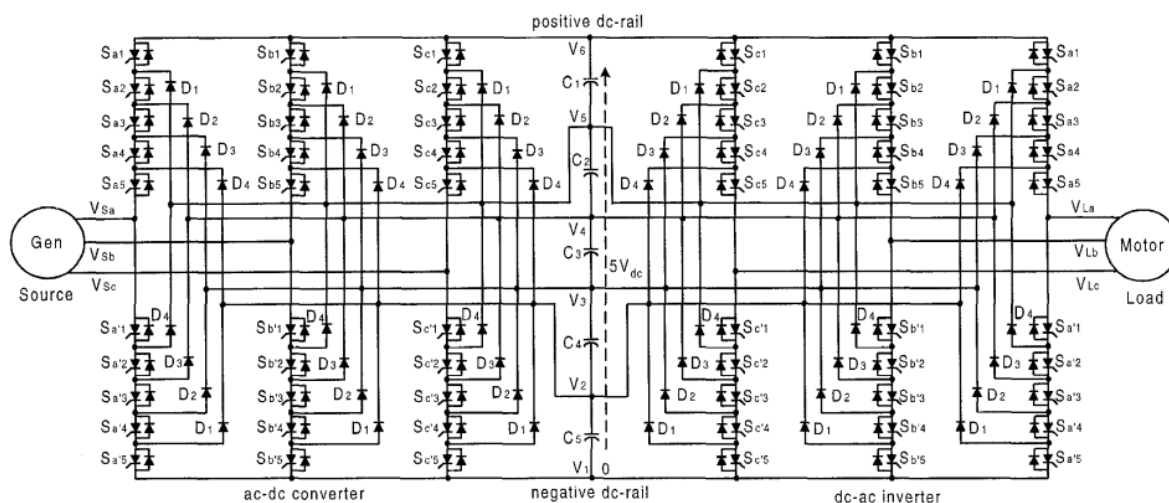


Figura 2.36 Un azionamento trifase con NPC inverter a 6 livelli

In figura 2.8 lo schema elettrico di un azionamento, con l'inverter NPC a tre livelli, di un motore asincrono, oggetto del presente studio.

In ingresso è presente un trasformatore a due secondari per fornire la tensione di alimentazione richiesta dal convertitore, diversa normalmente da quella disponibile dalla rete elettrica. A valle il convertitore dell'azionamento formato da diversi componenti: il raddrizzatore, il circuito intermedio, l'inverter e il filtro.

Il raddrizzatore d'ingresso: È impiegato un ponte dodecafase a diodi; oppure si può installare un ponte a 24 fasi per ridurre ulteriormente le armoniche di corrente immesse nella rete. Sostituendo i diodi con interruttori controllabili in accensione e spegnimento, si permette al flusso di potenza di muoversi anche dal motore alla rete elettrica di alimentazione, permettendo così un recupero energetico nelle fasi di frenatura del motore.

Il circuito intermedio: All'uscita del raddrizzatore è posta una sezione di livellamento (o filtraggio) formata da un induttore e un ramo con condensatori (il bus in continua) per stabilizzare la tensione ad un valore il più possibile costante. Le capacità forniscono inoltre potenza reattiva al motore elettrico.

L'inverter: Un NPC inverter VSI a tre livelli.

Il filtro d'uscita: È installato in uscita dell'inverter per rendere la tensione di alimentazione del motore la più prossima alla sinusoidale. Questo componente sarà oggetto di trattazione nel capitolo successivo.

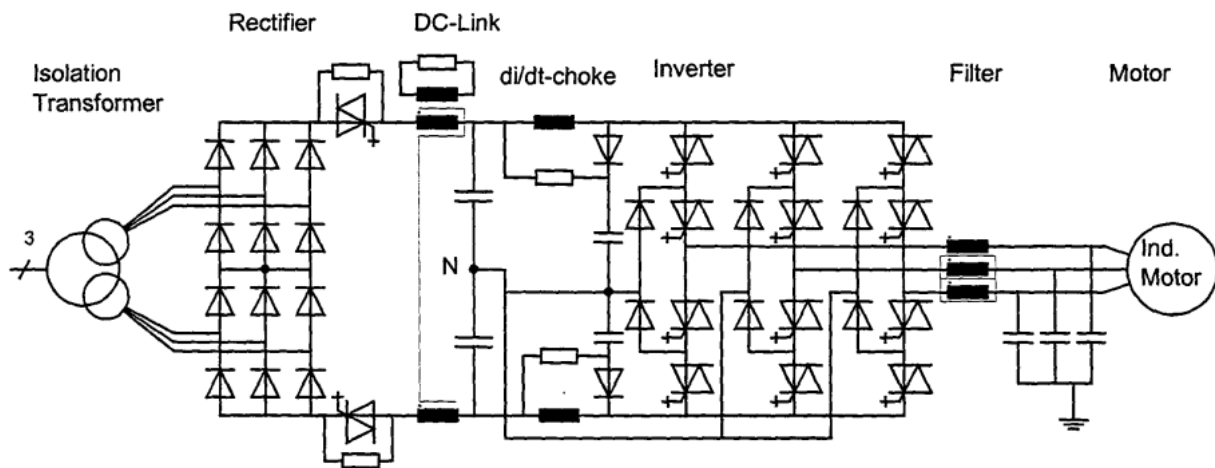


Figura 2.37 Azionamento elettrico con l'inverter NPC a tre livelli

Alcuni dati tipici delle grandezze che caratterizzano l'azionamento di media tensione.

Tensioni di uscita dell'inverter:	da 2,3 a 7,2 KV
Range della frequenza in uscita dell'inverter:	da 0 a ± 200 Hz
Range della velocità del motore:	da 0 al 100%
Rendimento :	maggiore del 0,98

2.3 Il Motore Asincrono [14]

Costruttivamente esistono due versioni della macchina asincrona trifase: una con rotore avvolto e una con rotore a gabbia. La macchina asincrona è caratterizzata, specialmente nella versione a gabbia, da semplicità costruttiva, robustezza e basso costo. Se la macchina è alimentata dalla rete elettrica, presenta in generale una bassa coppia di spunto e una velocità a regime quasi costante. Queste proprietà hanno portato in passato a limitare o addirittura ad escludere l'utilizzazione della macchina asincrona a gabbia in molte applicazioni. L'avvento però degli azionamenti elettrici per il controllo della velocità ha reso il motore asincrono, la macchina rotante più impiegata in campo industriale.

Si richiama nel seguito il circuito equivalente del motore asincrono per funzionamento a regime, le grandezze principali e le proprietà meccaniche utili per lo studio di un azionamento. In appendice A viene trattato invece il modello equivalente bifase della macchina asincrona per lo studio del motore in regime dinamico.

In figura 2.9 il circuito equivalente monofase alla frequenza nominale di una macchina asincrona nel quale le grandezze rotoriche sono riportate allo statore.

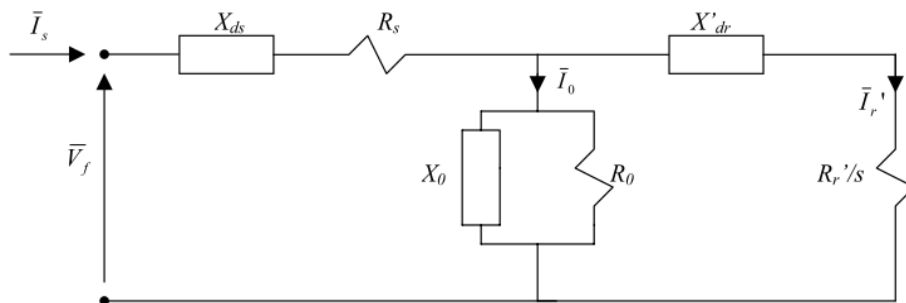


Figura 2.38 Circuito equivalente monofase del motore asincrono

Elementi circuitali

- V_f : tensione di fase statorica
- I_s : corrente statotrica
- I_r' : corrente rotorica riportata allo statore
- I_0 : somma delle correnti relative alle perdite nel ferro e al campo magnetico rotante

- X_{ds} : reattanza flussi dispersi statore

- X_{dr}' : reattanza flussi dispersi rotore riportata allo statore
- R_s : resistenza avvolgimento statore
- R_r' : resistenza rotorica riportata allo statore
- R_o : resistenza relativa alle perdite nel ferro
- X_o : reattanza relativa al campo magnetico rotante

s : scorrimento

La resistenza rotorica legata allo scorrimento può essere suddivisa in :

$$\frac{R'_r}{s} = R'_r + \frac{R'_r}{s} * (1 - s)$$

Potenze

- P_m : potenza meccanica all'albero
- P_{cur} : perdita rame statore
- P_{cus} : perdite rame rotore
- P_{ass} : potenza assorbita dalla rete
- P_f : perdite nel ferro

Le potenze si calcolano con le seguenti equazioni:

$$P_{cus} = 3 * R_s * I_s^2$$

$$P_{cur} = 3 * R'_r * I_r'^2$$

$$P_m = 3 * \frac{R'_r}{s} * (1 - s) * I_r'^2$$

$$P_{ass} = P_m + P_{cur} + P_{cus} + P_{fe}$$

Il rendimento della macchina: $\eta = \frac{P_m}{P_{ass}}$

Grandezze Meccaniche

- Ω_o / N_o : velocità di sincronismo (velocità del campo magnetico rotante) [rad/s] / [giri/min]
- Ω / N : velocità del rotore [rad/s] / [giri/min]
- f : frequenza di alimentazione
- p : poli della macchina elettrica
- C : coppia meccanica [N*m]

$$\Omega_o = \frac{2 * \pi * f}{\frac{p}{2}}$$

$$N_o = \Omega_o * \frac{60}{2 * \pi} = \frac{120 * f}{p}$$

$$s = \frac{\Omega_o - \Omega}{\Omega_o} = \frac{N_o - N}{N_o}$$

Quindi: $\Omega = (1 - s) * \Omega_o$
 $N = (1 - s) * N_o$

La coppia generata dal motore è espressa dalla seguenti relazioni:

$$C = \frac{P_m}{\Omega} = 3 * \frac{R'_r}{s * \Omega} * (1 - s) * I_r'^2 = 3 * \frac{R'_r}{s * \Omega_o} * I_r'^2$$

Il calcolo della coppia risulta più semplice utilizzando il circuito equivalente monofase semplificato, mostrato in figura 2.10, in cui il ramo derivato è posto a monte e quindi alimentato dalla tensione V_f .

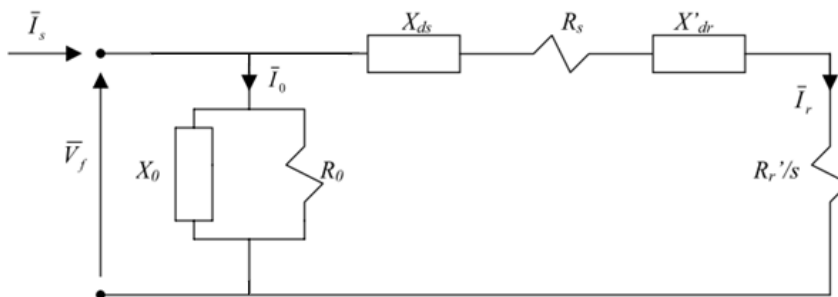


Figura 2.39

La nuova espressione matematica della coppia risulta:

$$C \cong 3 * \frac{R'_r}{s * \Omega_o} * I_r'^2 = 3 * \frac{V_f^2}{\Omega_o * s} * \frac{R'_r}{Z_k^2 + 2 * R_s * \frac{R'_r}{s} + \left(\frac{R'_r}{s}\right)^2}$$

Con: $Z_k^2 = R_s^2 + (X_{ds} + X'_{dr})^2$

Il grafico in figura 2.11 rappresenta la caratteristica meccanica del motore asincrono, ovvero l'andamento della coppia in funzione dello scorrimento o della velocità del motore. Sul grafico sono state indicate le coppie più significative: la coppia di avviamento, la coppia massima e la coppia nominale.

Dallo studio dell'espressione della coppia si rileva in particolare come:

1. La coppia varia con il quadrato di V_f .
2. La coppia è nulla per $s = 0$ (sincronismo).
3. La coppia cresce all'aumentare di s fino a raggiungere il valore massimo:

$$C_{max} \cong 3 * \frac{V_f^2}{2 * \Omega_o} * \frac{1}{Z_K + R_s}$$

in corrispondenza dello scorrimento (generalmente nell'intervallo $0.1 \leq s_{c,max} \leq 0.2$):

$$s_{c,max} = \frac{R'_r}{Z_K}$$

4. Per $s = 1$ si ha la coppia di spunto o di avviamento.

La caratteristica meccanica del motore nell'intervallo $0 \leq N \leq N_0$ è composta da due tratti: il primo, quello ascendente, a cui corrisponde un funzionamento instabile; l'altro discendente, a cui corrisponde un funzionamento stabile. Il punto di C_{max} segna il valore critico di confine tra queste due zone.

Il punto di normale funzionamento caratterizzato dalla velocità nominale ($N = N_n$) e coppia nominale ($C = C_n$) si trova nel tratto stabile e come si può vedere dispone di un buon margine di coppia rispetto alla massima. Solitamente la coppia nominale risulta compresa tra $C_{max}/3$ e $C_{max}/2$. Poiché il secondo tratto della caratteristica è molto ripido, a regime la velocità è pressoché costante al variare del carico ($0,03 \leq s \leq 0,1$).

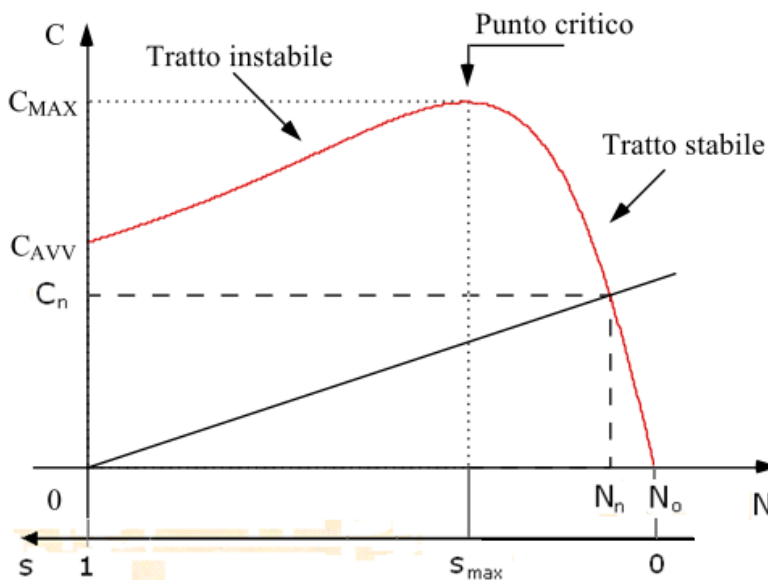


Figura 2.40

2.4 Tipologie di controllo [13]

Negli azionamenti elettrici di motori asincroni con inverter VSI, la velocità viene controllata intervenendo sulla frequenza fondamentale della tensione PWM generata dall'inverter. Quando viene regolata la velocità della macchina agendo sulla frequenza si verifica facilmente che si deve intervenire anche sull'ampiezza della tensione di alimentazione.

Obiettivi del controllo, dal punto di vista elettrico dell'inverter, è quello di riuscire ad alimentare il motore con la più bassa distorsione armonica in tensione e quindi limitare le armoniche in corrente, inoltre limitare la frequenza di commutazione dell'inverter in modo da contenere le perdite corrispondenti nei dispositivi di potenza a semiconduttori.

Le tecniche di controllo impiegate negli azionamenti di motori asincroni si possono distinguere in:

- tecniche scalari: il controllo a V/f costante;
- tecniche vettoriali: il controllo a orientamento di campo o il controllo diretto di coppia (DTC).

Nel seguito si fornisce una breve trattazione di tali tecniche di controllo.

2.4.1 Tecniche Scalari : Controllo a V/f costante

Le due relazioni seguenti mostrano la possibilità di variare con continuità la velocità del campo rotante (e quindi del rotore) variando con continuità la frequenza di alimentazione di statore. Infatti la variazioni della frequenza di alimentazione del motore comporta una corrispondente variazione di velocità del campo rotante:

$$\Omega_o = \frac{2 * \pi * f}{\frac{p}{2}}$$

conseguendo una variazione della velocità di rotazione del motore:

$$\Omega = (1 - s) * \Omega_o$$

Da tener presente che frequenza (f), tensione (V_f) e flusso per polo del campo magnetico rotante (Φ) sono legati dalla relazione approssimata:

$$V_f \cong E = X_o * I_{Xo} = k * f * \Phi$$

L'espressione della coppia per bassi scorrimenti e quindi nel tratto stabile può essere scritta, trascurando $s \cdot Z_K^2$ rispetto a R_r' per i bassi valori di scorrimento, trascurando poi la resistenza statorica, si ottiene:

$$C \cong 3 * \frac{V_f^2}{\Omega_o} * \frac{1}{s * Z_K^2 / R_r' + 2 * R_s + R_r' / s} \approx 3 * \frac{V_f^2}{\Omega_o} * \frac{s}{R_r'} = \frac{3 * V_f^2}{(\Omega_o)^2} * \frac{\Omega_o - \Omega}{R_r'} = k * \frac{V_f^2}{f^2} * (\Omega_o - \Omega)$$

L'espressione della coppia generale può essere riscritta mettendo in evidenza la dipendenza dalla frequenza, risulta:

$$C \cong 3 * \frac{R_r'}{s * \Omega_o} * I_r^2 = 3 * \frac{R_r'}{s * K * f} * I_r^2 = \frac{K'}{s * f} * I_r^2$$

Inoltre l'espressione della coppia massima, trascurando la resistenza statorica, può essere semplificata:

$$C_{max} \cong 3 * \frac{V_f^2}{2 * \Omega_o} * \frac{1}{Z_K + R_s} \approx K * \frac{V_f^2}{f^2}$$

Le relazioni matematiche precedenti verificano come l'azionamento possa lavorare in due precise zone di funzionamento, descritte nel seguito.

a) Diminuzione della frequenza ($f \leq f_n$) per diminuire la velocità di rotazione.

La diminuzione della frequenza di alimentazione comporta la contestuale diminuzione della tensione di alimentazione, questo per mantenere costante il flusso magnetico rotante. Infatti un suo aumento comporterebbe problemi di saturazione del nucleo, aumento della corrente magnetizzante e delle perdite nel ferro.

L'azionamento per frequenze da zero a quella nominale mantiene quindi costante il rapporto V_f/f : ovvero la tensione varia in modo proporzionale con la frequenza. Da notare come mantenendo costante il rapporto V_f/f la coppia massima non modifichi il suo valore. In questa zona di funzionamento il motore genera una coppia costante, che può essere pari a quella nominale.

b) Aumento della frequenza ($f > f_n$) per aumentare la velocità di rotazione.

Quando la tensione crescendo con la frequenza raggiunge il valore nominale, si è arrivati al limite del funzionamento con V_f/f costante. Infatti se si desidera aumentare ulteriormente la velocità si agisce solo sulla frequenza, poiché la tensione ha raggiunto il valore nominale e non può essere più incrementata. In questa zona di funzionamento viene quindi mantenuta costante la tensione di alimentazione, con la conseguente diminuzione del flusso magnetico rotante. Diminuendo il flusso, la coppia massima della caratteristica meccanica diminuisce in prima approssimazione in modo inversamente proporzionale al quadrato della frequenza.

Nella prima parte di questa zona di funzionamento la velocità di rotore $\Omega \approx k * f$ è proporzionale alla frequenza di alimentazione, il motore è in grado di generare una potenza ($C * \Omega$) costante.

Superati certi valori di velocità ($\approx 1,5-2 \Omega_n$), a causa del basso valore del campo magnetico, la potenza erogabile dal motore decresce all'aumentare della velocità, quindi si ottiene una coppia che in prima approssimazione diminuisce col quadrato della frequenza di alimentazione.

In figura 2.12 si mostra la variazione della caratteristica meccanica della macchina asincrona: a sinistra quando è variata la frequenza e il flusso è mantenuto costante; a destra quando è variata la frequenza mentre la tensione è mantenuta costante.

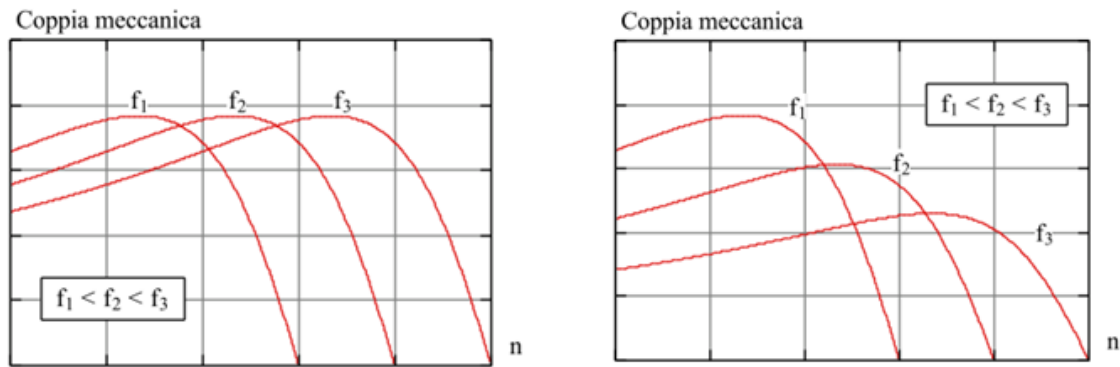


Figura 2.41

Le considerazioni precedenti permettono di capire il campo di operatività dell'azionamento con controllo a V/f costante, rappresentato in figura 2.13. Si possono individuare le tre regioni descritte in precedenza.

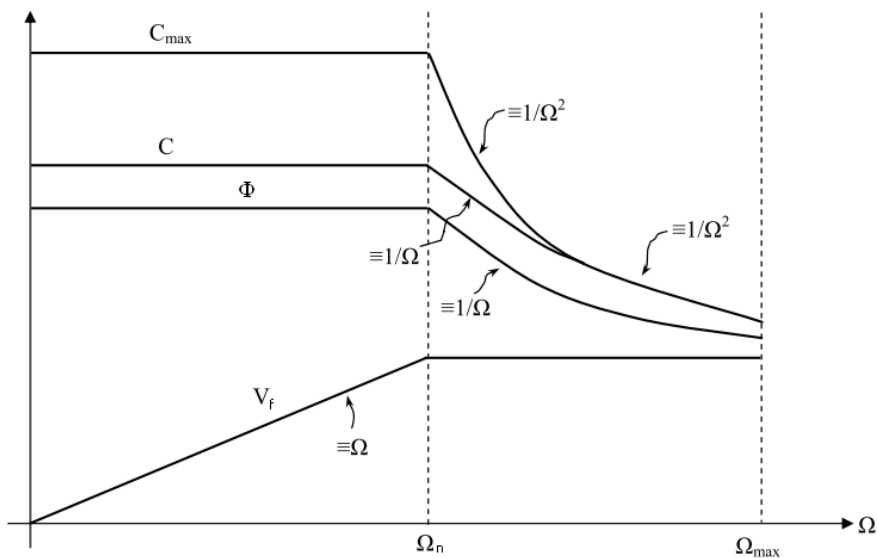


Figura 2.42

L'azionamento elettrico che impiega un inverter VSI e il controllo a V/f costante può essere di due tipi: ad "anello aperto" o ad "anello chiuso". Questo controllo è impiegato negli azionamenti che operano variazioni molto lente del riferimento e quindi non necessitano elevate prestazioni dinamiche.

Lo schema di controllo di un azionamento ad “anello aperto” è rappresentato in figura 2.14. La mancata retroazione dell’effettiva velocità del motore, implica minori costi di esecuzione ma anche un suo impiego in azionamenti con specifiche dinamiche modeste.

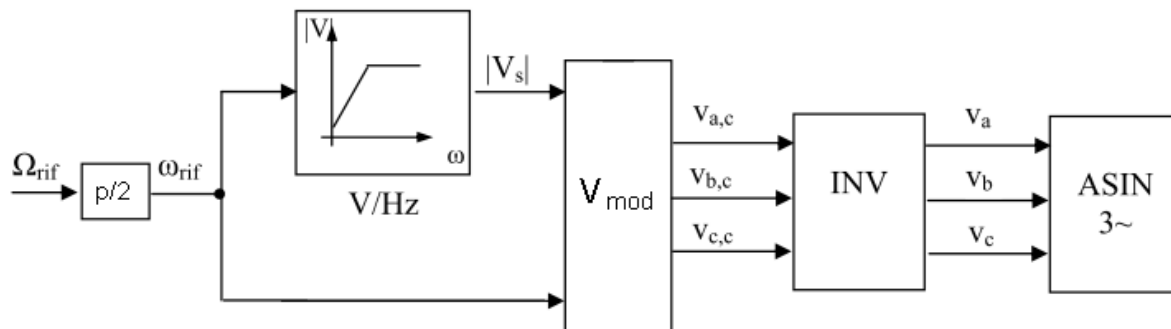


Figura 2.43 Lo schema di controllo di un azionamento ad “anello aperto”

Il controllo di velocità in ad “anello chiuso” è mostrato in figura 2.15, deriva da quello precedente con l’aggiunta della retroazione tramite un trasduttore di velocità.

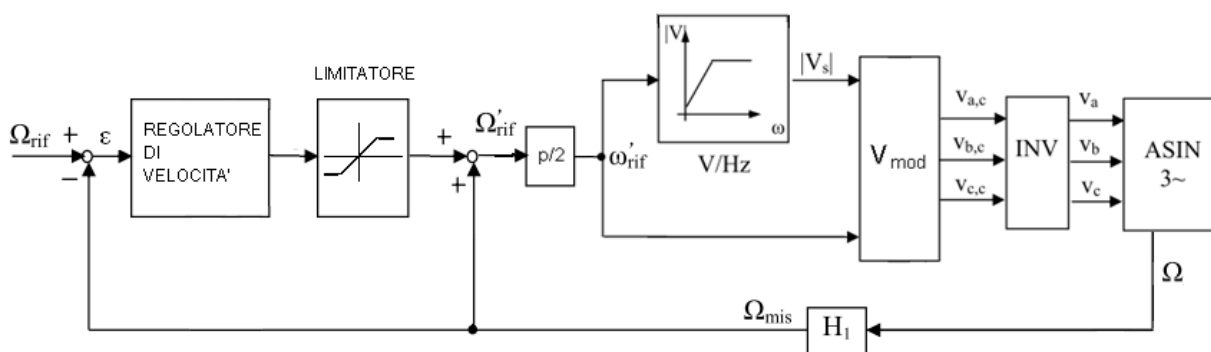


Figura 2.44 Lo schema di controllo di un azionamento ad “anello chiuso”

Nel seguito, una breve descrizione dei blocchi presenti negli schemi di controllo.

Il blocco “inverter” in figura 2.16 ha come ingresso le tre tensioni modulanti, in uscita le tre tensioni PWM generate dall’inverter.

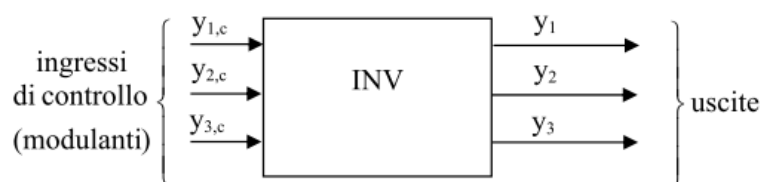


Figura 2.45

Il blocco “ V_{mod} ” crea le tre tensioni modulanti aventi modulo $|V_s|$ e pulsazione ω_{rif} .

Il blocco “V/Hz” fornisce in uscita il modulo dei segnali modulanti in base al valore della pulsazione ω_{rif} e quindi della frequenza fondamentale di alimentazione del motore.

2.4.2 Tecniche Vettoriali

Se l'azionamento elettrico richiede elevate prestazioni dinamiche, si utilizza un controllo di tipo vettoriale a orientamento di campo oppure quello che va sotto il nome di DTC (controllo diretto di coppia). Il controllo gestisce e governa il regime dinamico del motore basandosi sul modello equivalente bifase a collettore della macchina asincrona. In questi azionamenti le grandezze primarie di controllo sul motore elettrico sono la coppia e il flusso, di statore, di rotore o di mutua a seconda degli schemi di controllo. La necessità di controllare contemporaneamente due grandezze è dettata dalla natura stessa della macchina asincrona poiché la corrente assorbita dallo statore è al tempo stesso responsabile del flusso e della coppia.

➤ Il controllo a orientamento di campo

L'azionamento misura le grandezze elettriche con cui è alimentato il motore per stimare la posizione angolare del campo magnetico rotante generato dalle correnti rotoriche. Una volta individuato l'orientamento del campo rotorico, attraverso l'uso di algoritmi vengono generate le correnti statoriche necessarie a far funzionare il motore con la coppia richiesta. Il controllo richiede quindi la conoscenza accurata dei parametri del motore. Questi servono affinché il modello del motore possa fornire in tempo reale quelle grandezze utili al controllo, ma non disponibili dai sensori.

Lo schema di principio del controllo a orientamento di campo è riportato in figura 2.17.

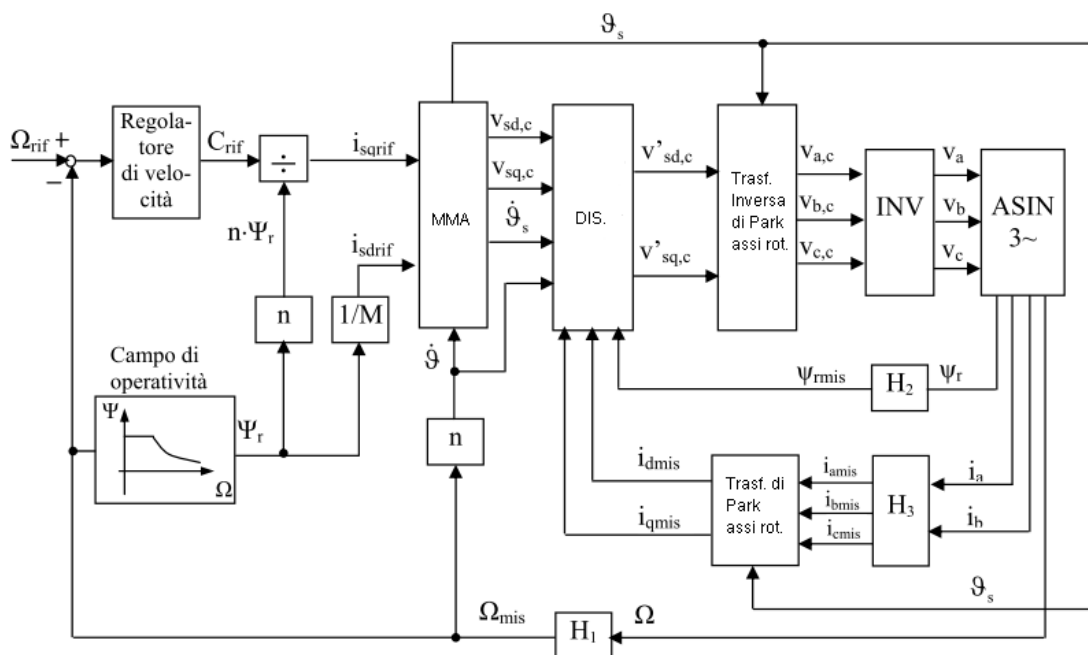


Figura 2.46 Il controllo a orientamento di campo

Il controllo si basa sulla regolazione indipendente del flusso e della coppia del motore ottenibile mediante un intervento separato sulle componenti “d” e “q” della corrente statorica. Elaborando infatti il modello della macchina bifase equivalente su assi “d” e “q” si rileva il legame tra il flusso rotorico e la corrente dell'avvolgimento statorico presente sull'asse “d”, inoltre il legame tra la coppia con il flusso suddetto e la sola corrente dell'avvolgimento statorico presente sull'asse “q”.

Legami esprimibili dalle seguenti equazioni:

$$C = k' * \Psi_{rd} * i_{sq} = k' * \Psi_r * i_{sq}$$

$$\Psi_r = M * i_{sd}$$

Il controllo utilizza i valori delle grandezze fornite dai trasduttori di misura: il flusso di rotore, la velocità e il valore delle correnti di alimentazione del motore. L'uso di stimatori permette di ricavare attraverso modelli matematici il valore del flusso rotorico, $\dot{\theta}_s$, θ_s e la velocità del motore attraverso la misura delle tensioni e delle correnti statoriche del motore. Tali azionamenti riducono così l'uso di trasduttori per il controllo ad anello chiuso. Gli azionamenti che non richiedono l'uso del trasduttore di velocità sono chiamati "sensorless".

Il controllo attraverso i blocchi "MMA" e "DIS" trasforma i segnali di ingresso quali le componenti "d" e "q" della corrente statorica misurata e di riferimento, nelle componenti "d" e "q" della tensione di alimentazione del motore. In dettaglio il blocco "MMA" contiene le equazioni che descrivono il modello dinamico della macchina asincrona equivalente su assi "d" e "q"; rielaborate in modo tali da avere come grandezze di ingresso \bar{i}_s e $\bar{\Psi}_r$. Il blocco "DIS" permette il disaccoppiamento tra le componenti "d" e "q" delle tensione di alimentazione in modo che agendo sulla v_{sq} vari la sola i_{sq} , viceversa agendo sulla v_{sd} vari la sola i_{sd} .

➤ Il controllo diretto di coppia

Il controllo diretto della coppia (DTC) è un metodo di controllo di motori asincroni che garantisce un controllo preciso della velocità e della coppia del motore. In questo azionamento le variabili di controllo primarie sono la coppia e il flusso di statore. Il loro valore di riferimento viene confrontato con quello calcolato attraverso modelli matematici, i quali ricevono come ingressi le misure delle correnti e delle tensioni statoriche. Possono operare senza l'uso dei trasduttori di velocità.

Il funzionamento dell'azionamento può essere descritto brevemente nei seguenti punti:

- L'unica grandezza direttamente controllabile è il vettore tensione statorica, ovvero la tensione di alimentazione del motore. Attraverso il controllo della tensione statorica si gestisce con buona approssimazione il controllo del vettore flusso statorico. Questo può essere mostrato richiamando le equazioni magnetoelettriche del modello equivalente della macchina asincrona:

$$\bar{v}_s = R_s * \bar{i}_s + p\bar{\Psi}_s + j * \omega * \bar{\Psi}_s$$

$$\text{scegliendo di porre l'asse "d" di Park sull'asse "sa": } \dot{\theta}_s = 0 \rightarrow \dot{\theta}_r = -\omega$$

$$\text{trascurando poi la caduta di tensione resistiva, si ricava: } \bar{v}_s \approx p\bar{\Psi}_s \longrightarrow \Delta\bar{\Psi}_s = \bar{v}_s * \Delta T$$

Dall'ultima si può dedurre come l'applicazione per un periodo ΔT di una certa configurazione di tensioni porta ad una variazione di flusso statorico.

- Il controllo gestisce la coppia riferendosi all'espressione che lega tale grandezza, secondo il modello equivalente della macchina asincrona, ai moduli dei vettori dei due flussi (di statore e di rotore) e dall'angolo compreso (γ).

$$C = K' * \text{Im}(\overline{\Psi}_s * \underline{\Psi}_r) = K' * |\overline{\Psi}_s| * |\underline{\Psi}_r| * \text{sen } \gamma$$

Si tiene conto inoltre che il vettore del flusso rotorico è legato al vettore del flusso statorico mediante una relazione dinamica di primo ordine (del tipo passa basso), cioè il flusso rotorico segue le variazioni del flusso statorico con un ritardo che dipende dai parametri della macchina.

La variazione del vettore flusso statorico determina quindi una variazione della coppia sulla base di due contributi:

- la variazione del modulo del vettore flusso statorico agisce direttamente sia sul valore della coppia sia sul vettore flusso rotorico;
- la variazione della direzione del flusso statorico determina un'immediata variazione della coppia dovuta allo sfasamento istantaneo che si viene a creare fra i due flussi in virtù della dinamica passa basso.

- L'azionamento opera disaccoppiando il controllo della coppia da quello del flusso. Infatti la scelta durante un tempo ΔT di alimentare il motore con un certo vettore spaziale di tensioni comporta determinate variazioni di flusso e di coppia indipendenti.

Lo schema di principio del controllo diretto di coppia è rappresentato in figura 2.18.

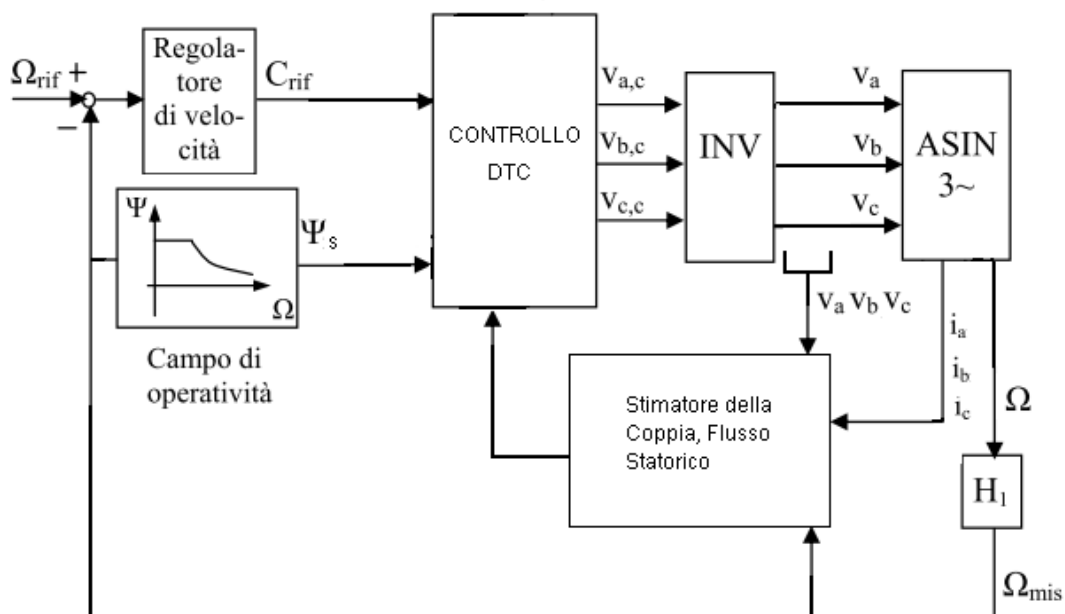


Figura 2.47 Il controllo diretto di coppia

Capitolo 3

FILTRO LCR TRA INVERTER E MOTORE ASINCRONO

Nei capitoli precedenti si è presentato il funzionamento, i vantaggi dell'uso e la struttura di un azionamento per motori elettrici asincroni in media tensione. L'azionamento permette al motore di lavorare a velocità variabile, adattando la velocità al carico e permettendo quindi di ottenere risparmi energetici.

La tensione generata dal convertitore di potenza dell'azionamento risulta di tipo PWM, ovvero formata da impulsi di diversa ampiezza e a larghezza variabile. L'alimentazione con tensione PWM crea effetti negativi sul motore elettrico alimentato e possibili disturbi all'intero impianto elettrico. Il capitolo presenta questi effetti secondari per alimentazione PWM e soluzioni tecniche studiate per ridurre tali effetti.

I motori elettrici asincroni di ultima generazione possono essere progettati per un'alimentazione con tensioni PWM. Sono capaci di sopportare alti gradienti dv/dt delle tensioni, la presenza di armoniche nelle tensioni e nelle correnti e quindi possono essere alimentati direttamente dall'inverter. Gli azionamenti che impiegano questi motori non hanno quindi bisogno di dover risolvere le diverse problematiche legate agli effetti negativi per alimentazione PWM.

Diversa è la situazione quando l'azionamento è installato per una riqualificazione energetica (retrofit applications) in un impianto già esistente. In questi azionamenti il motore è "vecchio" o non è stato progettato per essere alimentato da tensioni PWM (un motore standard). Per garantire lunga vita alla nuova configurazione dell'intero impianto bisogna tener conto degli effetti negativi causati dall'alimentazione PWM. Il capitolo si vuole focalizzare su quest'ultima situazione; lo studio è motivato dal fatto che sono frequenti gli azionamenti installati in impianti già esistenti.

3.1 Effetti negativi per alimentazione PWM

L'alimentazione con tensioni PWM genera disturbi e problematiche al motore asincrono e all'impianto elettrico. Questi effetti negativi per alimentazione PWM sono stati oggetto di studio per anni, nel seguito verranno presentati brevemente [2-8].

➤ *Sovratensioni ai morsetti del motore*

Le sovratensioni ai morsetti del motore sono causate dagli elevati gradienti dv/dt delle tensioni PWM durante le commutazioni delle valvole, inoltre sono favorite se l'inverter alimenta il motore attraverso un lungo cavo. L'impulso di tensione PWM con alto gradiente dv/dt si propaga attraverso il cavo come le onde nelle linee di trasmissione, generando sovratensioni ai morsetti del motore. Il picco di sovratensione dipende dalla lunghezza del cavo, dal coefficiente di riflessione del carico, dal dv/dt , e da altri fattori. Raggiunge normalmente valori massimi doppi della V_{dc} (tensione del bus in continua dell'inverter), ma in alcune situazioni particolari il picco può raggiungere valori oltre 3 o 4 volte la V_{dc} . Studi sul fenomeno hanno rilevato come la lunghezza massima del cavo di alimentazione per evitare eccessive sovratensioni è pari a 100m per gradienti di tensioni dv/dt di $500V/\mu s$, 50m per gradienti di $1.000V/\mu s$ e 5m per gradienti di $10.000 V/\mu s$. [17]

Inoltre le tensioni ai morsetti del motore con alti gradienti dv/dt non si distribuiscono uniformemente all'interno dell'avvolgimento statorico, ma nascono alte cadute di tensioni principalmente nelle prime spire degli avvolgimenti con la possibilità di forzare eccessivamente e portare alla rottura l'isolamento. Ci sono diverse normative internazionali o nazionali che raccomandano limiti ai gradienti dv/dt e al valore di picco delle tensioni ai morsetti del motore. Si cita come esempio il limite del gradiente massimo deciso dal Cegelec, per motori di media tensione, pari a $500V/\mu s$ [29].

➤ *Aumento delle perdite addizionali nel motore - Aumento del rumore acustico del motore*

La tensione PWM analizzata secondo Fourier mostra la presenza della tensione principale e delle sue armoniche. Le armoniche di tensione che alimentano il motore elettrico generano le armoniche di corrente corrispondenti.

Si rileva quindi nel motore un aumento delle perdite addizionali (del rame e del ferro) causato dalla presenza di armoniche nella corrente assorbita. Va comunque notato come il motore elettrico per la sua natura induttiva limita il valore delle armoniche di corrente.

In alcune installazioni, un secondo effetto negativo della presenza di armoniche nella tensione e nella corrente è la nascita di vibrazioni nei lamierini del motore, queste causano un aumento del rumore acustico della macchina.

➤ *Correnti circolanti nei cuscinetti - Correnti disperse verso terra*

La causa delle correnti circolanti nei cuscinetti e delle correnti disperse verso terra è l' alto gradiente dV/dt della tensione di modo comune che compare ai morsetti del motore.

Grazie a mutui accoppiamenti capacitivi e magnetici tra gli avvolgimenti (statorici e rotorici) e la struttura meccanica (di statore e di rotore), la tensione di modo comune induce una tensione elettrica sull'albero del motore che si aggiunge alla già presente tensione d'albero indotta a causa della asimmetria del circuito magnetico del motore. Quando il valore della tensione d'albero supera la capacità dielettrica del grasso presente nei cuscinetti si genera una corrente di circolazione che porta al deterioramento e alla distruzione degli stessi cuscinetti.

Grazie a mutui accoppiamenti capacitivi tra la carcassa del motore messa a terra e gli avvolgimenti statorici, la tensione di modo comune è fonte di correnti di dispersione verso terra. Queste si richiudono attraverso diverse vie come i cavi di messa a terra dei trasformatori, causando possibili interventi dei relè di protezione per guasti verso terra dell'impianto elettrico.

➤ *Emissioni elettromagnetiche*

Le componenti della tensione di modo comune, delle tensioni PWM e delle correnti verso terra ad alta frequenza (10kHz – 30 MHz [38]) sono fonte di emissioni elettromagnetiche radiate o condotte che possono disturbare le apparecchiature o installazioni vicine.

3.2 Azionamento Elettrico di un motore asincrono trifase

Nel seguito verranno proposte diverse simulazioni di alimentazione di un motore asincrono standard con inverter NPC a tre livelli. Nei limiti del modello impiegato, lo studio cercherà di evidenziare e rilevare attraverso il calcolo di determinate grandezze gli effetti negativi per alimentazione PWM.

Le simulazioni vengono realizzate tramite un foglio Mathcad nel quale sono ricreate le tensioni PWM generate dall'inverter, e facendo riferimento al circuito equivalente monofase del motore asincrono si calcolano le diverse grandezze elettriche.

I diversi effetti negativi per alimentazione PWM verranno valutati attraverso:

- il gradiente di tensione dV/dt delle tensioni in uscita dall'inverter verrà preso come indice di riferimento per la problematica relativa alle sovratensioni ai morsetti del motore;
- la distorsione armonica delle tensioni e delle correnti con il calcolo del THD e un'analisi del rendimento del motore alimentato, saranno indici di riferimento per gli effetti negativi provocati dalla presenza di armoniche nelle tensioni e nelle correnti;
- la rappresentazione e diverse valutazioni della tensione di modo comune ai morsetti del motore.

3.2.1 Motore Asincrono

Il motore asincrono trifase con rotore a gabbia oggetto delle simulazioni ha i seguenti dati di targa:

potenza nominale	$P_n = 2200 \text{ kW}$
tensione nominale	$V_n = 3 \text{ kV}$
frequenza nominale	$f_n = 50 \text{ Hz}$
numero di poli	$p = 4$
velocità nominale	$N = 1494 \text{ giri/min}$
fattore di potenza nominale	$\cos\varphi_n = 0.88$
coppia nominale	$C_n = 14061 \text{ Nm}$
rendimento alla potenza nominale	$\eta_n = 0.972$

I dati nominali permettono di calcolare:

Tensione di fase nominale	$V_{f_n} = \frac{V_n}{\sqrt{3}} = 1732 \text{ V}$
Velocità di sincronismo alla frequenza nominale	$N_o = \frac{120 * f_n}{p} = 1500 \text{ giri/min}$

Scorrimento nominale

$$s_n = \frac{N_0 - N}{N_0} = 0.004$$

Potenza attiva nominale assorbita dalla rete

$$Pr_n = \frac{P_n}{\eta_n} = 2268 \text{ kW}$$

Potenza apparente nominale assorbita dalla rete

$$Ar_n = \frac{Pr_n}{\cos\varphi_n} = 2577 \text{ kVA}$$

Potenza reattiva nominale assorbita dalla rete

$$Qr_n = Ar_n * \sin\varphi_n = 1224 \text{ kVAR}$$

Corrente nominale

$$I_n = \frac{Ar_n}{\sqrt{3} * V_n} = 496 \text{ A}$$

Impedenza nominale

$$Z_n = \frac{V_n}{\sqrt{3} * I_n} = 3.492 \Omega$$

In figura 3.1 è rappresentato il circuito equivalente monofase del motore asincrono. I parametri del circuito vengono calcolati rispetto l'impedenza nominale e alla frequenza nominale [3].

$$R_s = 0.01 * Z_n$$

$$R_r' = 0.004 * Z_n$$

$$R_o = 39 * Z_n$$

$$X_{ds} = 0.11 * Z_n$$

$$X_{dr}' = 0.15 * Z_n$$

$$X_o = 4 * Z_n$$

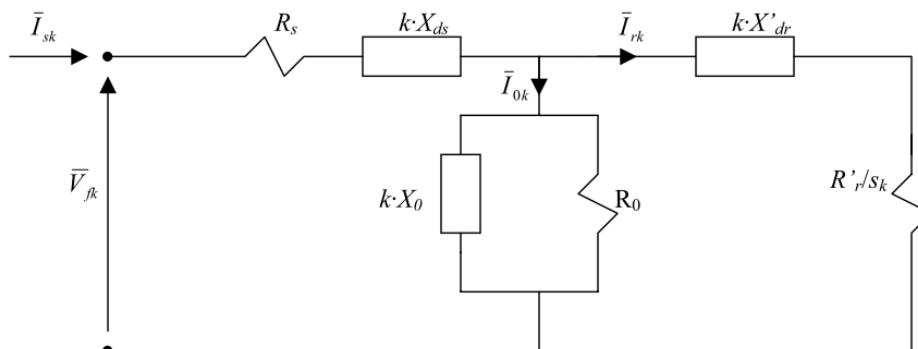


Figura 3.48 Circuito equivalente monofase del motore asincrono

Per il calcolo dell'ampiezza delle componenti armoniche della corrente assorbita dal motore si ricorre al principio di sovrapposizione degli effetti; ovvero il comportamento del motore viene studiato nel dominio dei fasori frequenza per frequenza. Partendo dall'analisi di Fourier della tensione ai morsetti del motore si ricava l'ampiezza delle sue componenti armoniche, impiegando le relazioni circuitali del circuito equivalente monofase si ottiene l'ampiezza delle componenti armoniche della corrente assorbita dal motore.

Partendo dalle componenti armoniche della tensione ai morsetti del motore: \bar{V}_{mot_k} .

Con k si indica l'ordine di armonicità rispetto la frequenza principale; il valore di k unitario rappresenta l'armonica principale. N rappresenta invece il massimo ordine di armonicità preso in considerazione nello studio.

L' impedenza ramo derivato:
$$\bar{Z}_{O_k} = \frac{R_o * j * k * X_o}{R_o + j * k * X_o}$$

L'impedenza rotore:
$$\overline{Zr}_k = \frac{R'r}{s_k} + j * k * X'dr$$

con
$$s_k = \frac{k * N_o - N}{k * N_o}$$

L' impedenza statore:
$$\overline{Zs}_k = R_s + j * k * Xds$$

L' impedenza totale:
$$\overline{Zm}_k = \overline{Zs}_k + \frac{\overline{Zr}_k * \overline{Zo}_k}{\overline{Zr}_k + \overline{Zo}_k}$$

Si calcolano le componenti armoniche di corrente:
$$\overline{Imot}_K = \frac{\overline{Vmot}_K}{\overline{Zm}_k}$$

Le componenti della corrente di rotore
$$\overline{Ir}_K = \overline{Imot}_K * \frac{\overline{Zo}_k}{\overline{Zr}_k + \overline{Zo}_k}$$

Le componenti della tensione del ramo derivato:
$$\overline{Vr}_K = \overline{Vmot}_K * \frac{\overline{Zr}_k * \overline{Zo}_k}{\overline{Zr}_k + \overline{Zo}_k} / \overline{Zm}_k$$

I fattori di distorsione della corrente assorbita dal motore e della tensione ai morsetti del motore risultano:

$$THD(Imot) = \sqrt{\sum_{K \neq 1}^N \left(\frac{Imot_k}{Imot_1} \right)^2}$$

$$THD(Vmot) = \sqrt{\sum_{K \neq 1}^N \left(\frac{Vmot_k}{Vmot_1} \right)^2}$$

La valutazione energetica del motore consiste nel calcolare la potenza utile all'albero, le perdite nel ferro e nel rame complessive e alla sola frequenza principale, infine il calcolo del rendimento.

Vengono calcolati due differenti rendimenti in modo da individuare il peso delle componenti armoniche rispetto la componente principale. Il primo rendimento considera quindi le sole potenze in gioco alla frequenza principale mentre il secondo considera le potenze complessive.

Per il calcolo delle potenze alla frequenza principale si fa riferimento al circuito equivalente monofase del motore asincrono.

La perdita rame statore:
$$Pcus = 3 * R_s * Imot_1^2$$

La perdita nel ferro
$$Pfe = 3 * Vr_1^2 / R_o$$

La perdita nel rame rotore
$$Pcur = 3 * R'r * Ir_1^2$$

Potenza all'albero motore
$$Palb = 3 * R'r * \left(\frac{1}{s_n} - 1 \right) * Ir_1^2$$

Il rendimento alla frequenza principale risulta:

$$\eta_{prin} = \frac{Palb}{Palb + Pfe + Pcur + Pcus}$$

Per il calcolo del rendimento complessivo si deve prima trovare la potenza totale assorbita dal motore.

La potenza totale alla singola armonica si può calcolare come:

$$P_{mot_k} = Re(3 * \bar{V}_{mot_k} * \underline{I}_{mot_k})$$

La potenza complessiva risulta: $P_{mot} = \sum_{K=1}^{\infty} P_{mot_k}$

Il rendimento complessivo si calcola:

$$\eta = \frac{P_{alb}}{P_{mot}}$$

Altre grandezze che sono considerate nello studio sono il valore efficace della tensione ai morsetti del motore e il valore efficace della corrente assorbita dal motore:

$$V_{mot} = \sqrt{\sum_{K=1}^N (V_{mot_k})^2}$$

$$I_{mot} = \sqrt{\sum_{K=1}^N (I_{mot_k})^2}$$

Infine la potenza reattiva alla frequenza principale: $Q_{mot_1} = Im(3 * \bar{V}_{mot_1} * \underline{I}_{mot_1})$

Lo studio del comportamento del motore asincrono con il circuito monofase equivalente a parametri costanti (resistenze e induttanze) in caso di alimentazione con armoniche nella tensione porta a semplificazioni e limiti dello studio stesso.

Sono trascurati infatti diversi effetti sui parametri circuitali [8].

1. Le resistenze rotoriche e statoriche incrementano il loro valore linearmente con la temperatura. In presenza di armoniche nella corrente e quindi con ulteriori perdite addizionali si ha una variazione di temperatura rispetto al funzionamento con la sola tensione alla frequenza principale.
2. L'effetto pelle e il conseguente addensamento della corrente al crescere della frequenza delle armoniche causa un incremento delle resistenze e una riduzione delle induttanze.
3. La resistenza R_o costante limita la valutazione delle perdite nel ferro le quali variano con la frequenza.

Trascurare questi effetti porta ad approssimazioni delle grandezze calcolate, ma comunque accettabili poiché non si vuole studiare il comportamento del motore in modo rigoroso.

3.2.2 L'Azionamento

L'azionamento installato per attuare la regolazione di velocità del motore asincrono è composto da: un ponte dodecafase a diodi per il raddrizzamento della tensione e un inverter NPC a tre livelli con valvole di potenza IGCT.

I dati principali dell'azionamento sono:

potenza nominale	$A_n = 5000 \text{ kVA}$
tensione nominale di uscita (concatenata)	$V_n = 3300 \text{ V}$
frequenza di uscita	$f = 10 \dots 65 \text{ Hz (normale)}$ $f = 10 \dots 100 \text{ Hz (estesa)}$
tensione del bus in continua	$V_{dc} = 6000 \text{ V}$

Dai dati nominali si può calcolare:

La corrente nominale	$I_n = \frac{A_n}{\sqrt{3} \cdot V_n} = 875 \text{ A}$
Impedenza nominale	$Z_n = \frac{V_n}{\sqrt{3} \cdot I_n} = 2.177 \text{ } \Omega$

Un limite rilevante da prendere in considerazione per gli azionamenti di media tensione risulta la frequenza di commutazione massima delle valvole. Infatti l'elevata perdita di commutazione (in media tensione) limita l'inverter a tre livelli a operare con una frequenza massima di commutazione delle valvole pari a 500 Hz [32]. In appendice B si può trovare una maggiore trattazione delle valvole di potenza utilizzate negli inverter NPC in media tensione.

Nel primo capitolo si è evidenziato come negli inverter a tre livelli con modulazione PWM sinusoidale, la frequenza di commutazione media sul periodo della modulante delle valvole risulta minore della $f_{\text{portanti}} / 2$. Questo permette di sostenere che se la frequenza delle portanti viene mantenuta inferiore o pari a 1000 Hz il limite massimo della frequenza di commutazione delle valvole viene garantita. Nelle simulazioni è posto quindi un limite massimo alla frequenza delle portanti pari a 1000 Hz.

Le tecniche di controllo maggiormente impiegate negli azionamenti con inverter NPC sono la tecnica PWM sinusoidale e il controllo vettoriale. La trattazione suppone di controllare l'inverter trifase a tre livelli con la tecnica PWM sinusoidale, con un funzionamento nella sola zona lineare ($m_a \leq 1$). Verrà proposto un confronto tra le due modalità di posizionare i segnali portanti: la disposizione in fase (PH) o la disposizione in opposizione di fase (PO).

3.2.3 L'inverter senza carico

Le prime simulazioni svolte mostrano la tensione di fase $v_{AO}(t)$ e quella concatenata $v_{AB}(t)$ generate dall'inverter, il loro spettro armonico e il fattore di distorsione per diversi valori del rapporto di modulazione m_a e per la diversa disposizione delle portanti. In figura 3.2 l'inverter a tre livelli NPC oggetto dello studio.

Il foglio Mathcad utilizzato per le simulazioni permette di creare l'onda nel tempo dei segnali modulanti e portanti del controllo PWM sinusoidale, dal loro confronto è quindi possibile visualizzare l'andamento nel tempo della tensione $v_{AO}(t)$ e della $v_{AB}(t)$.

L'uso della FFT (la trasformata di Fourier veloce) sulla $v_{AO}(t)$ e $v_{AB}(t)$ permette di calcolare le componenti armoniche delle tensioni di fase e della tensioni concatenate generate dall'inverter.

Il calcolo successivo del fattore di distorsione delle due tensioni viene realizzato impiegando la formula classica:

$$THD(V_{ao}) = \sqrt{\sum_{K \neq 1}^N \left(\frac{V_{ao_k}}{V_{ao_1}}\right)^2}$$

$$THD(V_{ab}) = \sqrt{\sum_{K \neq 1}^N \left(\frac{V_{ab_k}}{V_{ab_1}}\right)^2}$$

con

$k = 1$ l'armonica principale delle tensioni

N: rappresenta l'ordine di armonicità massima delle componenti armoniche calcolata dalla FFT

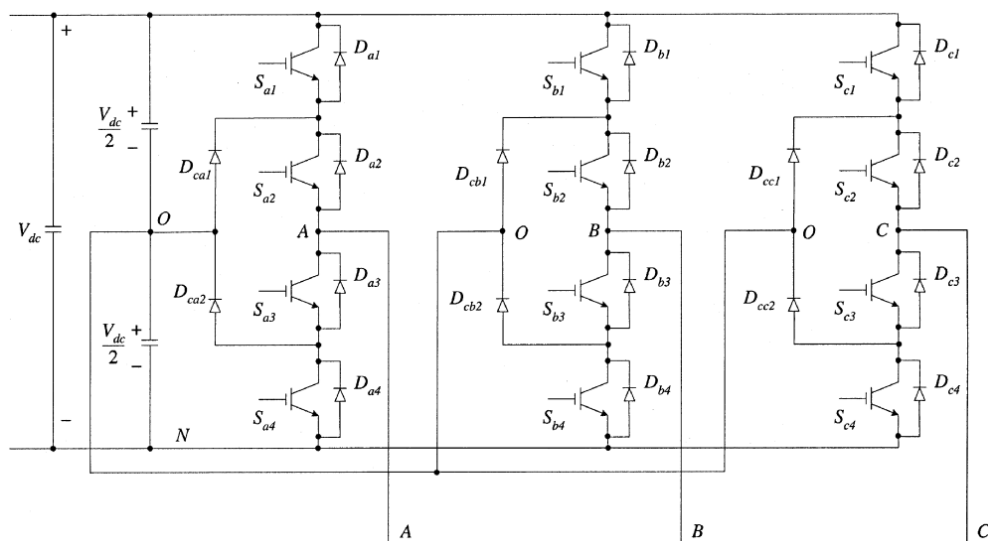


Figura 3.49 Inverter NPC a tre livelli

Disposizione PO delle portanti

La tabella 1 mostra l'andamento del THD della tensione di fase e della tensione concatenata al variare del rapporto di modulazione m_a . Il rapporto delle frequenze m_f per le diverse prove rimane costante a 20, con frequenza delle modulanti pari a 50 Hz.

Tabella 1

m_a	THD% V_{AO}	THD% V_{AB}
0.2	231%	219%
0.4	147%	138%
0.6	105%	97%
0.8	76%	67%
1	51%	40%

Le figure seguenti mostrano l'andamento nel tempo e lo spettro armonico delle tensioni per $m_a=0,8$.

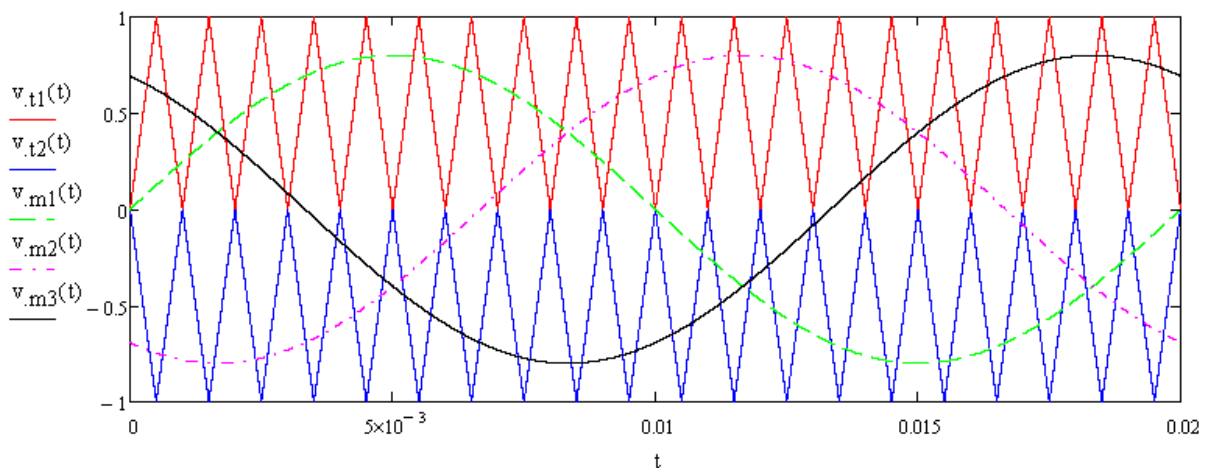


Figura 3.50 Segnali portanti e segnali modulanti

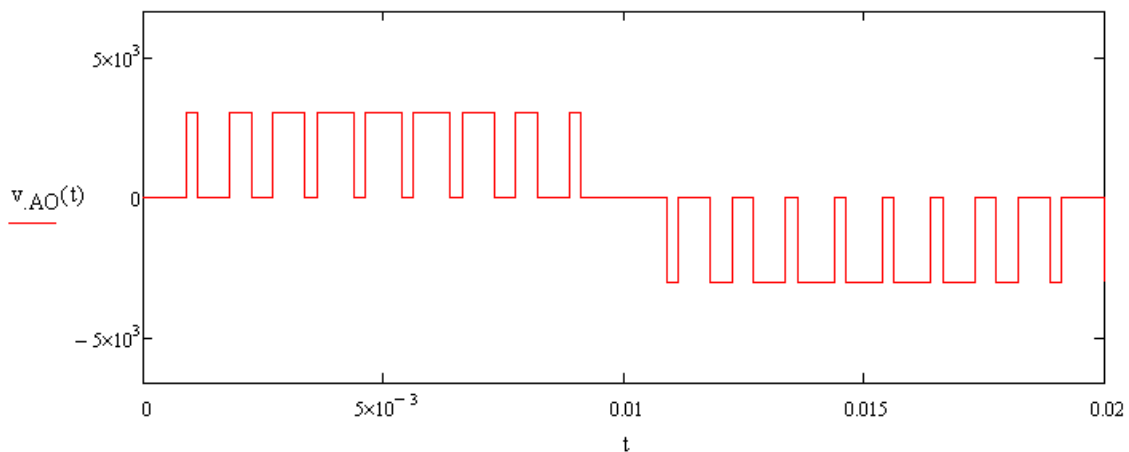


Figura 3.51 Tensione di fase

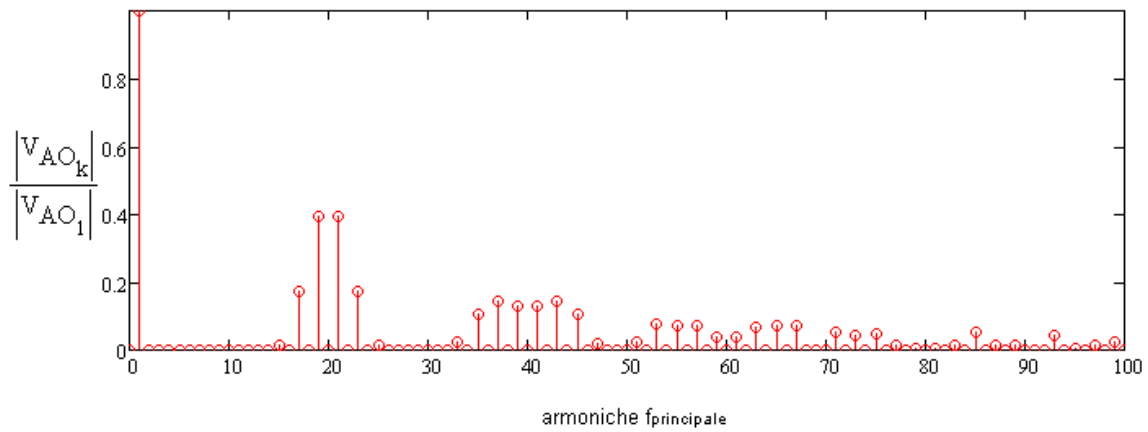


Figura 3.52 Analisi di Fourier della tensione di fase

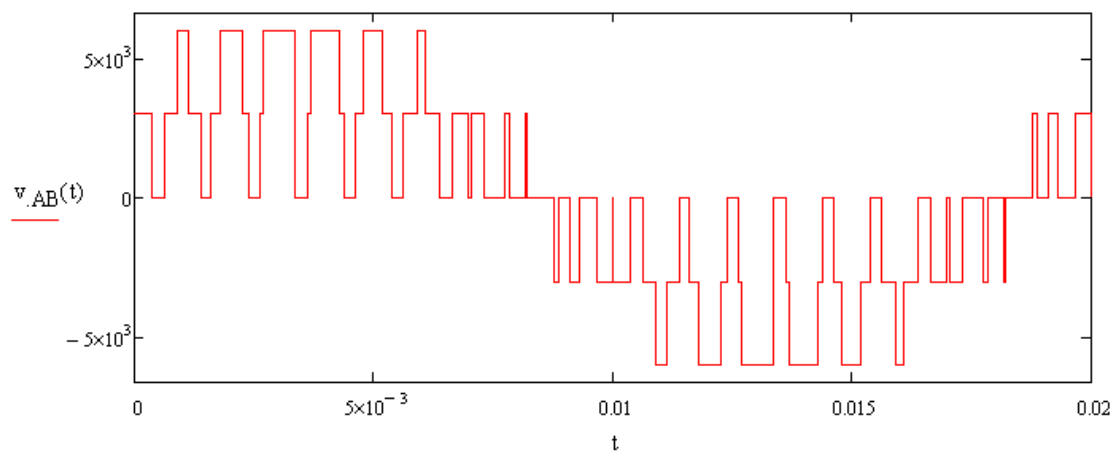


Figura 3.53 Tensione concatenata

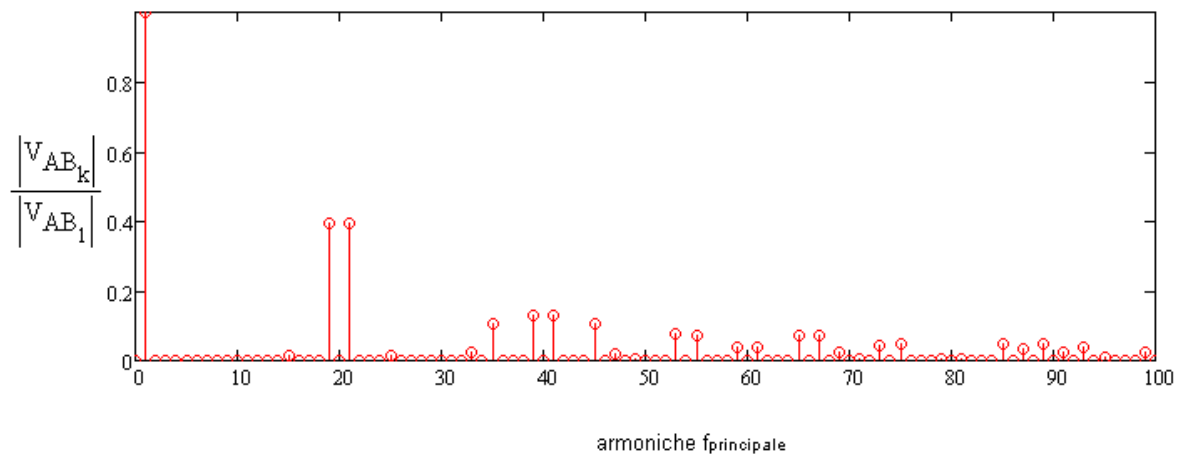


Figura 3.54 Analisi di Fourier della tensione concatenata

Disposizione PH delle portanti

La tabella 2 mostra l'andamento del THD della tensione di fase e della tensione concatenata al variare del rapporto di modulazione m_a . Il rapporto delle frequenze m_f per le diverse prove rimane costante a 20, con frequenza delle modulanti pari a 50 Hz.

Tabella 2

m_a	THD% V_{AO}	THD% V_{AB}
0.2	231%	164%
0.4	148%	92%
0.6	106%	49%
0.8	77%	42%
1	52%	35%

Le figure seguenti mostrano l'andamento nel tempo e lo spettro armonico delle tensioni per $m_a=0,8$.

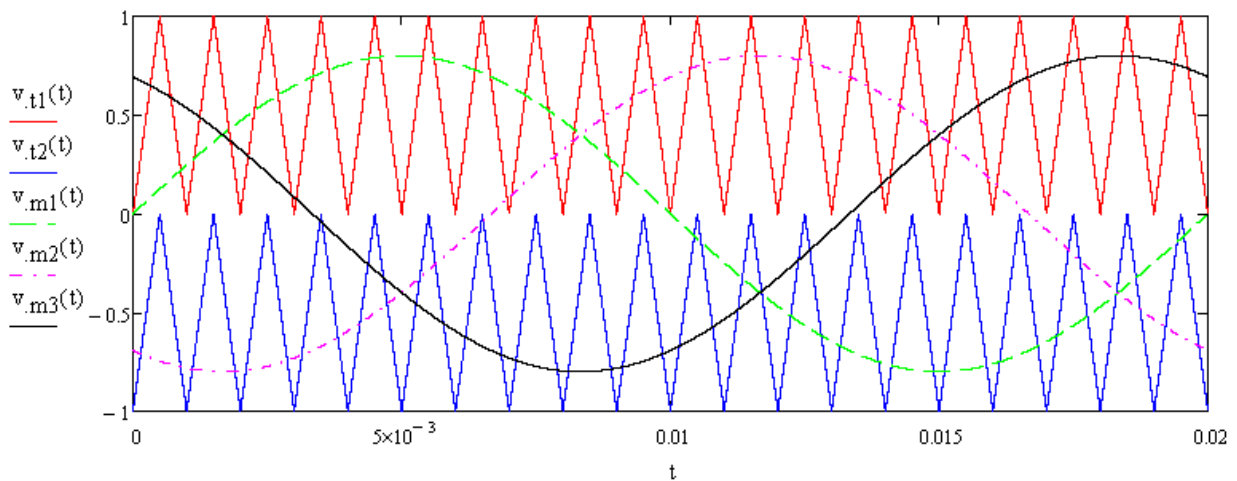


Figura 3.55 Segnali portanti e segnali modulanti

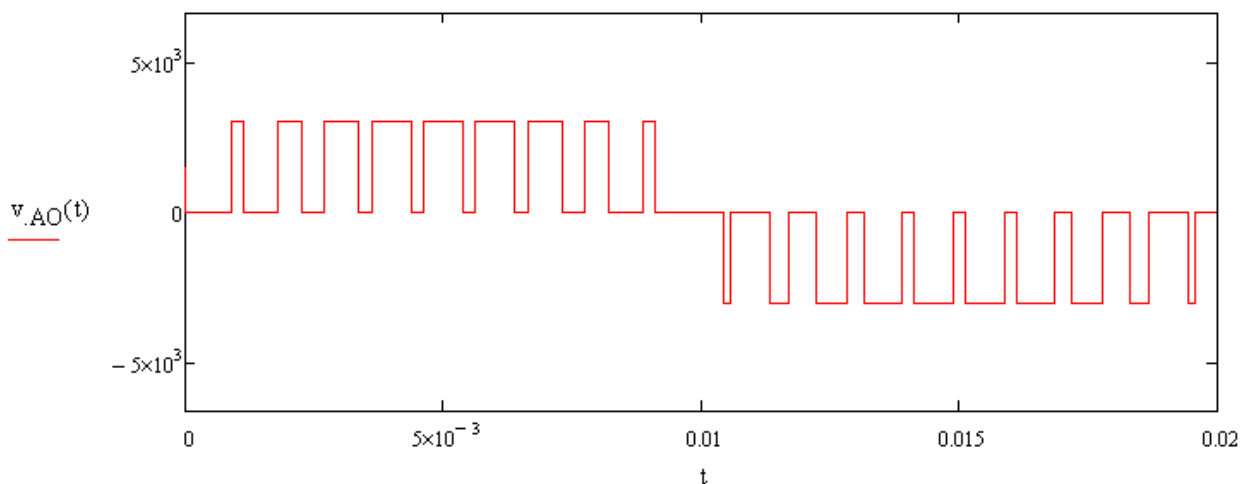


Figura 3.56 Tensione di fase

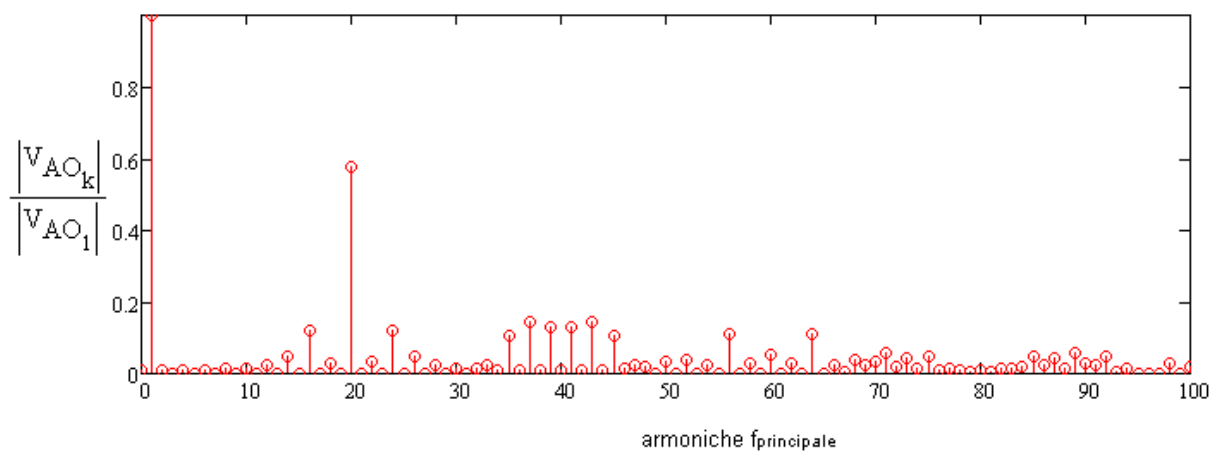


Figura 3.57 Analisi di Fourier della tensione di fase

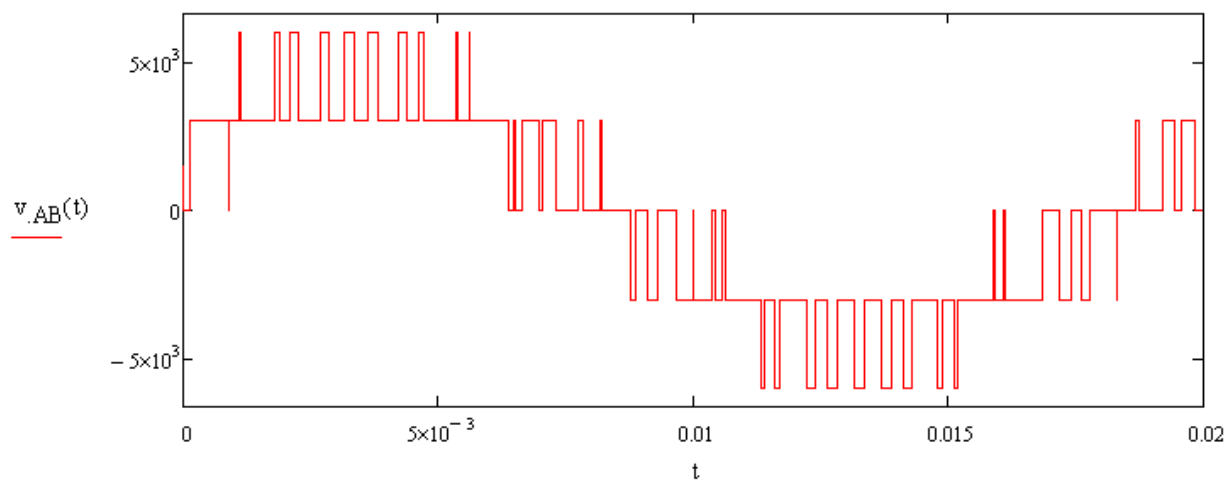


Figura 3.58 Tensione concatenata

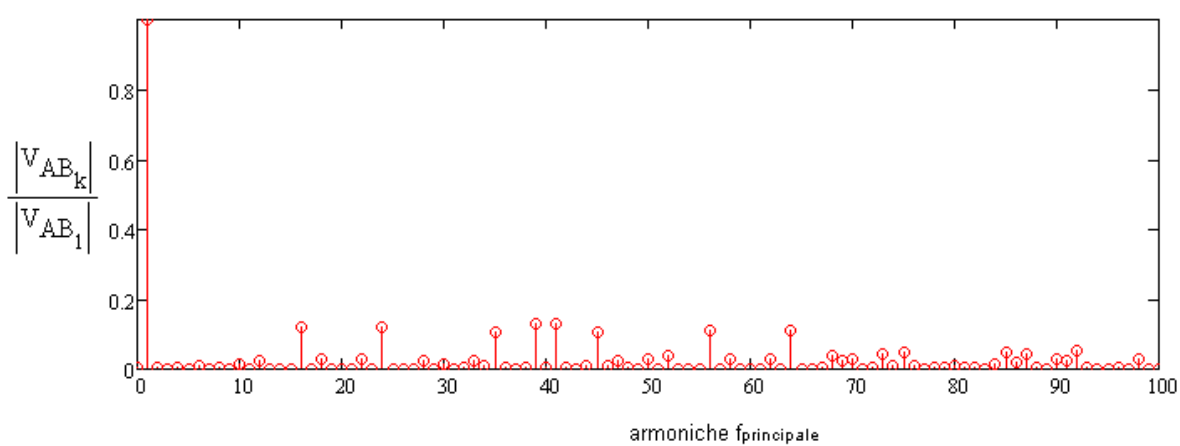


Figura 3.59 Analisi di Fourier della tensione concatenata

Confronto tra le due tecniche

Il confronto delle due tecniche a pari m_a mostra un THD delle tensioni di fasi (V_{AO}) quasi coincidente mentre si rileva una diversità nel THD delle tensioni concatenate, mostrata nel grafico di figura 3.13.

Il THD delle tensioni concatenate nella tecnica PH risulta per tutti i valori di m_a minore del THD con tecnica PO.

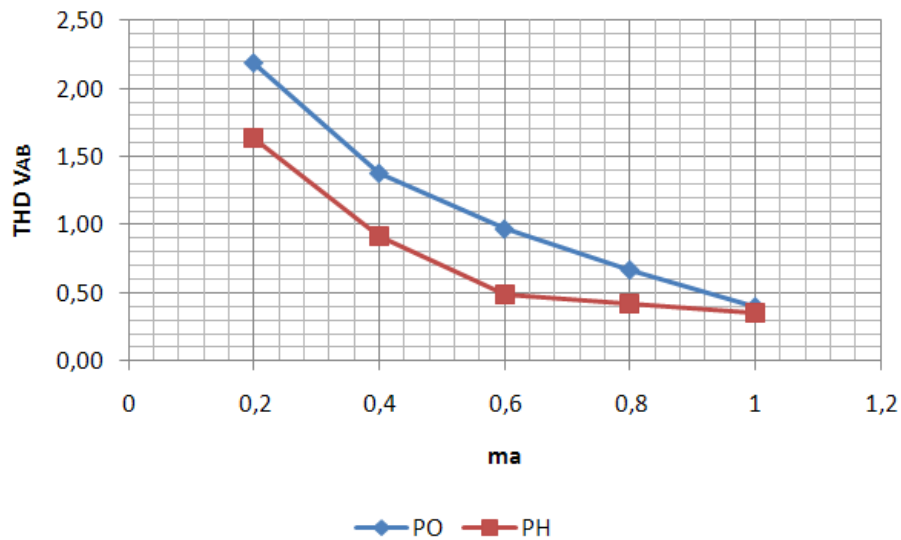


Figura 3.60

3.2.4 L'inverter alimenta il motore asincrono

Si analizza nel seguito un motore asincrono collegato direttamente ai morsetti di uscita dell'inverter; lo schema elettrico è rappresentato in figura 3.14.

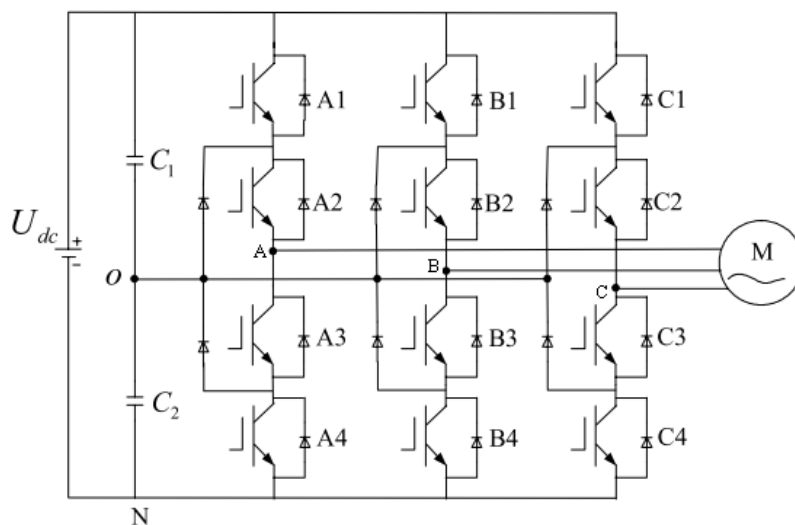


Figura 3.61 Inverter + Motore asincrono

La seguente relazione permette di conoscere il valore dell'armonica principale generata dall'inverter in base al valore del rapporto di modulazione m_a , lavorando nella sola zona lineare [2]:

$$VAO_{princ} = \frac{m_a}{\sqrt{2}} * \frac{V_{dc}}{2}$$

Per fornire al motore la tensione di fase nominale di 1732 V (ovvero la componente armonica della tensione del motore alla frequenza nominale) bisogna impiegare un rapporto di modulazione m_a pari a 0,816.

Mostriamo nel seguito la tensione di fase generata dall'inverter e il suo spettro armonico, con una disposizione delle portanti PH, indici di modulazione $m_a = 0,816$ e delle frequenze $m_f = 20$.

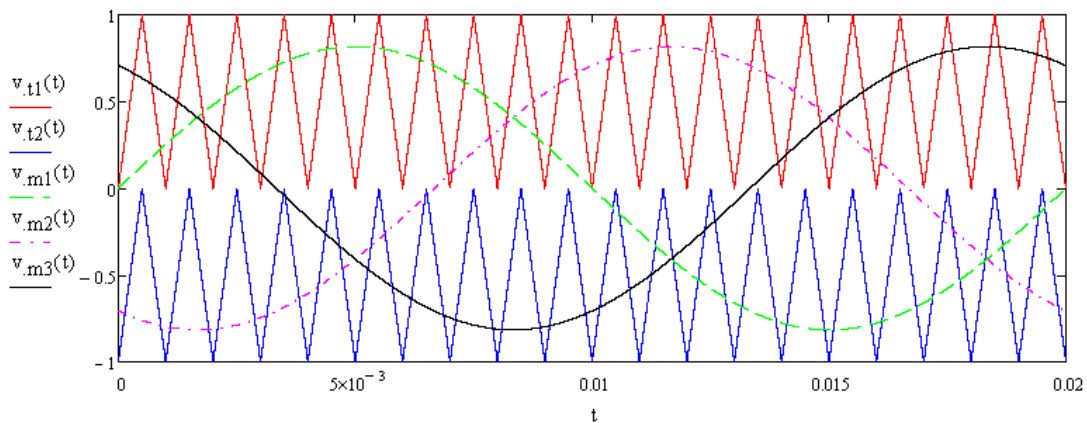


Figura 3.62 Segnali portanti e segnali modulanti

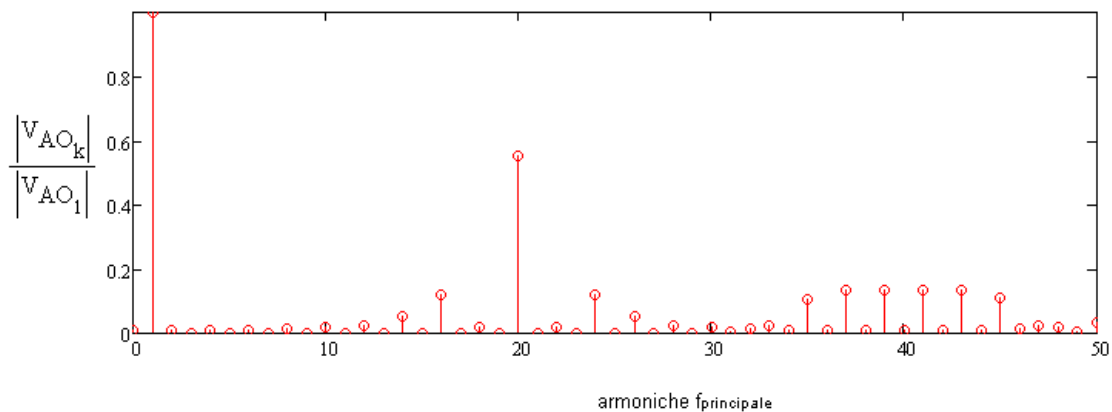
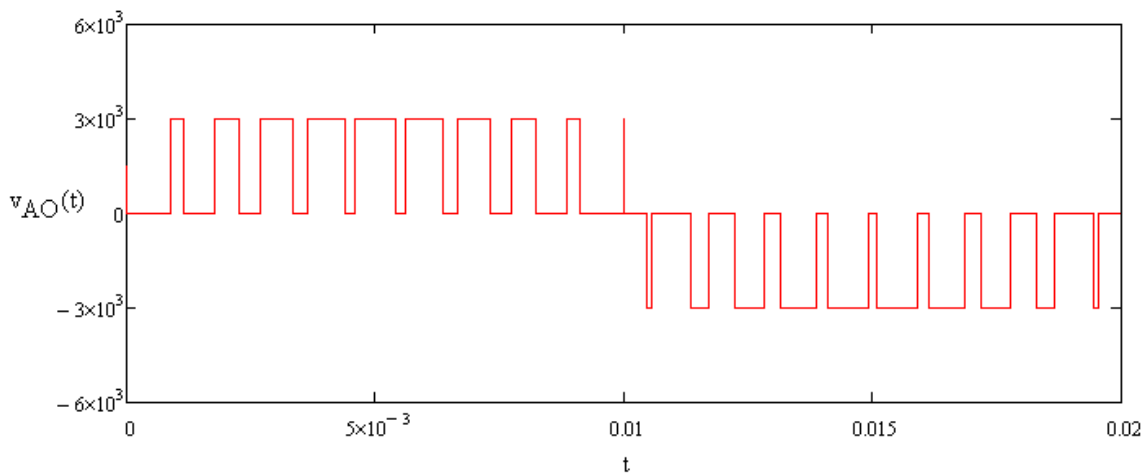


Figura 3.63 Tensione di fase dell'inverter (sopra) e la sua analisi di Fourier (sotto)

Per individuare le componenti armoniche della tensione ai morsetti del motore si studia il circuito elettrico impiegando le componenti simmetriche.

Date le componenti armoniche delle tre tensioni generate dall'inverter si ricava la componente diretta, inversa e omopolare per ogni frequenza. Si utilizza la trasformazione dei componenti simmetrici:

$$\begin{bmatrix} \bar{V}invd_k \\ \bar{V}invi_k \\ \bar{V}invo_k \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} * \begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \bar{V}AO_k \\ \bar{V}BO_k \\ \bar{V}CO_k \end{bmatrix}$$

con: $\alpha = -\frac{1}{2} + j * \frac{\sqrt{3}}{2}$

Lo studio dei circuiti di sequenza diretta, inversa e omopolare mostrati in figura 3.17 porta a determinare i componenti simmetrici ad ogni frequenza delle tensioni ai morsetti del motore $v_{MA}(t)$, $v_{MB}(t)$ e $v_{MC}(t)$. Dall'analisi dei circuiti risultano le seguenti uguaglianze:

$$\begin{bmatrix} \bar{V}md_k \\ \bar{V}mi_k \\ \bar{V}mo_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{V}invd_k \\ \bar{V}invi_k \\ 0 \end{bmatrix}$$

Da quest'ultima relazione è possibile così calcolare le componenti armoniche delle tensioni ai morsetti del motore applicando la trasformazione inversa dei componenti simmetrici:

$$\begin{bmatrix} \bar{V}mA_k \\ \bar{V}mB_k \\ \bar{V}mC_k \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} * \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ \alpha^2 & \alpha & 1 \\ \alpha & \alpha^2 & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \bar{V}md_k \\ \bar{V}mi_k \\ \bar{V}mo_k \end{bmatrix}$$

Va notata una semplificazione nel circuito omopolare che comunque risulta giustificabile.

La figura 3.18 mostra le tre correnti statoriche $i_{mA}(t)$, $i_{mB}(t)$ e $i_{mC}(t)$ del motore e la corrente dispersa verso terra $i_o(t)$; i mutui accoppiamenti capacitivi tra la carcassa del motore messa a terra e gli avvolgimenti statorici sono stati rappresentati in figura da una singola capacità.

Le correnti disperse verso terra sono di natura omopolare e quindi il centro stella dell'avvolgimento statorico del motore non è realmente isolato da terra. Ma il loro basso valore $i_{mA}(t)+i_{mB}(t)+i_{mC}(t) \approx 0$ permette di considerare comunque il centro stella degli avvolgimenti isolato dal potenziale di terra.

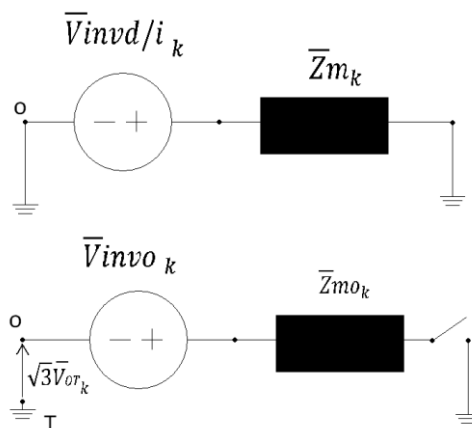


Figura 3.64 In alto il circuito di sequenza diretta/inversa, in basso il circuito omopolare

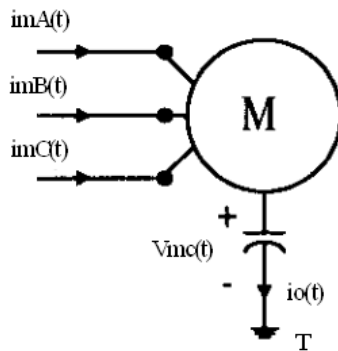


Figura 3.65

La tensione ai morsetti del motore e la sua analisi di Fourier sono mostrati dalle figure 3.19.

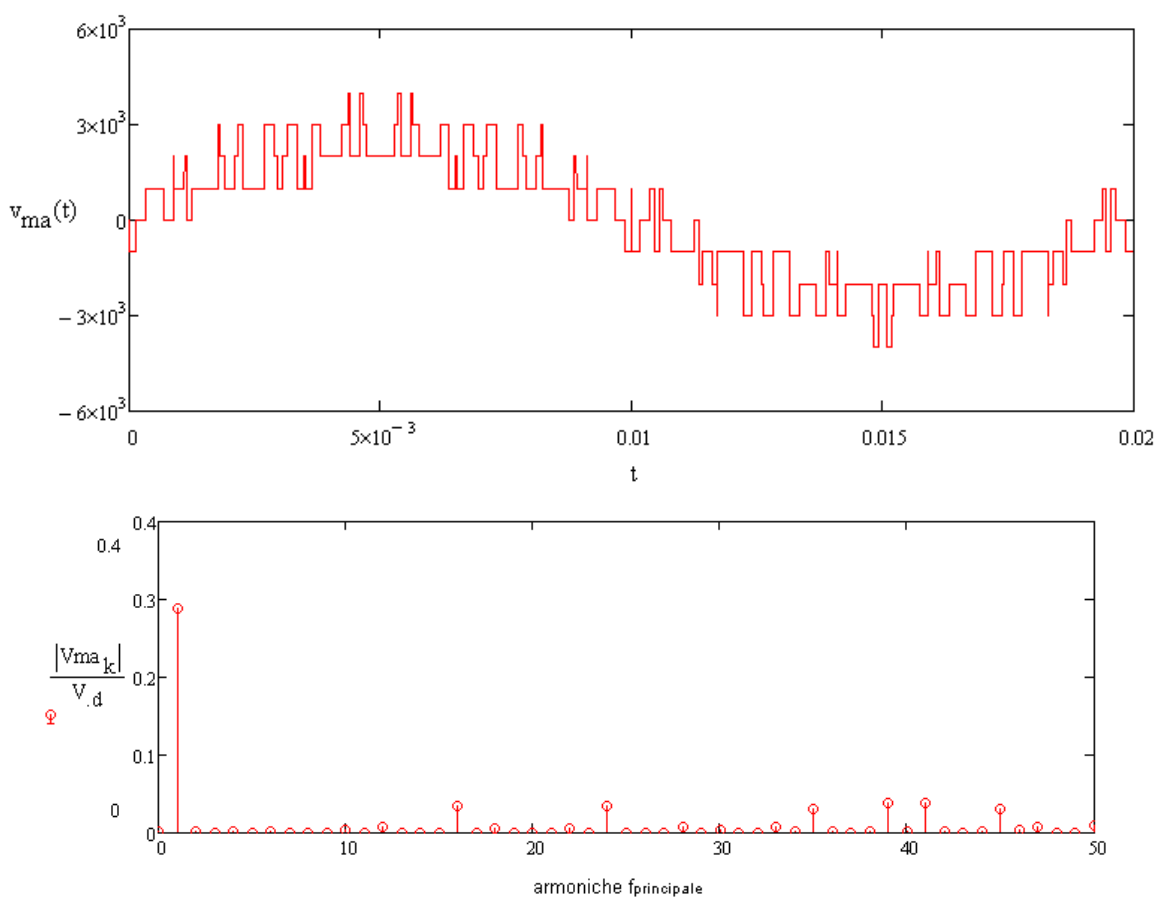


Figura 3.66 Tensione ai morsetti del motore (sopra) e la sua analisi di Fourier (sotto)

Per il calcolo delle componenti armoniche della corrente assorbita dal motore si procede come è stato presentato nel paragrafo 3.2.1.

L'andamento nel tempo della corrente assorbita dal motore viene ricostruita partendo dalle sue componenti armoniche e impiegando la seguente formula:

$$i_{ma}(t) = \sum_{K=1}^M \sqrt{2} * |\bar{I}ma_k| * \text{sen} \left(2\pi k f + \frac{\pi}{2} - \arg(\bar{I}ma_k) \right)$$

con M : è l'ordine di armonicità massimo considerato per ricostruire l'andamento nel tempo. Viene scelto in modo da considerare tutte le componenti armoniche che abbiano un rapporto $I_{ma_k}/I_{ma_{principale}}$ maggiore di 0,001.

La figura 3.20 mostra la corrente $i_{ma}(t)$ e la sua analisi di Fourier.

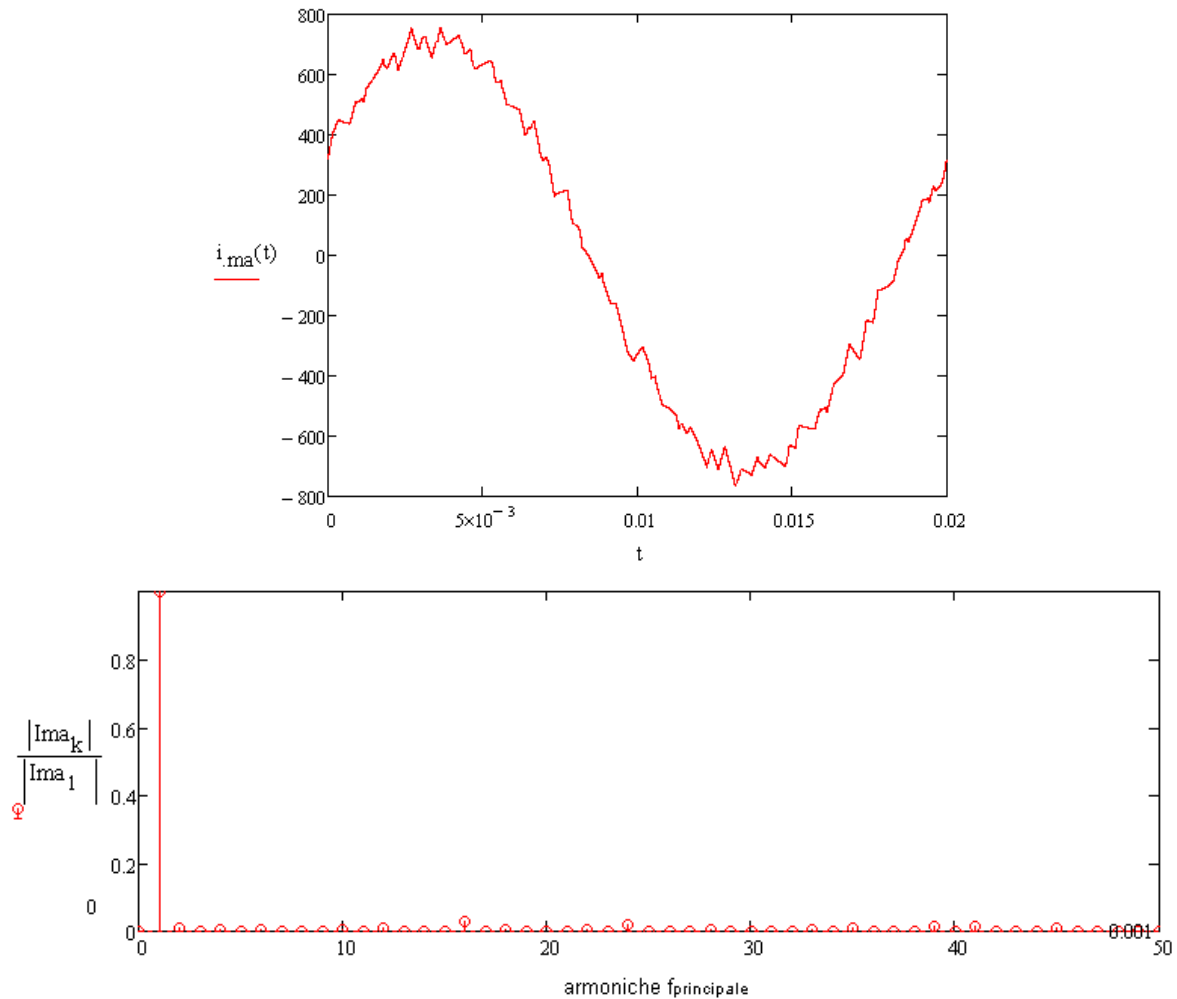


Figura 3.67 Andamento nel tempo della corrente assorbita dal motore (sopra) e la sua analisi di Fourier (sotto)

Infine si mostra la tensione di modo comune e il suo spettro armonico. Si richiama la formula per il calcolo della tensione di modo comune:

$$v_{mc}(t) = \frac{v_{AO}(t) + v_{BO}(t) + v_{CO}(t)}{3}$$

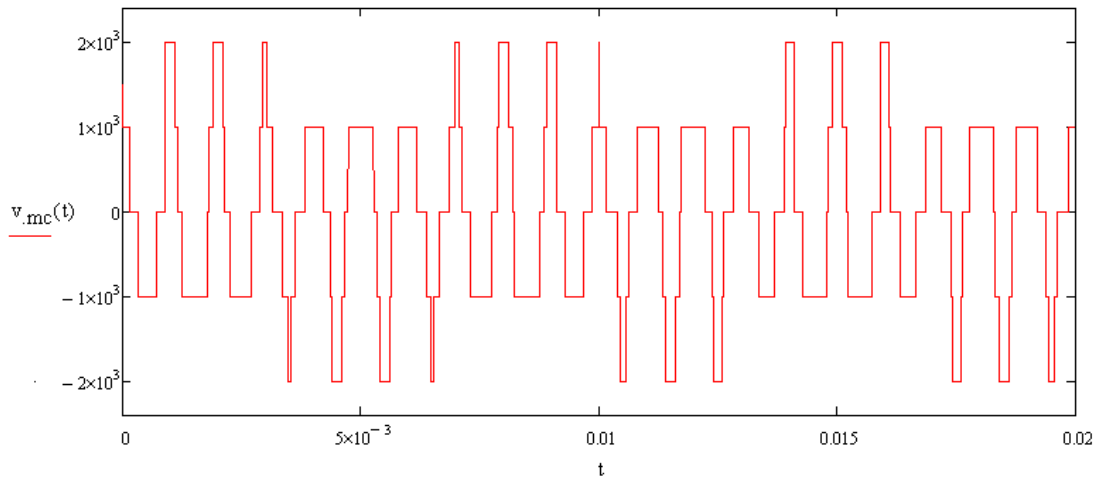


Figura 3.68 Andamento nel tempo della tensione di modo comune

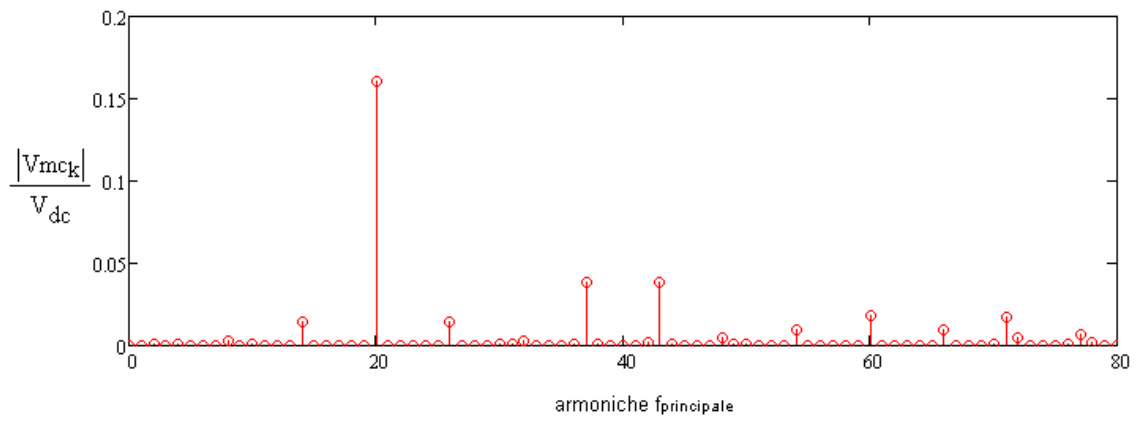


Figura 3.69 Analisi di Fourier della tensione di modo comune

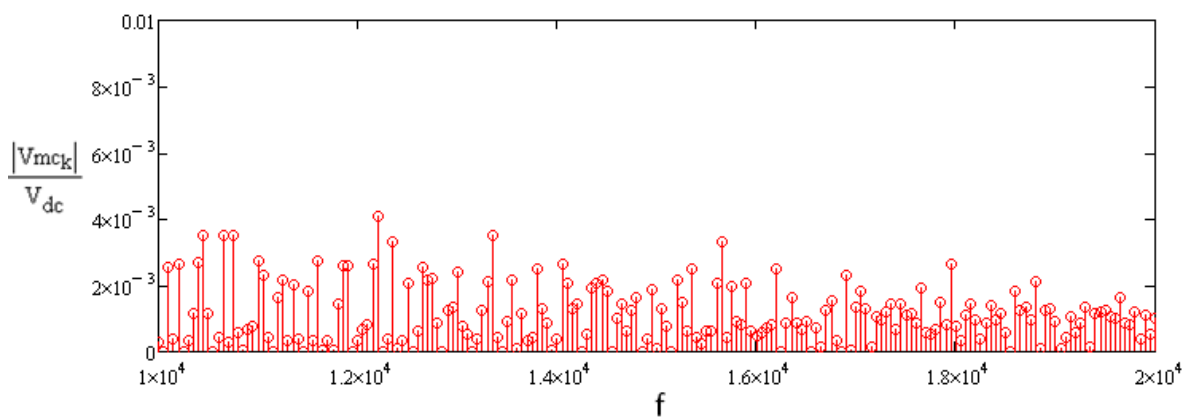


Figura 3.70 Componenti armoniche della tensione di mc ad alta frequenza

Si mostrano nel seguito gli andamenti nel tempo delle tensioni e delle correnti caratteristiche dell'impianto con $m_a = 0,816$ e $m_f = 8$, e con una disposizione delle portanti PH.

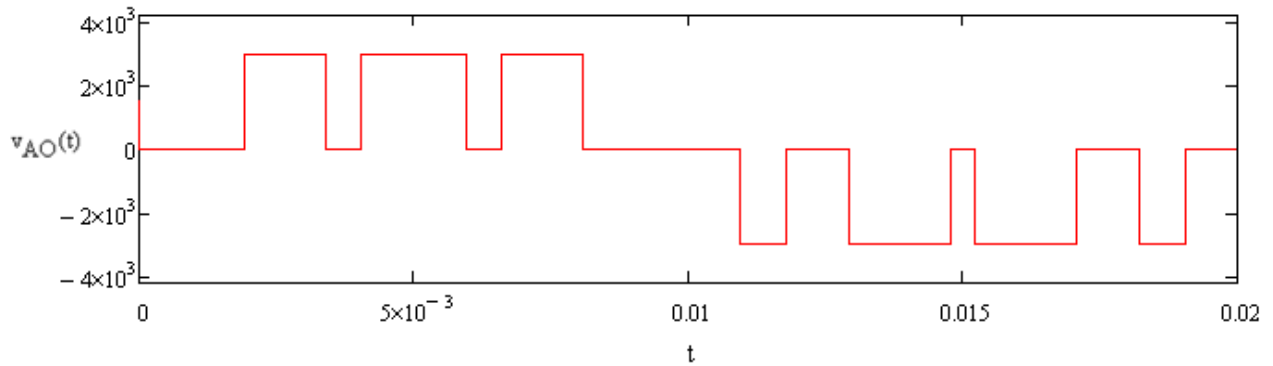


Figura 3.71 Tensione di fase generata dall'inverter

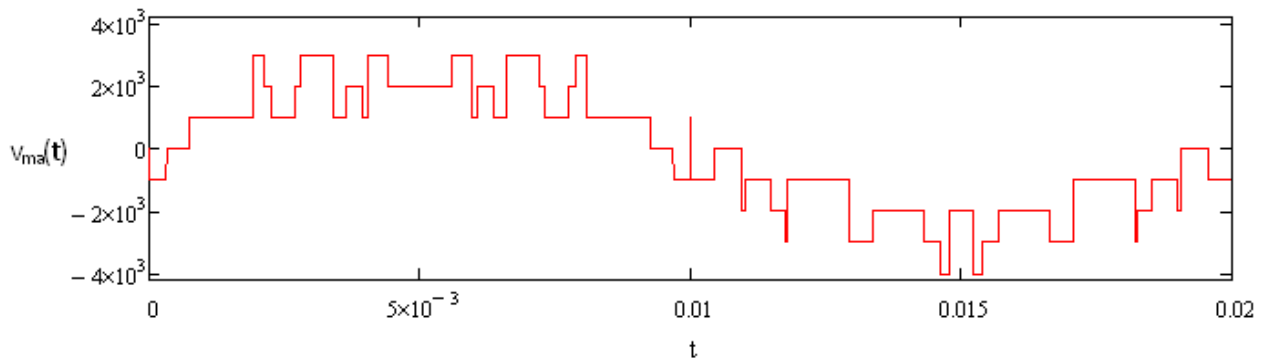


Figura 3.72 Tensione ai morsetti del motore

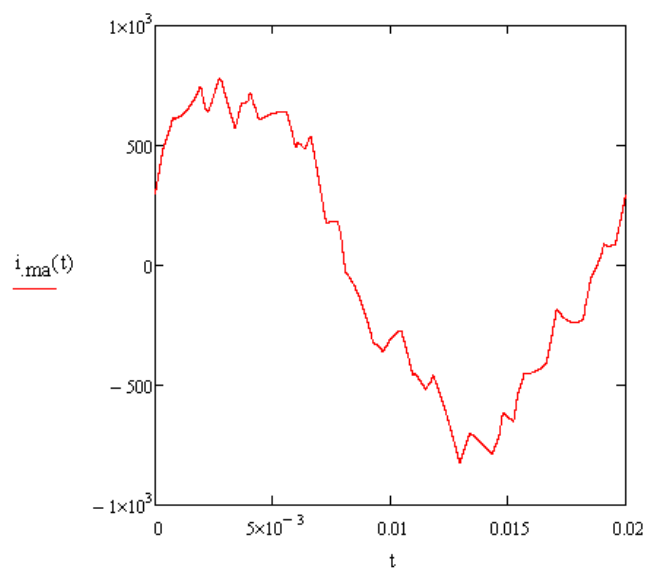


Figura 3.73 Corrente assorbita dal motore

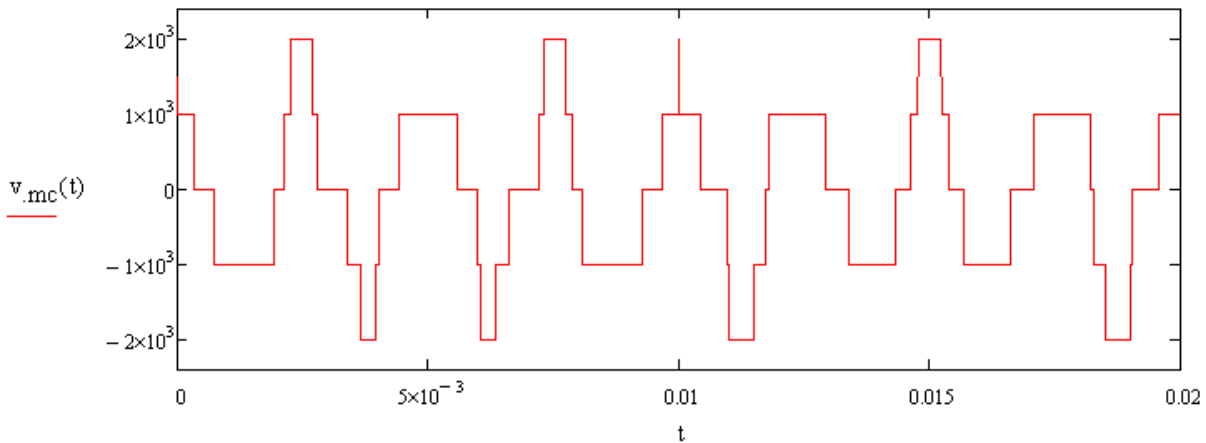


Figura 3.74 Tensione di modo comune

La tabella 3 vuole riassumere attraverso i valori dei fattori di distorsione (THD) e le valutazioni sul motore il comportamento del motore asincrono alimentato direttamente dai morsetti di uscita dell'inverter. Si è voluto fare un nuovo confronto tra disposizione PH o PO delle portanti, a pari m_f . Si richiama la tensione di fase nominale del motore pari a 1732 V e la sua corrente nominale pari a 496 A.

Tabella 3

Disp. Port.	m_f	THD% V_{AO}	THD% V_{mot}	THD% I_{mot}	V_{mot} [V]	I_{mot} [A]	η princ.	η
PO	20	74%	64,8%	10,7%	2062	507,9	0.959	0.956
PO	8	68,6%	63,9%	26,8%	2052	522,5	0.959	0.955
PH	20	74,7%	41,6%	4,7%	1875	505,6	0.959	0.958
PH	8	73.2%	41%	15.44%	1871	511,1	0.959	0.958

I risultati mostrano:

- La disposizione PH delle portanti permette di avere migliori THD sulla tensione di alimentazione del motore e quindi anche della corrente assorbita. Questo conferma lo studio precedente.
Nelle simulazioni successive verrà quindi presa in considerazione la sola disposizione PH delle portanti perché offre migliori risultati rispetto la disposizione PO.
- L'aumento della frequenza di commutazione delle valvole, ovvero il confronto tra $m_f=8$ e $m_f=20$, permette di ridurre notevolmente il THD della corrente assorbita dal motore.
- La riduzione del rendimento globale rispetto il rendimento alla componente principale, anche se minima tenendo presente dei limiti del modello della macchina asincrona ad alte frequenze, evidenzia le perdite addizionali (nel ferro e nel rame) causate dalle armoniche di corrente.
- La riduzione del THD della corrente assorbita dal motore rispetto il THD della tensione conferma che la natura induttiva del motore limita il valore delle armoniche di corrente.

Per quando riguarda gli effetti negativi per alimentazione PWM [17].

➤ *Le sovratensioni ai morsetti del motore*

Il modello non prevede la presenza della linea di alimentazione e anche se si fosse considerata l'impedenza della linea, l'elaborazione del foglio Mathcad non permetterebbe di valutare le sovratensioni legate al fenomeno della propagazione in una linea di un impulso di tensione. Si prende quindi come riferimento per la valutazione di questa problematica il calcolo del gradiente della tensione generata dall'inverter.

Nel caso di $m_f = 20$ e portanti in disposizione PH si è stimato un gradiente dv/dt della tensione $v_{AO}(t)$ pari a $3000V/\mu s$. Un tale valore per quanto esposto nel paragrafo 3.1 relativo agli effetti negativi dell'alimentazione PWM, potrebbe far nascere sovratensioni dannose ai morsetti del motore se il cavo di alimentazione dovesse superare una certa lunghezza critica. Una soluzione tecnica adottata in passato per risolvere questa problematica consisteva nel scegliere il motore con una classe di isolamento degli avvolgimenti statorici superiore a quella del motore standard con la stessa tensione nominale.

➤ *Aumento delle perdite addizionali nel motore*

La soluzione tecnica per garantire il corretto funzionamento del motore alimentato direttamente dall'inverter, e quindi non superare i limiti termici di esercizio è quella di sovradimensionare il motore stesso. Una misura più precisa delle perdite addizionali permette di capire quanto sovradimensionare il motore.

Va evidenziato come l'incremento della frequenza di commutazione delle valvole e la conseguente riduzione del fattore di distorsione riduce la necessità di sovradimensionare il motore.

➤ *Correnti circolanti nei cuscinetti-Correnti disperse verso terra-Emissioni elettromagnetiche*

Le figure 3.21, 3.22 e 3.23 mostrano l'andamento della tensione di modo comune e il suo spettro armonico. Si rilevano visivamente alti gradienti dv/dt , ampiezze massime rilevanti e la presenza di armoniche ad alta frequenza (10kHz – 30 MHz).

Gli effetti negativi causati dalla presenza della tensione di modo comune, e le alte frequenze causa delle emissioni elettromagnetiche sono quindi presenti nel circuito elettrico esaminato.

Si è esaminata la configurazione impiantistica di motore asincrono alimentato direttamente dall'inverter, individuando le problematiche relative all'alimentazione PWM. Si vuole ora studiare altre configurazioni impiantistiche con nuovi componenti aggiunti per attenuare o annullare completamente tali problematiche.

3.3 Filtro LC sinusoidale

Una soluzione tecnica per la risoluzione delle problematiche relative all'alimentazione PWM è quella di inserire tra l'inverter e il motore asincrono un filtro LC di secondo ordine passa basso [17-18].

L'obiettivo di questo filtro è quello di realizzare una tensione con una forma d'onda la più prossima alla sinusoide partendo dalla tensione PWM generata dall'inverter. In questo modo il motore verrebbe alimentato da una tensione vicina alla sinusoide evitando o limitando le diverse problematiche legate all'alimentazione PWM.

L'inserimento del filtro dopo l'inverter introduce però una nuova problematica, potrebbero infatti nascere delle sovratensioni a causa della risonanza del filtro. Questa risonanza si verifica quando nella tensione PWM sono presenti armoniche con frequenza pari o prossima a quella di taglio del filtro, oppure quando l'azionamento opera veloci transitori di controllo. Per evitare la risonanza del filtro a causa delle armoniche presenti nella tensione PWM e la risonanza con la tensione alla frequenza principale del carico, la frequenza di taglio deve essere:

$$f_{\text{carico}} \ll f_{\text{taglio}} \ll f_{\text{commutazione}}$$

Per realizzare questa condizione si richiama una regola generale della teoria dei controlli, secondo la quale la risonanza del filtro viene evitata e si ottiene una tensione di uscita la più prossima alla sinusoide, se:

- la frequenza di commutazione dell' inverter (o meglio la frequenza più piccola delle armoniche presenti nella tensione PWM) risulta maggiore della frequenza di taglio del filtro con un rapporto di fattore dieci;
- la frequenza di taglio del filtro risulta maggiore della frequenza principale del carico, presente nella tensione PWM, con un rapporto di fattore dieci.

In un filtro LC di secondo ordine, la frequenza di taglio (di risonanza) risulta:

$$f = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{L * C}}$$

Nelle applicazioni si inserisce una resistenza (in serie alla capacità) per creare uno smorzamento e ridurre le eventuali sovratensioni nate dalla risonanza.

Il valore della frequenza di taglio, il livello di smorzamento del filtro ed eventualmente altri parametri di progettazione permettono di calcolare il valore dei componenti del filtro: induttanza, capacità e resistenza.

3.3.1 Tensione di modo comune

Il filtro LC risolve con maggior efficacia gli effetti negativi derivanti dalla presenza della tensione di modo comune, ai morsetti del motore, attraverso la connessione del centro stella dei rami capacitivi del filtro:

- al potenziale medio del bus in continua o a uno dei due suoi poli;
- oppure viene messo a terra.

Questo collegamento definisce la terminologia “connessione di modo comune” del filtro.

Nel primo caso [31], con il collegamento del centro stella al potenziale medio del bus in continua, la tensione di modo comune ai morsetti del motore risulta (vedi figura 3.28):

$$V_{mc} = \frac{V_{1n} + V_{2n} + V_{3n}}{3}$$

con:

$$V_{10} = R_f * i_{0,1} + \frac{1}{C_f} \int i_{0,1} * dt$$

$$V_{20} = R_f * i_{0,2} + \frac{1}{C_f} \int i_{0,2} * dt$$

$$V_{30} = R_f * i_{0,3} + \frac{1}{C_f} \int i_{0,3} * dt$$

$$i_0 = i_{0,1} + i_{0,2} + i_{0,3}$$

quindi:

$$V_{mc} = \frac{V_{10} + V_{20} + V_{30}}{3} + V_{on} = V_{mc\ inv} + V_{mc\ rad} = \frac{1}{3} \left(R_f * i_0 + \frac{1}{C_f} \int i_0 * dt \right) + V_{on}$$

con: n il potenziale di terra e V_{on} il potenziale tra il punto medio del bus in continua e la terra.

La tensione di modo comune ai morsetti del motore è la somma di due contributi: il primo termine rappresenta la tensione di sequenza omopolare generata dall’inverter, mentre il secondo termine è legato alla variazione del potenziale medio del bus in continua rispetto il potenziale di terra.

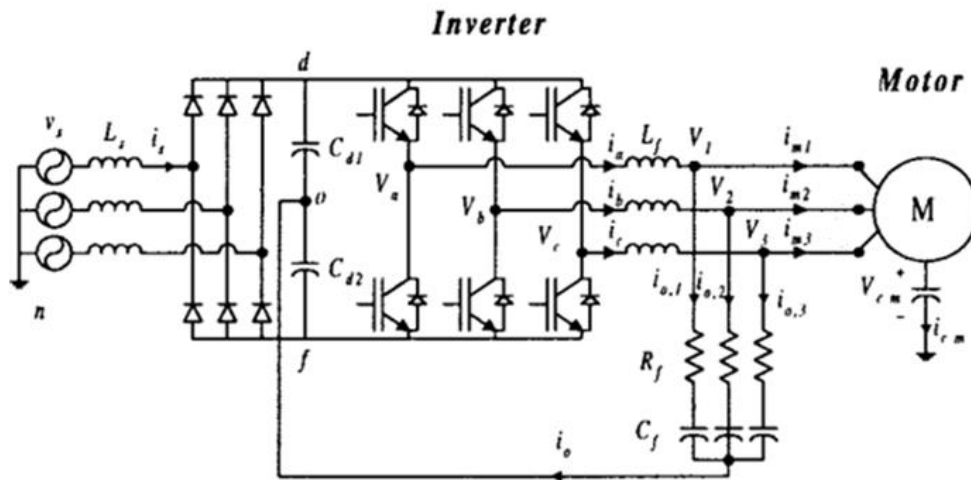


Figura 3.75

Una soluzione tecnica adottata negli azionamenti per ridurre la tensione V_{on} e quindi la tensione di modo comune ai morsetti del motore, risulta l'inserimento di un trasformatore di sequenza omopolare posizionato nella sezione intermedia tra il raddrizzatore dodecafase e l'inverter [36]; mostrato in figura 3.29.

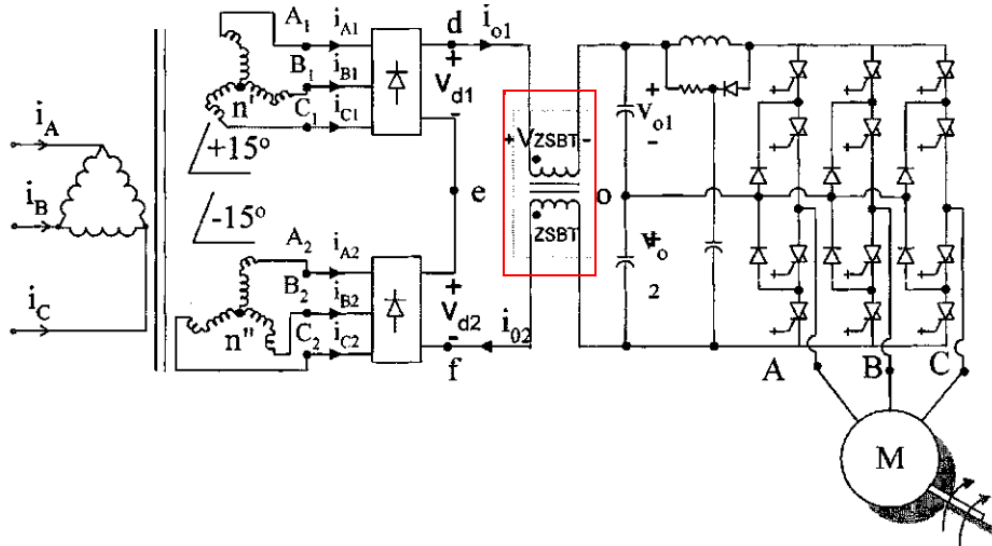


Figura 3.76 Trasformatore di sequenza zero per la riduzione del potenziale V_{on}

Nel secondo caso, quando il centro stella del ramo capacitivo è messo a terra, vedi figura 3.30, la tensione di modo comune ai morsetti del motore risulta:

$$V_{mc} = \frac{V_{1n} + V_{2n} + V_{3n}}{3} = \frac{V_{10} + V_{20} + V_{30}}{3} + V_{on} = \frac{1}{3} \left(R_f * i_0 + \frac{1}{C_f} \int i_0 * dt \right)$$

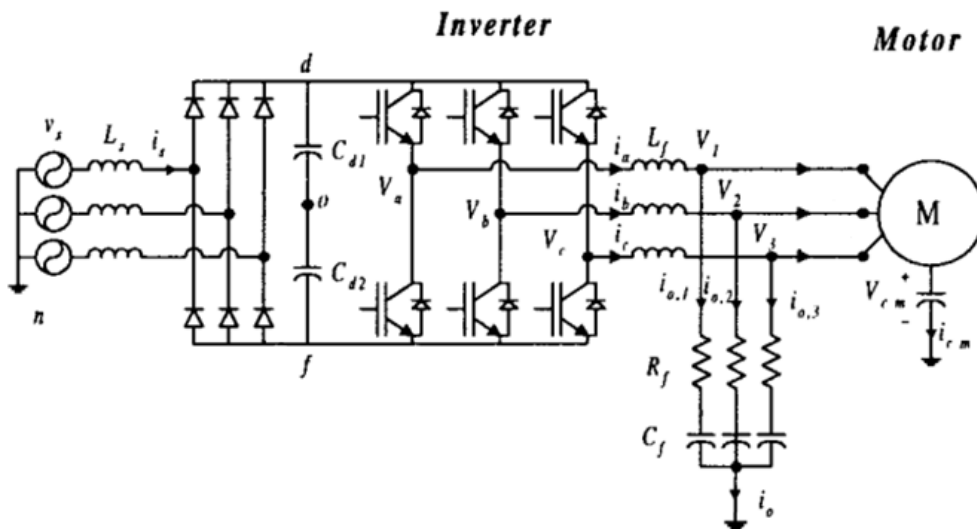


Figura 3.77

In entrambi i casi la tensione di modo comune V_{mc} ai morsetti del motore può essere ridotta scegliendo opportuni valori di L_f , R_f e C_f . Una significativa riduzione può essere raggiunta impiegando una piccola resistenza R_f e una grande capacità C_f .

Il filtro “LC” con il collegamento di modo comune realizza quindi un filtraggio di secondo ordine sulla componente omopolare delle tensioni generate dall’ inverter. Effetti sull’impianto sono una efficace riduzione o un quasi annullamento [24-25]:

1. delle emissioni elettromagnetiche;
2. delle correnti disperse verso terra;
3. delle correnti circolanti nei cuscinetti.

3.3.2 Configurazioni del filtro LC sinusoidale

Nel paragrafo si vuole fornire una semplice descrizione delle diverse tipologie di filtro LC sinusoidale oggetto di studio e presentate in letteratura.

Filtro LCR Tradizionale

Il filtro LCR tradizionale è un filtro passivo LC di secondo ordine (con pendenza del taglio in frequenza di 40 db per decade) passa basso di tipo serie, composto da un condensatore e dall’eventuale resistenza sul ramo derivato e da un induttore; mostrato in figura 3.31.

La caratteristica del filtro più significativa per la trattazione risulta la risposta in frequenza del modulo e della fase della funzione di trasferimento tensione in uscita del filtro – tensione in ingresso (corrispondente alla tensione PWM generata dall’inverter):

$$|F_{LRC}(f)| = \left| \frac{V_{out}(f)}{V_{ing}(f)} \right| = \left| \frac{\frac{1}{2\pi f * C * j} + R * \xi}{\frac{1}{2\pi f * C * j} + R * \xi + 2\pi f * L * j} \right|$$

con ξ : il coefficiente di smorzamento del filtro

$$R = 2 * \sqrt{L/C}$$

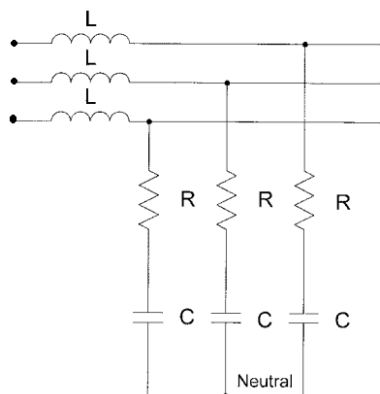


Figura 3.78 Filtro LC

Le figure 3.32 e 3.33 mostrano la risposta in frequenza del modulo e della fase del filtro per diversi valori del coefficiente di smorzamento (0 - 0,1 - 0,3 - 0,6 - 1), con $L=10\text{mH}$ e $C=50\mu\text{F}$.

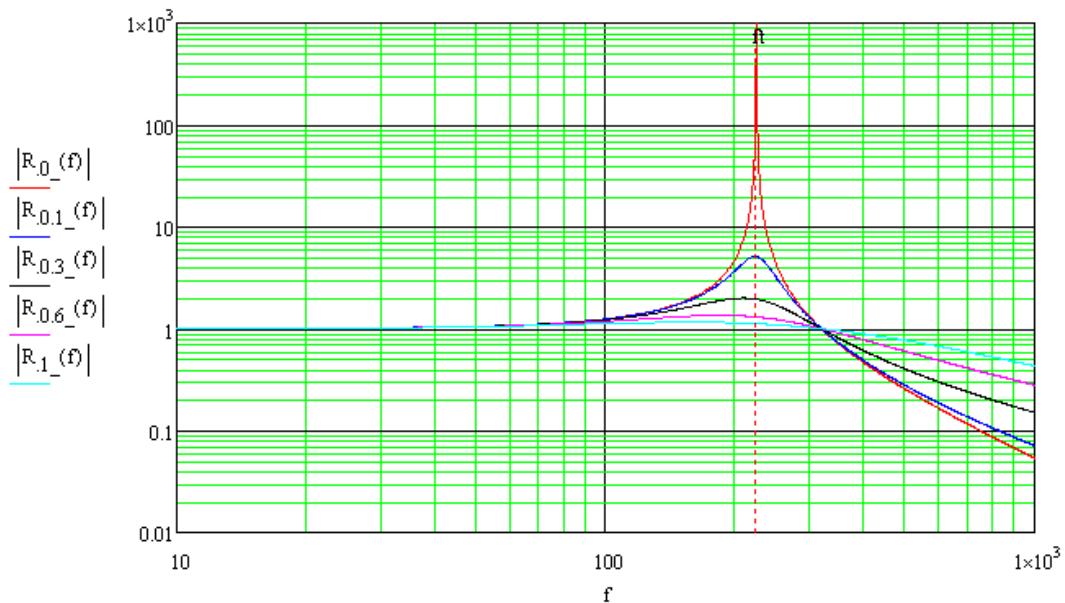


Figura 3.79 Risposta in frequenza del modulo di $F_{LRC}(f)$ (f_t = frequenza di risonanza)

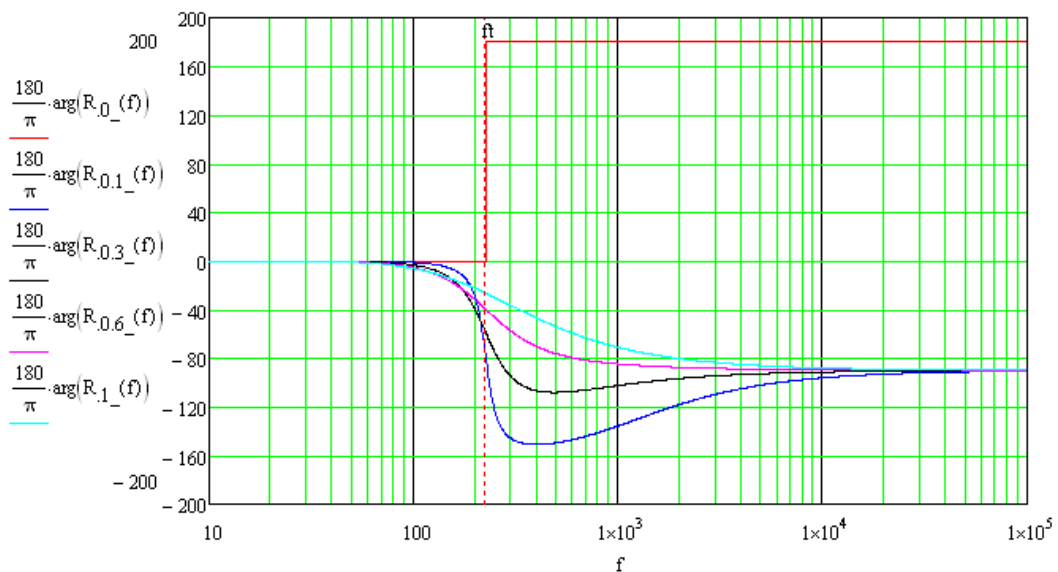


Figura 3.80 Risposta in frequenza della fase di $F_{LRC}(f)$

In figura 3.32 si può notare la caratteristica passa basso del filtro con il fenomeno della risonanza. Inoltre all'aumentare del coefficiente di smorzamento si rileva l'effettiva diminuzione del picco di risonanza e una diminuzione della pendenza del taglio.

Filtro LCR con frequenza di taglio variabile [22]

Una variante del filtro tradizionale è mostrato in figura 3.34 dove il centro stella delle capacità è collegato al potenziale medio del bus in continua e le induttanze L_f possono cambiare valore. Questa configurazione nasce dall'osservazione che i filtri tradizionali hanno una frequenza fissa di taglio, e quando varia la frequenza di lavoro del carico varia il fattore di distorsione della tensione in uscita dal filtro. Un sistema di controllo interviene sul circuito magnetico dell'induttanza L_f cambiandone il valore dell'ampiezza e ottimizzandola in base alla variazione di carico, alla variazione della frequenza fondamentale o della frequenza delle portanti in modo da minimizzare il fattore di distorsione della tensione filtrata.

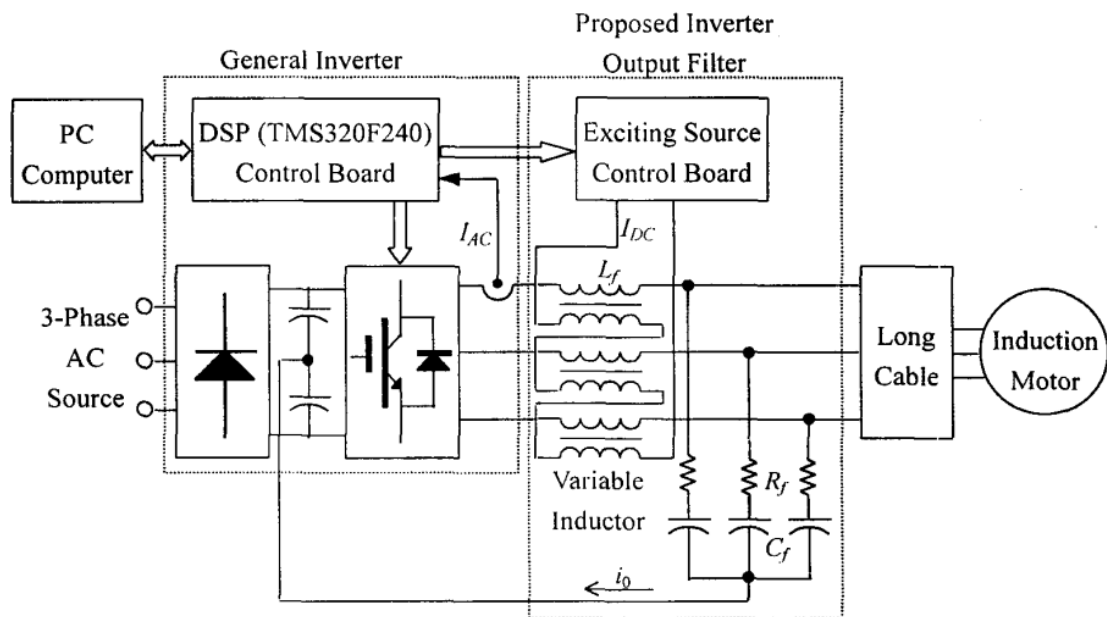


Figura 3.81

Filtro LC di quarto ordine [28]

Il filtro LC di quarto ordine, in figura 3.35, è costituito da quattro elementi per fase, due induttanze e due capacità. La pendenza di taglio del filtro risulta pari a 80 db per decade rispetto i 40 db per decade per il filtro LC tradizionale.

La figura 3.36 mostra la risposta in frequenza del modulo della funzione di trasferimento tensione filtrata – tensione in ingresso del filtro LC tradizionale e del filtro LC di quarto ordine.

Dal confronto delle due caratteristiche si può notare la pendenza di taglio maggiore e la presenza di due picchi di risonanza per il filtro LC di quarto ordine.

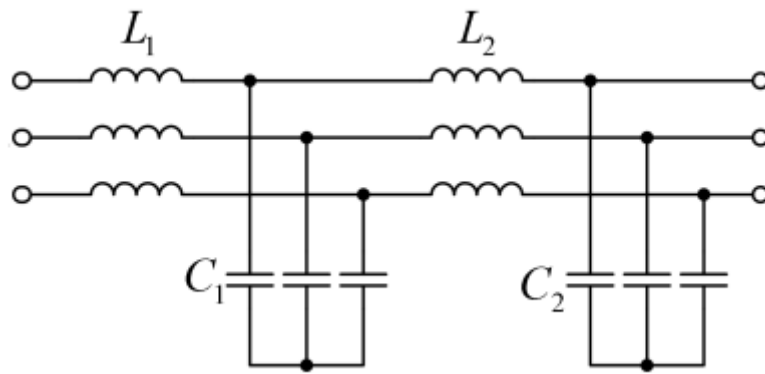


Figura 3.82 Filtro LC di quarto ordine

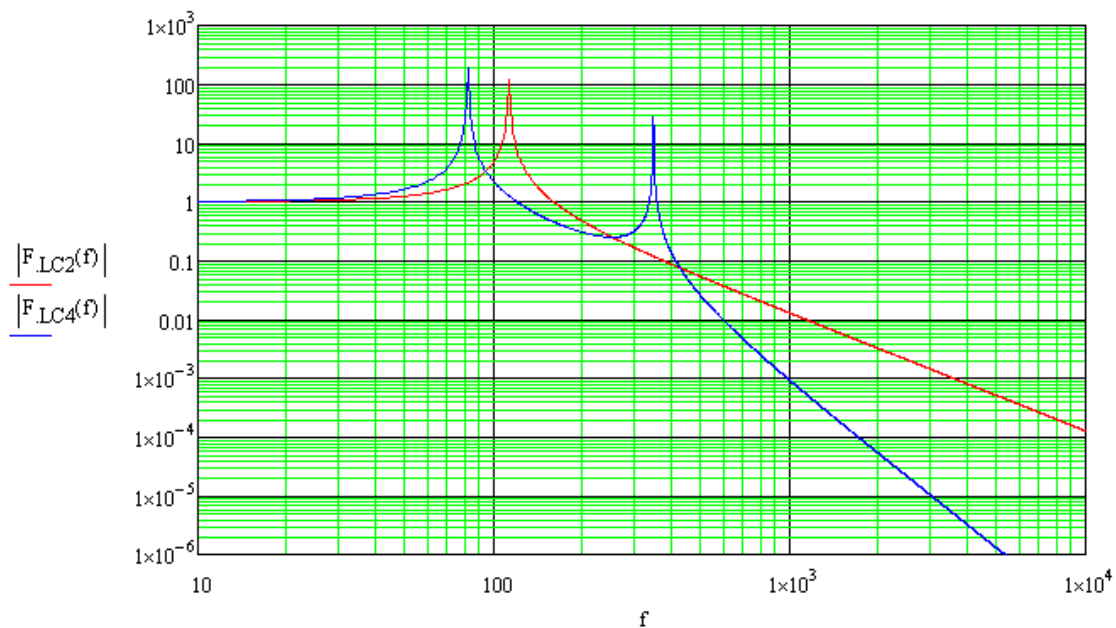


Figura 3.83 Risposta in frequenza del modulo della caratteristica del filtro.
In rosso, il filtro LC tradizionale. In blu, il filtro LC di quarto ordine.

Filtro LCR con un LC “trap” [28]

Si presenta infine un’ultima tipologia mostrata in figura 3.37, è composta da un filtro LC tradizionale in cascata ad un filtro LC “trap” (stoppatore).

La figura 3.38 mostra la risposta in frequenza del modulo della funzione di trasferimento tensione filtrata – tensione in ingresso del filtro. La caratteristica mostra tre risonanze: la prima è legata alla risonanza tra la connessione serie L con L_p e C; la seconda è una risonanza parallela tra L_p e C_p la quale crea una regione con notevole smorzamento; la terza risonanza porta la caratteristica a crescere nuovamente.

Il filtro LC “trap” viene quindi sintonizzato alla frequenza di commutazione dell’inverter per filtrare le armoniche alla frequenza di commutazione presenti nelle tensioni PWM generate dall’inverter. Il filtro LC tradizionale agisce attenuando le armoniche alla frequenza di commutazione e ai suoi multipli presenti nelle tensioni.

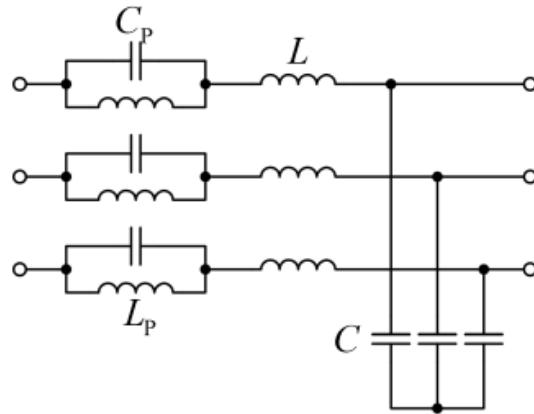


Figura 3.84 Filtro LC con LC trap

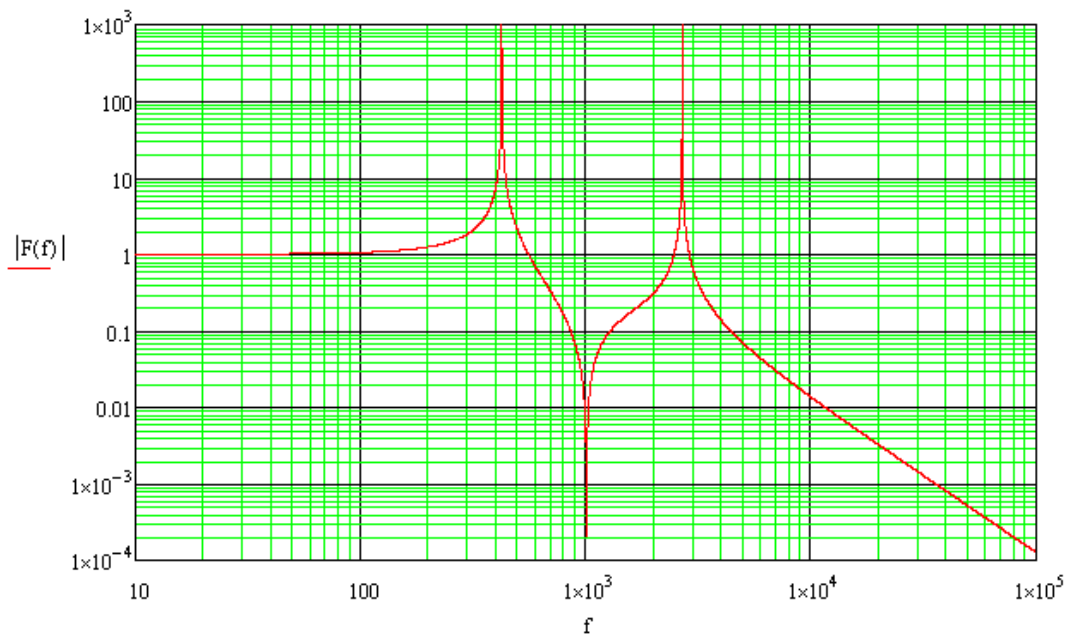


Figura 3.85 Risposta in frequenza del modulo della caratteristica del filtro.

3.3.3 Progettazione del filtro

Nei paragrafi seguenti si vuole progettare, confrontare diversi filtri da inserire nell'impianto elettrico oggetto del presente studio. Si vuole fornire un esempio di progettazione di filtro LCR tradizionale e valutare i risultati, nei limiti del modello considerato e nei limiti che si tratti di semplici simulazioni matematiche da verificare nella realtà.

La progettazione del filtro sinusoidale è suddivisa in diversi passaggi che permettono di tener conto sia di come opera l'inverter multilivello sia dei parametri del motore alimentato.

Il primo passo è la valutazione della variazione della funzione di trasferimento del filtro (tensione filtrata – tensione in ingresso) quando si considera globalmente il filtro collegato al motore asincrono.

Il secondo passo è la valutazione delle armoniche presenti nella tensione PWM per determinare la frequenza di taglio del filtro.

Infine si valuta l'azionamento oggetto del presente studio in cui si inserisce tra inverter e motore un filtro LC tradizionale. Lo studio si focalizza solo su questa tipologia perché è quella più impiegata negli impianti industriali, è quella con meno componenti e quindi più facile da progettare.

3.3.3.1 Motore asincrono con filtro

La figura 3.39 mostra l'impianto oggetto del presente studio con l'inserzione del filtro LCR tradizionale tra inverter e motore asincrono; il centro stella dei rami derivati del filtro viene messo a terra.

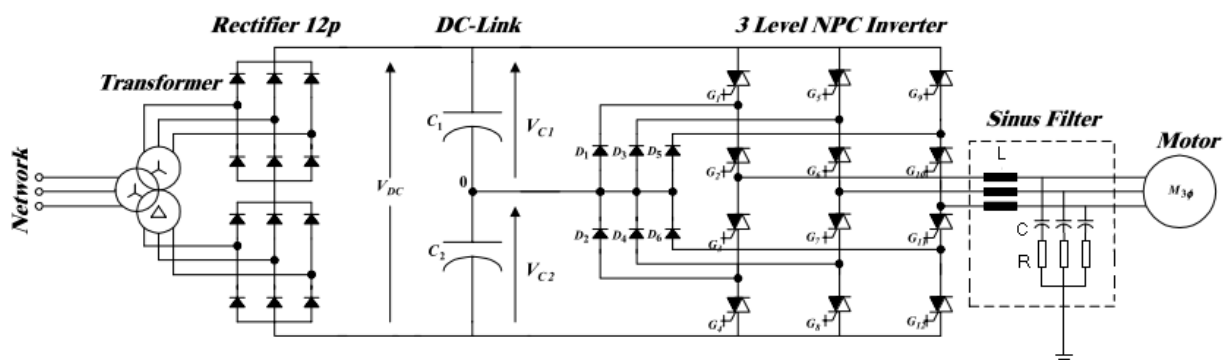


Figura 3.86

Nel paragrafo 3.3.2 si è determinata la funzione di trasferimento del filtro: tensione in uscita del filtro – tensione in ingresso. Quando si collega il motore al filtro la funzione di trasferimento tensione in uscita del filtro (pari alla tensione del motore) – tensione in ingresso, risulta:

$$|F(f)| = \left| \frac{V_{out}(f)}{V_{ing}(f)} \right| = \left| \frac{\bar{Z}_{m\parallel c}(f)}{\bar{Z}_{m\parallel c}(f) + 2\pi f * L * j} \right|$$

Con $\bar{Z}_m(f)$: impedenza del motore asincrono

$$\bar{Z}_{m\parallel c}(f) = \frac{\left(\frac{1}{2\pi f * C * j} + R * \xi \right) * \bar{Z}_m(f)}{\left(\frac{1}{2\pi f * C * j} + R * \xi \right) + \bar{Z}_m(f)}$$

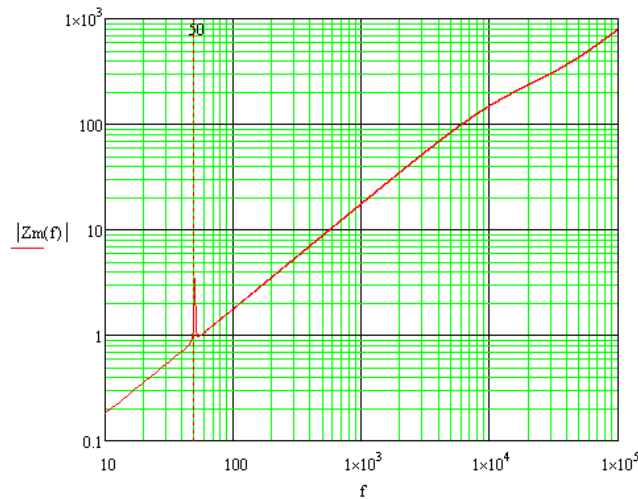


Figura 3.87 Risposta in frequenza del modulo dell'impedenza del motore asincrono oggetto del presente studio

La frequenza di taglio del solo filtro risulta:

$$f_t = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{L * C}}$$

Invece la frequenza di taglio effettiva di F(f) risente dell'impedenza del motore, risulta:

$$f_{te} = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{L_p * C}}$$

Con: $L_p = \frac{L * L_\sigma}{L + L_\sigma}$

E l'impedenza statorica transitoria

$$L_\sigma = L_{ds} + L_o - \frac{L_o^2}{L_{dr} + L_o}$$

Nella formula |F(f)| la resistenza è pari a:

$$R = 2 * \sqrt{L_\sigma / C}$$

con

ξ : il coefficiente di smorzamento del filtro

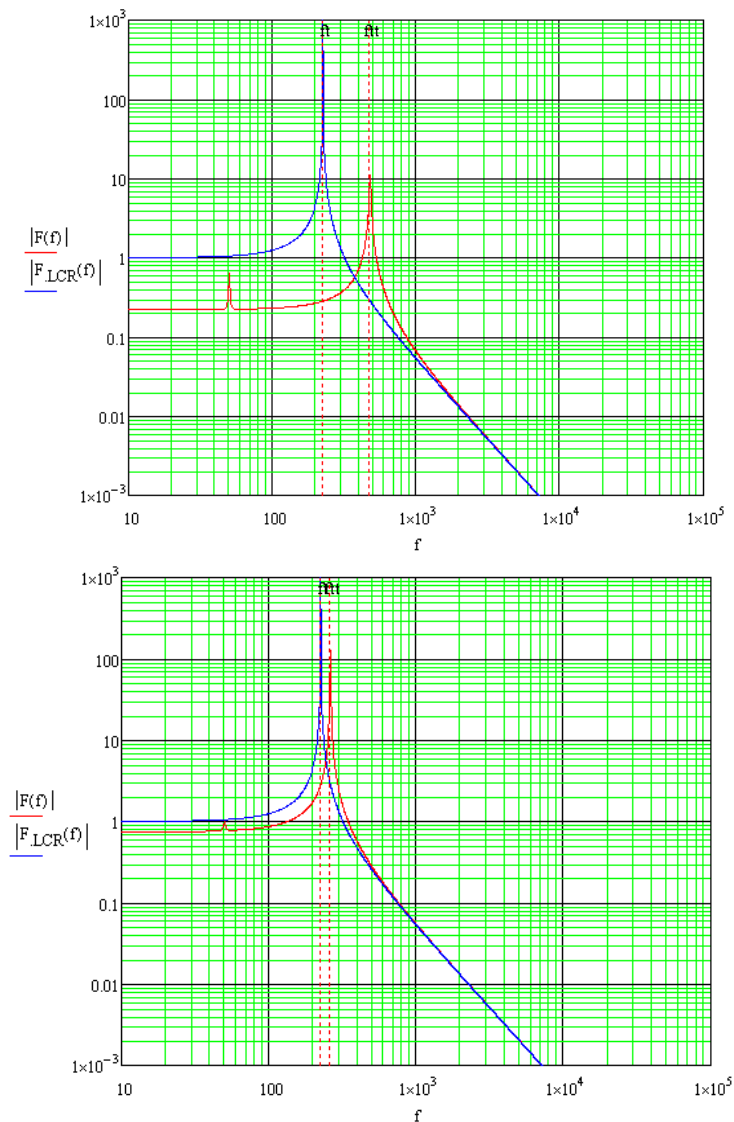


Figura 3.88 Risposta in frequenza del modulo di $F(f)$ e $F_{LCR}(f)$.
 Sopra con $L=10\text{mH}$, $C=50\mu\text{F}$ e $\xi=0$. Sotto con $L=1\text{mH}$, $C=500\mu\text{F}$ e $\xi=0$.

Il confronto tra i due casi in figura 3.41, a pari frequenza di taglio del filtro (225 Hz), permette di osservare come al diminuire dell'induttanza L :

- si ha una naturale diminuzione della caduta di tensione sull'induttanza L a basse frequenze (compresa la frequenza nominale di 50Hz);
- la frequenza di taglio effettiva (479 Hz nel primo caso, 262 Hz nel secondo) si avvicina al valore della frequenza di taglio del filtro.

Si mostrano alcune caratteristiche della funzione $F(f)$ con diversi coefficienti di smorzamento (0/0,1/0,5/1).

In figura 3.42 si nota come all'aumentare del coefficiente di smorzamento si ha la riduzione del picco di risonanza e della pendenza del taglio.

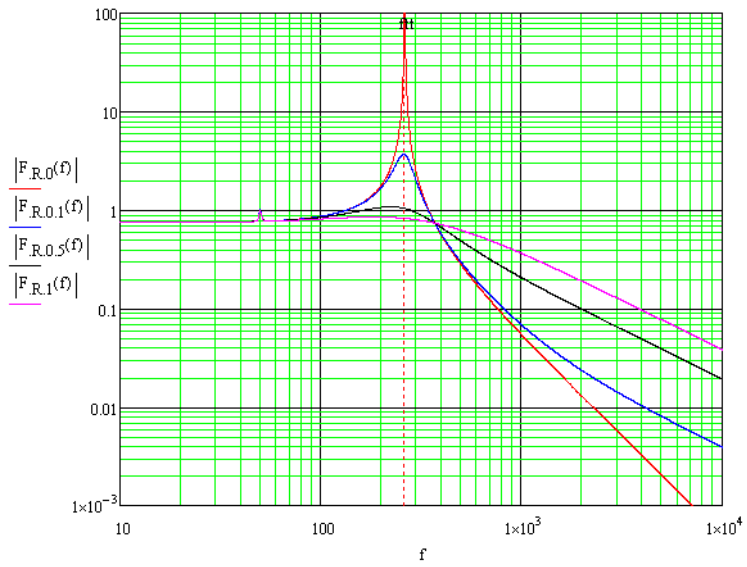


Figura 3.89 Risposta in frequenza del modulo di $F(f)$

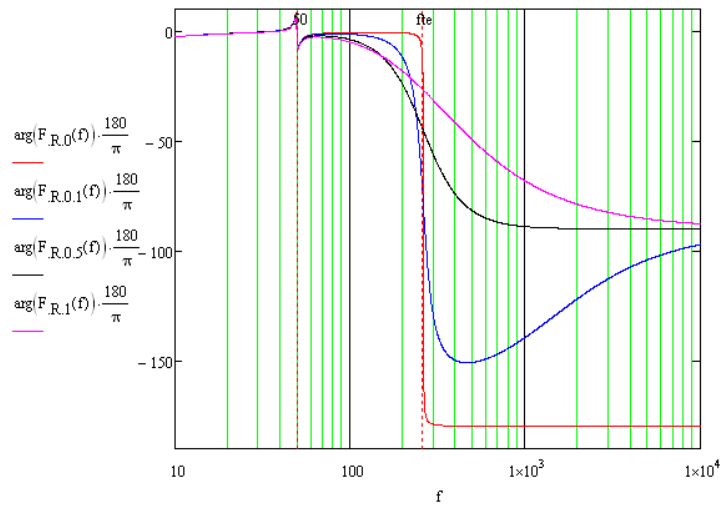


Figura 3.90 Risposta in frequenza della fase di $F(f)$

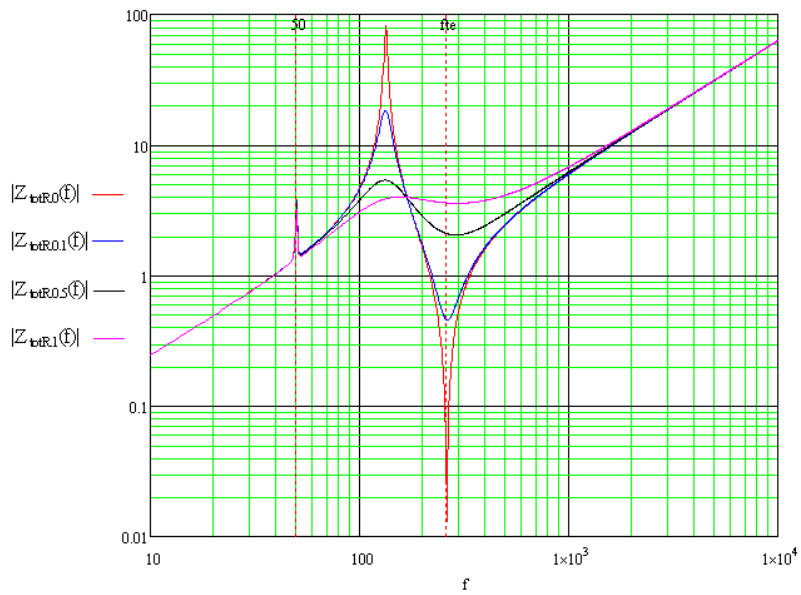


Figura 3.91 Impedenza totale (filtro + Carico)

Le simulazioni in Mathcad con la nuova configurazione dell'impianto sono simili a quelle viste in precedenza. L'inserimento del filtro modifica e amplia il foglio di lavoro; si vuole presentare di seguito lo schema di lavoro per le simulazioni.

Per individuare le componenti armoniche della tensione ai morsetti del motore e sul ramo capacitivo del filtro, partendo da quelle generate dall'inverter, si studia il circuito elettrico impiegando i componenti simmetrici. Quindi calcolate le componenti armoniche delle tre tensioni generate dall'inverter si ricava la componente diretta, inversa e omopolare per ogni frequenza.

Si utilizza la trasformazione dei componenti simmetrici:

$$\begin{bmatrix} \bar{V}invd_k \\ \bar{V}invi_k \\ \bar{V}invo_k \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} * \begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \bar{V}AO_k \\ \bar{V}BO_k \\ \bar{V}CO_k \end{bmatrix}$$

con: $\alpha = -\frac{1}{2} + j * \frac{\sqrt{3}}{2}$

Lo studio dei circuiti di sequenza diretta, inversa e omopolare mostrati in figura 3.45 e 3.46 porta a determinare i componenti simmetrici ad ogni frequenza delle tensioni ai morsetti del motore e delle tensioni sui rami capacitivi del filtro.

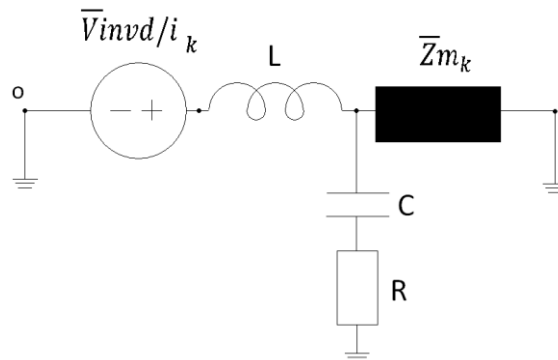


Figura 3.92 Circuito di sequenza diretta/inversa

Le componenti di sequenza diretta e inversa, per ogni frequenza, delle tensioni sui rami derivati del filtro si ricavano:

$$\begin{aligned} \bar{V}cd_k &= \bar{V}invd_k * \bar{F}(kf) \\ \bar{V}ci_k &= \bar{V}invi_k * \bar{F}(kf) \end{aligned}$$

Le componenti di sequenza diretta e inversa, per ogni frequenza, delle tensioni ai morsetti del motore sono:

$$\begin{aligned} \bar{V}md_k &= \bar{V}cd_k \\ \bar{V}mi_k &= \bar{V}ci_k \end{aligned}$$

Con $\bar{F}(kf)$ la funzione di trasferimento del filtro e carico, alla frequenza $k * f_{principale}$.

Le componenti di sequenza omopolare delle tensioni sul ramo derivato del filtro e delle tensioni ai morsetti del motore si calcolano:

$$\begin{aligned}\bar{V}co_k &= \bar{V}invo_k * \bar{F}_{LRC}(kf) \\ \bar{V}mo_k &= 0\end{aligned}$$

Con $\bar{F}_{LRC}(kf)$ la funzione di trasferimento del solo filtro, alla frequenza $k*f_{principale}$.

Per il circuito omopolare valgono le stesse considerazioni fatte per la configurazione precedentemente studiata, ovvero il motore direttamente alimentato dall'inverter. Inoltre si trascura il potenziale medio del bus in continua dell'inverter rispetto la terra; viene posto nullo. Tale scelta non risulta però una approssimazione rilevante poiché come è stato mostrato nel paragrafo 3.3.1, il potenziale \bar{V}_{OT} viene ridotto grazie all'inserimento del trasformatore di sequenza zero tra raddrizzatore e inverter.

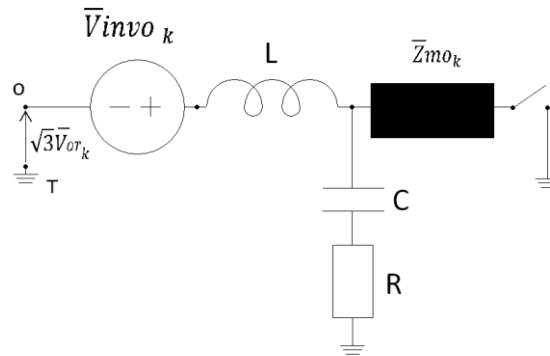


Figura 3.93 Il circuito di sequenza omopolare

Dalle espressioni precedenti è possibile così calcolare le componenti armoniche delle tensioni ai morsetti del motore applicando la trasformazione inversa dei componenti simmetrici:

$$\begin{bmatrix} \bar{V}mA_k \\ \bar{V}mB_k \\ \bar{V}mC_k \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} * \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ \alpha^2 & \alpha & 1 \\ \alpha & \alpha^2 & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \bar{V}md_k \\ \bar{V}mi_k \\ \bar{V}mo_k \end{bmatrix}$$

Le componenti armoniche delle tensioni dei rami derivati del filtro:

$$\begin{bmatrix} \bar{V}cA_k \\ \bar{V}cB_k \\ \bar{V}cC_k \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} * \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ \alpha^2 & \alpha & 1 \\ \alpha & \alpha^2 & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \bar{V}cd_k \\ \bar{V}ci_k \\ \bar{V}co_k \end{bmatrix}$$

Per calcolare le componenti armoniche della corrente assorbita dal motore si procede come è stato presentato nel paragrafo 3.2.1.

Calcoli del ramo derivato del filtro sono:

Corrente all'armonica k nella fase A

$$\bar{I}ca_K = \frac{\bar{V}ca_K}{R + \frac{1}{j * 2\pi * kf * C}}$$

Corrente efficace nella fase A

$$Ica = \sqrt{\sum_{K=1}^N (Ica_k)^2}$$

Perdite totali nel filtro

$$Pr = 3 * R * Ica^2$$

Potenza reattiva totale delle capacità

$$Qc = \sum_{K=1}^N \text{Im}(3 * \bar{V}ca_K * \underline{I}ca_K)$$

Fattore di distorsione della tensione $v_{ca}(t)$

$$THD(Vca) = \sqrt{\sum_{K \neq 1}^N \left(\frac{Vca_k}{Vca_1} \right)^2}$$

Fattore di distorsione della corrente $i_{ca}(t)$

$$THD(Ica) = \sqrt{\sum_{K \neq 1}^N \left(\frac{Ica_k}{Ica_1} \right)^2}$$

Calcoli sull'induttanza e la sezione di uscita dell'inverter sono:

Corrente all'armonica k in uscita dall' inverter nella fase a

$$\bar{I}inva_K = \bar{I}ca_K + \bar{I}mota_K$$

Corrente efficace in uscita dall'inverter nella fase a

$$Iinva = \sqrt{\sum_{K=1}^N (Iinva_k)^2}$$

Caduta di tensione sull'induttanza all'armonica k

$$\bar{V}la_k = (j * 2\pi * kf * L) * \bar{I}inva_K$$

Potenza reattiva totale delle induttanze

$$Ql = \sum_{K=1}^N \text{Im}(3 * \bar{V}la_K * \underline{I}inva_K)$$

Tensione efficace in uscita dall'inverter nella fase a

$$Vinva = \sqrt{\sum_{K=1}^N (Vinva_k)^2}$$

Potenza apparente totale dell'inverter

$$Sinv = 3 * Iinva * Vinva$$

Fattore di distorsione della corrente $i_{inva}(t)$

$$THD(Iinva) = \sqrt{\sum_{K \neq 1}^N \left(\frac{Iinva_k}{Iinva_1} \right)^2}$$

con

k = 1 l'armonica principale delle tensioni e delle correnti

N: rappresenta l' ordine di armonicità massima delle componenti armoniche calcolata

3.3.3.2 Analisi di Fourier della tensione PWM generata dall'inverter

Passaggio fondamentale per la progettazione del filtro è lo studio dello spettro armonico della tensione PWM generata dall'inverter per determinare e valutare dove posizionare la frequenza di taglio del filtro.

Mostriamo diversi spettri armonici della tensione $v_{AO}(t)$ generata da un inverter a tre livelli con tecnica di modulazione PWM sinusoidale, e disposizione PH delle portanti. Viene inoltre indicato il fattore di distorsione.

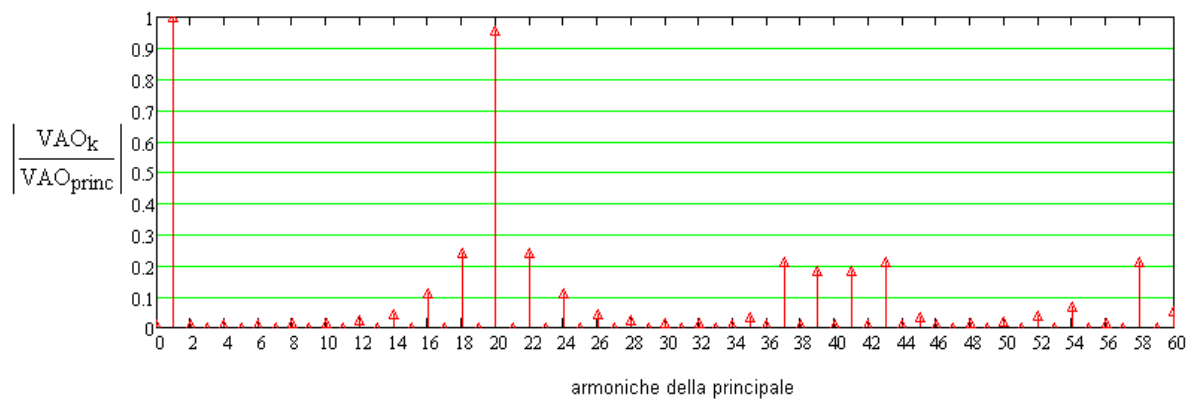


Figura 3.94 Spettro armonico con: $m_a=0,5$ $m_f=20$ e $f_{princ}=50\text{Hz}$. THD% = 124,1%

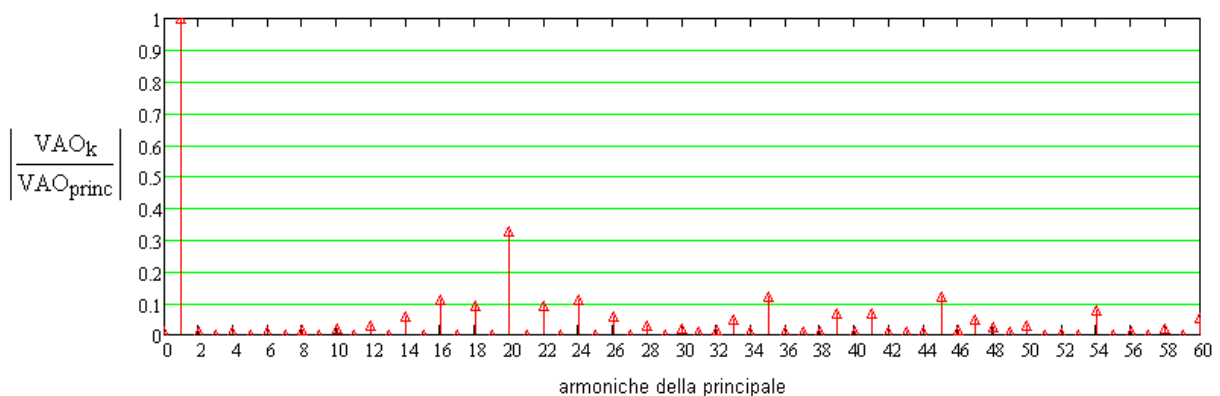


Figura 3.95 Spettro armonico con: $m_a=1$ $m_f=20$ e $f_{princ}=50\text{Hz}$. THD% = 52%

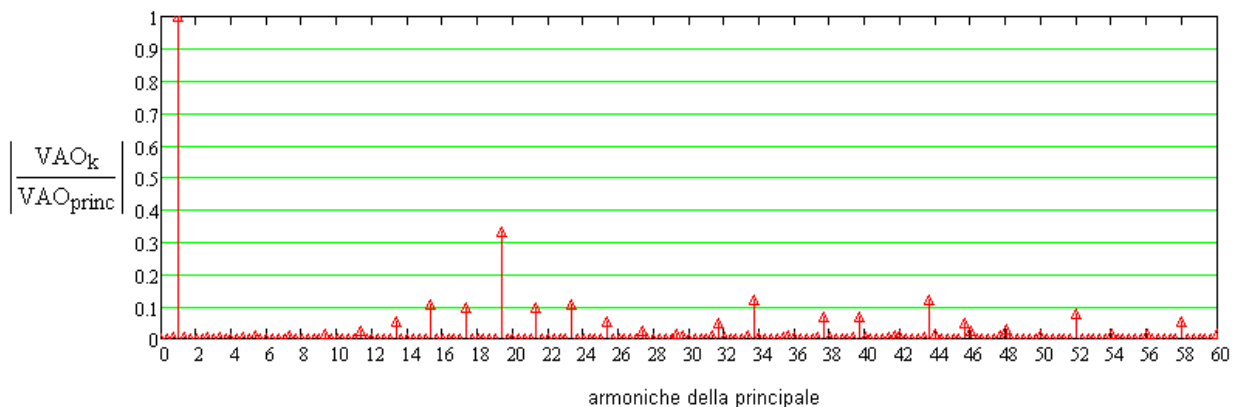


Figura 3.96 Spettro armonico con: $m_a=1$ $m_f=19+1/3$ e $f_{princ}=50\text{Hz}$. THD% = 52,2%

Gli spettri armonici mostrano una riduzione del fattore di distorsione all'aumentare del rapporto di modulazione m_a . Inoltre nel terzo caso, con funzionamento non sincrono (ovvero m_f non numero intero), si osservano le subarmoniche e le interarmoniche della frequenza principale, le quali non portano ad un incremento significativo del fattore di distorsione.

L'analisi di Fourier della tensione PWM generata dall'inverter nelle figure precedenti conferma quanto già visto nel primo capitolo, ovvero le armoniche sono posizionate attorno alla frequenza delle portanti e ai suoi multipli; la loro ampiezza è legata al rapporto di modulazione m_a . In figura 3.47 e 3.48 si nota la componente principale a 50Hz e il primo gruppo di armoniche posizionate attorno alla frequenza delle portanti, ovvero $m_f * f_{principale} = 1000$ Hz. In figura 3.49 l'armonica principale di 50 Hz e il primo gruppo di armoniche posizionate attorno a $m_f * f_{principale} = 966,67$ Hz.

Nell'impianto oggetto del presente studio la frequenza di taglio del filtro deve essere posizionata come presentato in precedenza:

$$f_{carico} \ll f_{taglio} \ll f_{commutazione}$$

La frequenza massima del carico richiesta per l'azionamento del motore si suppone che sia quella nominale di 50 Hz. La frequenza di commutazione dell'inverter e quindi la frequenza attorno alla quale è posizionate il primo gruppo di armoniche è pari alla frequenza delle portanti. Supponendo di far lavorare le valvole con una frequenza di commutazione pari o prossima a quella massima di 500 Hz, si otterranno quindi portanti a frequenze di 1000Hz. In definitiva la frequenza di taglio deve essere compresa tra:

$$50 \text{ Hz} \ll f_{taglio} \ll 1000 \text{ Hz}$$

Le frequenze in gioco, o meglio la bassa frequenza di commutazione delle valvole in media tensione, non permette di scegliere una frequenza di taglio sufficientemente lontana dalla frequenza del carico e dalla frequenza di commutazione dell'inverter. E' infatti impossibile trovare un valore della frequenza di taglio che abbia un rapporto con fattore 10 tra le altre due frequenze.

Negli azionamenti di media tensione è quindi solito posizionare la frequenza di taglio del filtro LC nell'intervallo 200-400 Hz [33].

Le figure seguenti vogliono mostrare le componenti armoniche della tensione PWM generata dall'inverter, le quali possono portare il filtro alla risonanza. Prendendo in considerazione la fascia 200-400 Hz dove porre la frequenza di taglio, si deve però tener conto di quanto è stato mostrato nel paragrafo precedente. Ovvero come la frequenza effettiva del filtro subisce una variazione legata al carico collegato ai morsetti di uscita del filtro stesso; per tale motivo si considera l'intervallo 200-500 Hz la fascia a rischio per la risonanza del filtro.

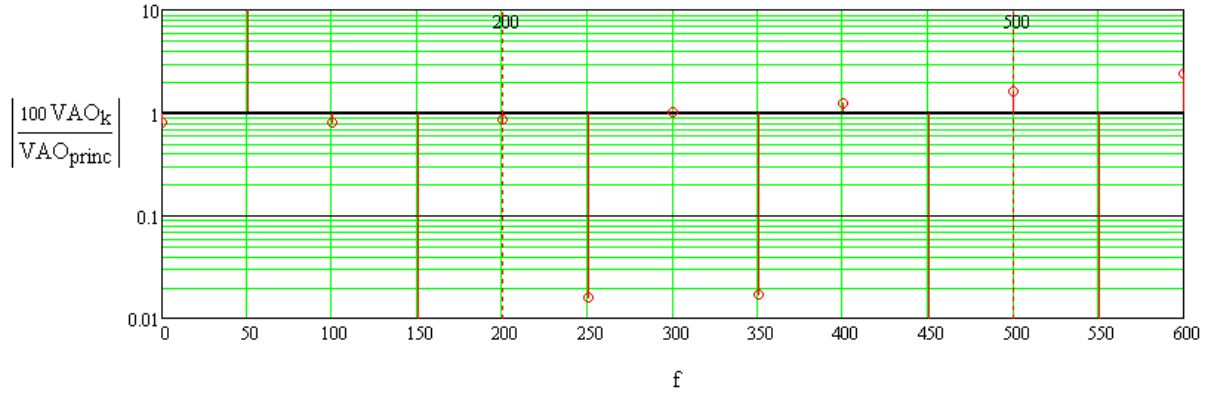


Figura 3.97 Spettro armonico con: $ma=0,5$ $mf=20$ e $f_{\text{princ}}=50\text{Hz}$

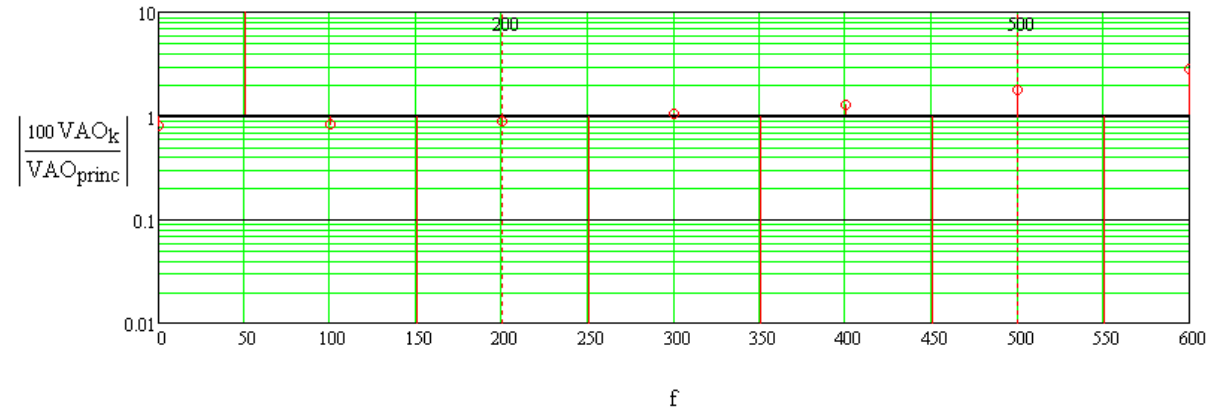


Figura 3.98 Spettro armonico con: $ma=1$ $mf=20$ e $f_{\text{princ}}=50\text{Hz}$.

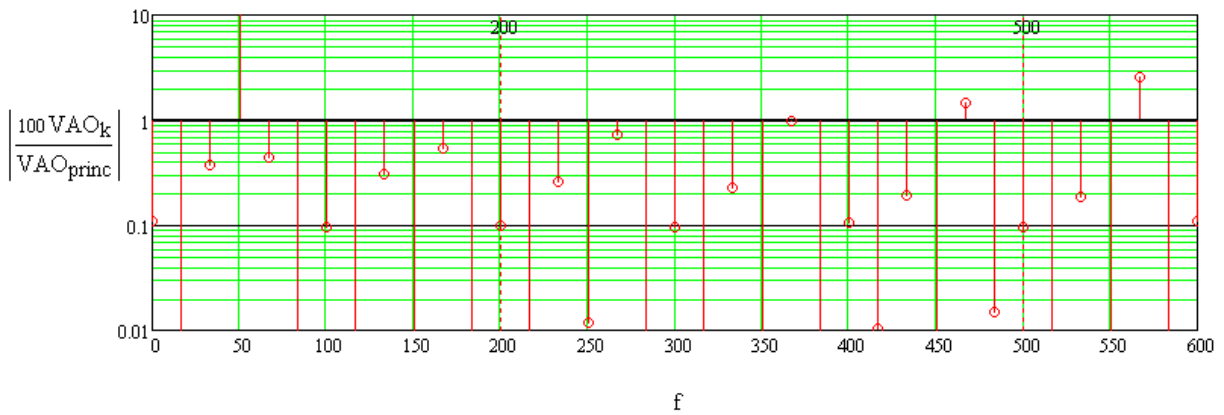


Figura 3.99 Spettro armonico con: $ma=1$ $mf=19+1/3$ e $f_{\text{princ}}=50\text{Hz}$

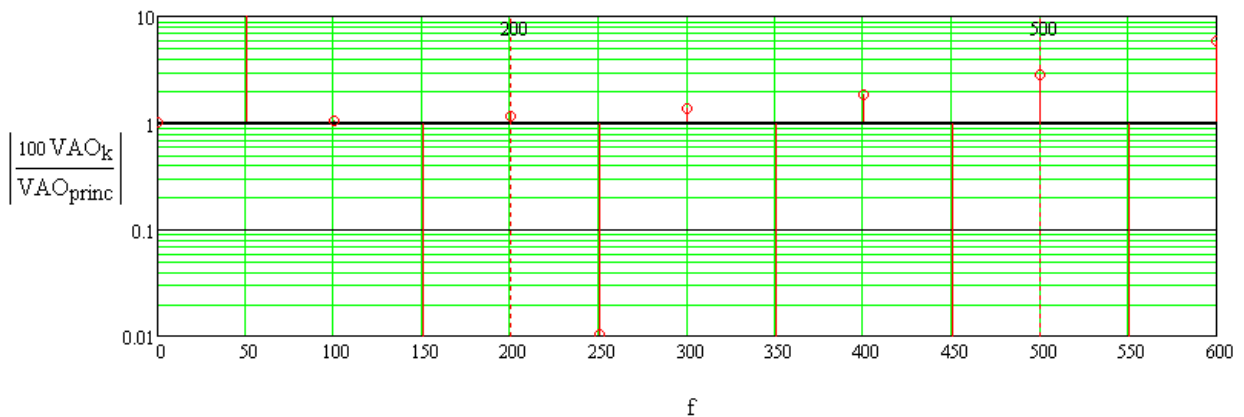


Figura 3.100 Spettro armonico con: $ma=1$ $mf=18$ e $f_{\text{princ}}=50\text{Hz}$

Le analisi di Fourier mostrano la presenza di armoniche nella fascia 200-500Hz, di valore modesto ma sufficienti a portare il filtro in risonanza e causare la presenza di armoniche PWM residue nelle tensioni filtrate. Il fenomeno della risonanza del filtro LC negli azionamenti di media tensione è quindi una problematica da dover affrontare [17].

La soluzione tecnica adottata per smorzare la risonanza risulta l'inserimento della resistenza di smorzamento in serie alla capacità del filtro. La resistenza è un elemento dissipativo, si devono quindi verificare le sue perdite per evitare un'eccessiva riduzione del rendimento dell'azionamento.

3.3.3.3 Considerazioni sulla progettazione del Filtro

Le semplici considerazioni finora fatte hanno permesso di definire 200-400 Hz l'intervallo in cui posizionare la frequenza di taglio del filtro. Si vogliono ora fornire indicazioni, valutazioni per la corretta scelta degli elementi costitutivi del filtro: resistenza, induttanza e capacità [35-37].

LA FREQUENZA DI TAGLIO

La diminuzione della frequenza di taglio del filtro permette di ottenere una maggiore attenuazione delle componenti armoniche e ridurre quindi il fattore di distorsione della tensione filtrata.

Al tempo stesso si deve tener conto che una sua diminuzione aumenta il dimensionamento della capacità e dell'induttanza. Inoltre l'eccessivo dimensionamento del filtro potrebbe indurre problemi dinamici, come lente risposte di velocità o di coppia a causa del ritardo di fase della tensione filtrata. Accade questo quando la frequenza di taglio del filtro risulta troppo vicina alla frequenza del carico, e quindi il filtro introduce uno sfasamento eccessivo tra tensione filtrata e tensione PWM di ingresso.

La frequenza di taglio del filtro deve garantire un compromesso ottimale tra le condizioni appena presentate. Individuata la frequenza di taglio:

$$f_t = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{L * C}}$$

Esistono infiniti valori di induttanza L e capacità C che permettono di ottenere la frequenza di taglio scelta. Da un punto di vista dei costi, le capacità risultano più economiche delle induttanze. Si possono però indicare alcune considerazioni sui valori dei parametri.

INDUTTANZA

- Ha un'ampiezza massima da non superare per evitare elevate cadute di tensione alla frequenza fondamentale nella sezione del filtro.
- L'ampiezza delle armoniche ad alta frequenza e il picco delle correnti che l'inverter deve commutare sono principalmente limitate dall'induttanza del filtro, vedi figura 3.54. La minimizzazione delle perdite di commutazione delle valvole può porre limitazioni sul contenuto armonico e sul picco di tali correnti, questo porta a definire un'ampiezza minima dell'induttanza.

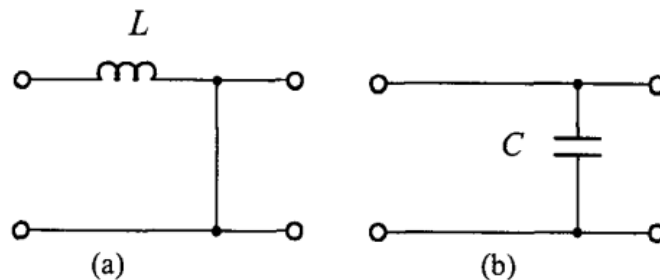


Figura 3.101 Circuito equivalente semplificato del filtro LCR, alle alte frequenze (a) e alle basse frequenze (b).

CAPACITA'

- All'aumentare della sua ampiezza si riduce la tensione di modo comune ai morsetti del motore.
- Si può definire un' ampiezza massima da non superare per limitare la corrente nel ramo capacitivo alla frequenza principale; vedi figura 3.54.
- Il valore della capacità evita il fenomeno dell'autoeccitazione del motore asincrono.

Il fenomeno dell'autoeccitazione si può presentare quando un motore asincrono trifase è alimentato da una linea in cui è presente una batteria di condensatori permanentemente inserita. Quando viene tolta la tensione di alimentazione per arrestare la marcia può accadere che durante la fase transitoria dell'arresto la macchina si autoecciti, e passi quindi a funzionare come generatore a causa dell'inerzia meccanica del sistema rotore - carico. Le capacità collegate riescono a fornire potenza reattiva al motore, sostenendo il suo campo magnetico rotante e quindi rafforzando l'induzione al traferro; se tutto ciò accade possono nascere pericolose sovratensioni nella fase iniziale del transitorio.

L'autoeccitazione è quindi una problematica che deve essere analizzata negli azionamenti in cui può capitare di spegnere l'inverter mentre è ancora in rotazione il rotore del motore.

Il fenomeno può essere evitato se la corrente delle capacità alla frequenza nominale risulta minore della corrente magnetizzante della macchina asincrona [34-17]. Questo fornisce un limite massimo al valore della capacità:

$$I_c = \frac{V_n}{\sqrt{3}} * 2\pi * f_n * C < I_{om} = \frac{V_n}{\sqrt{3} * 2\pi * f_n * L_o}$$

$$C < \frac{I_{om} * \sqrt{3}}{(2\pi * f_n) * V_n}$$

I_{om} : massima corrente di magnetizzazione del motore

V_n : tensione nominale del motore (concatenata)

f_n : frequenza nominale del motore

- La capacità potrebbe essere scelta in modo da compensare la potenza reattiva Q_m del motore alla frequenza nominale [33]. Il valore della capacità verrebbe calcolato secondo:

$$C = \frac{Q_m}{V_n^2 * (2\pi * f_n)}$$

RESISTENZA

- Al diminuire della sua ampiezza si riduce la tensione di modo comune ai morsetti del motore.
- Al' aumento del suo valore aumenta l'effetto di smorzamento sulla risonanza del filtro.

Nelle simulazione successive si verifica i vantaggi ottenuti dall'utilizzo del filtro per quanto riguarda gli effetti negativi per alimentazione PWM, attraverso:

- Il gradiente di tensione dV/dt delle tensioni in uscita dal filtro (ovvero la tensione del ramo derivato del filtro) verrà preso come indice di riferimento per la problematica relativa alle sovratensioni ai morsetti del motore.
- La distorsione armonica delle tensioni e delle correnti con il calcolo del THD e un analisi del rendimento del motore alimentato, saranno indici di riferimento per gli effetti negativi provocati dalla presenza di armoniche nelle tensioni e nelle correnti.
- Rappresentazione e valutazioni della tensione di modo comune ai morsetti del motore.

Inoltre si deve tener conto degli effetti legati all'inserimento del filtro, quali:

- Si valuta la caduta di tensione nella sezione del filtro (alla frequenza nominale) attraverso la seguente formula:

$$\Delta V = \frac{|\bar{V}_{inva_1}| - |\bar{V}_{mota_1}|}{|\bar{V}_{inva_1}|}$$

- Si valutano le perdite di potenza del filtro secondo la formula:

$$Pr, filtro\% = \frac{Pr * 100}{P_{n,motore}}$$

con: Pr le perdite totali nel filtro

- Il fenomeno dell'autoeccitazione viene semplicemente analizzato osservando se la capacità soddisfa la condizione appena presentata.
- Si studia la funzione di trasferimento $|F(f)|$ del filtro con motore, con f pari a $f_n * m_f$ per verificare lo smorzamento e con f pari alla $f_{taglio\ effettiva}$ per verificare il fenomeno di risonanza del filtro.
- La minimizzazione delle perdite nelle valvole, legate alla corrente da commutare, sono valutate attraverso il fattore di distorsione e il picco della corrente in uscita dall'inverter.

Si osserva che l'azionamento oggetto dello studio ha una corrente nominale di 875 A e quindi con un funzionamento in regime sinusoidale un valore di picco massimo di 1237 A.

- Il ritardo di fase della tensione filtrata si valuta calcolando lo sfasamento tra la tensione sul motore, considerando solo la componente alla frequenza nominale, e il segnale modulante corrispondente.
- Si valuta la corrente efficace e la sola componente alla frequenza nominale della corrente assorbita dalle capacità.
- Il costo e il peso del filtro viene valutato attraverso il calcolo della potenza reattiva totale associata all'induttanza e alla capacità del filtro.

3.3.3.4 Azionamento con filtro LCR tradizionale

Le simulazioni sul modello dell'azionamento elettrico con filtro LCR tradizionale vengono elaborate supponendo di lavorare alla frequenza nominale di 50 Hz e alla tensione nominale del motore. Si utilizza la tecnica di modulazione PWM sinusoidale con una disposizione PH delle portanti.

Analogamente alle simulazioni precedenti, l'inverter per generare la tensione nominale del motore (la componente armonica alla frequenza nominale) di 1732 V, impiega un rapporto di modulazione m_a pari a 0,816. Mentre il rapporto delle frequenze m_f per le diverse prove viene mantenuto pari a 20: ovvero le portanti risultano avere una frequenza di 1000 Hz, garantendo così il limite della frequenza massima delle valvole pari a 500 Hz.

Frequenza di taglio

Le simulazioni vengono svolte su più filtri a frequenze di taglio differenti, si parte a considerare una frequenza di taglio di 400 Hz, poi di 350-300-250 Hz.

Induttanza

Per ogni frequenza di taglio si provano diverse coppie di L e C.

La L_{MAX} si valuta in relazione alla caduta di tensione massima ammissibile nella sezione del filtro (alla frequenza nominale) imposta pari a $\Delta V_{max} = 0,05$ p.u.

Capacità

La scelta della capacità è subordinata alla scelta dell'induttanza; ovvero scelta la frequenza di taglio e il valore dell'induttanza, la capacità viene calcolata secondo:

$$C = \frac{1}{(2\pi * f_{taglio})^2 * L}$$

Se si considera il fenomeno dell'autoeccitazione del motore asincrono, la capacità deve rispettare dunque la seguente condizione:

$$C < \frac{I_{om} * \sqrt{3}}{(2\pi * f_n) * V_n} = 230 \mu F$$

I_{om} : corrente di magnetizzazione del motore = 125 A pari a 0,25 I_n

V_n : tensione nominale del motore (concatenata) = 3000 V

f_n : frequenza nominale del motore = 50 Hz

Resistenza

Si valutano configurazioni di filtro con e senza l'uso della resistenza di smorzamento. Nelle configurazioni con la resistenza, il suo valore viene scelto impiegando un coefficiente di smorzamento ξ pari a 0,4. Per il calcolo del valore della resistenza si utilizza la seguente formula:

$$R = \xi * 2 * \sqrt{L\sigma/C}$$

con $\xi = 0,4$

Le prime simulazioni vogliono confrontare l'uso del filtro con e senza resistenza di smorzamento, a diverse frequenze di taglio.

Tabella 4

L [mH]	C [μF]	f_{taglio} [Hz]	f_{taglio} effettiva [Hz]
1.4	110	405.6	495.84

R [Ω]	F(f _{te})	F(m _f *f _n)	THD% V _{motore} (t)	THD% i _{motore} (t)	THD% i _{inverter} (t)	picco [A] i _{inverter} (t)	ΔV	P _{R,filtr} %	η princ.	η
0	76.4	0.218	56.30%	21.64%	68.3%	1264	0.047	0%	0.959	0.956
2.3	1.07	0.361	9.06%	2.20%	29.9%	870	0.048	7.1%	0.959	0.959

Tabella 5

L [mH]	C [μF]	f_{taglio} [Hz]	f_{taglio} effettiva [Hz]
1.5	138	349.8	432.7

R [Ω]	F(f _{te})	F(m _f *f _n)	THD% V _{motore} (t)	THD% i _{motore} (t)	THD% i _{inverter} (t)	picco [A] i _{inverter} (t)	ΔV	P _{R,filtro} %	η princ.	η
0	76.5	0.151	5.51%	2.01%	29.3%	870	0.047	0%	0.959	0.959
2.15	1.03	0.29	7.35%	1.84%	27.20%	842	0.048	6.13%	0.959	0.959

Tabella 6

L [mH]	C [μF]	f_{taglio} [Hz]	f_{taglio} effettiva [Hz]
1.6	175	300.8	376.3

R [Ω]	F(f _{te})	F(m _f *f _n)	THD% V _{motore} (t)	THD% i _{motore} (t)	THD% i _{inverter} (t)	picco [A] i _{inverter} (t)	ΔV	P _{R,filtro} %	η princ.	η
0	76	0.105	3.83%	1.72%	34.6%	980	0.046	0%	0.959	0.959
1.9	1.02	0.23	5.85%	1.57%	25%	821	0.046	5.56%	0.959	0.959

Analizzando i dati delle precedenti tabelle si può giungere a delle considerazioni:

- L'uso della resistenza di smorzamento mostra la prevista riduzione del picco di risonanza e dello smorzamento (pendenza di taglio del filtro) alla frequenza di commutazione dell'inverter.

La riduzione della pendenza di taglio, con resistenza, non porta a rilevanti differenze dei fattori di distorsione della tensione e della corrente del motore. Fa eccezione la simulazione in tabella 4, dove il fattore di distorsione della tensione del motore senza filtro risulta molto superiore all'uso del filtro con resistenza di smorzamento. Le figure seguenti vogliono chiarire tale risultato.

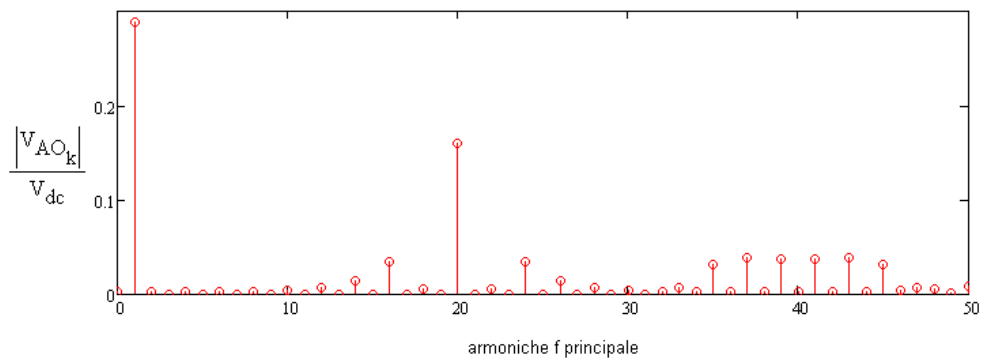


Figura 3.102 Armoniche della tensione vao(t) generata dall'inverter

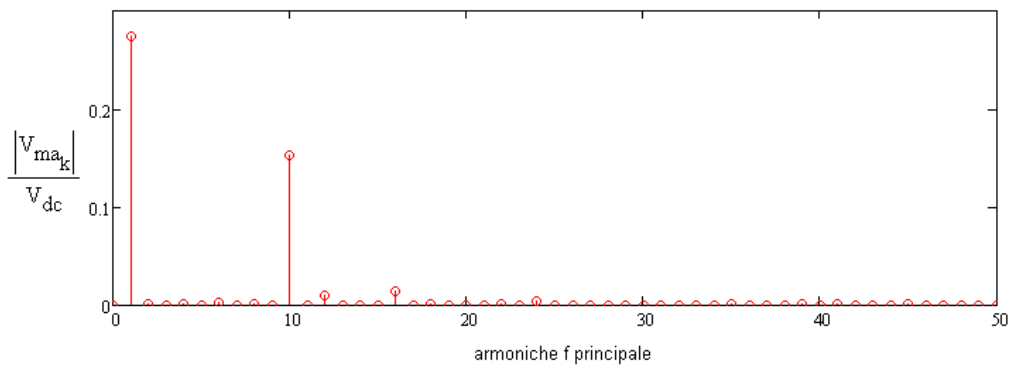


Figura 3.103 Armoniche della tensione sul motore vma(t) senza resistenza di smorzamento

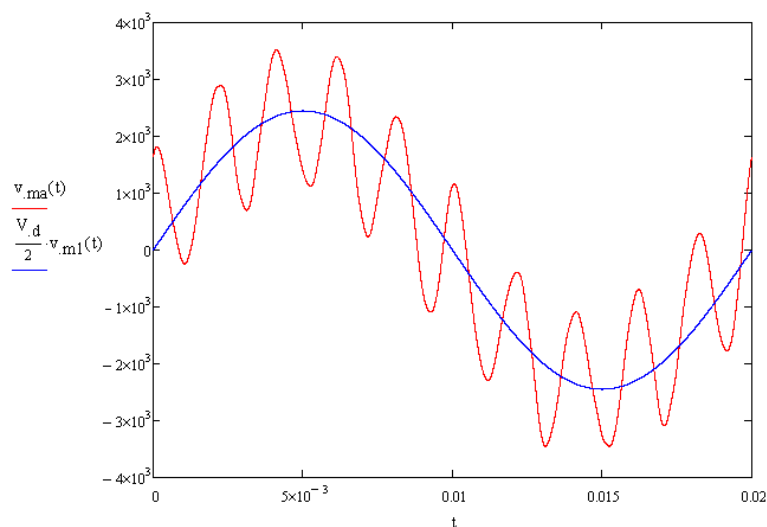


Figura 3.104 La tensione ai morsetti del motore vma(t), in rosso. La tensione ideale vma(t) legata al segnale modulante corrispondente, in blu. Filtro senza resistenza di smorzamento.

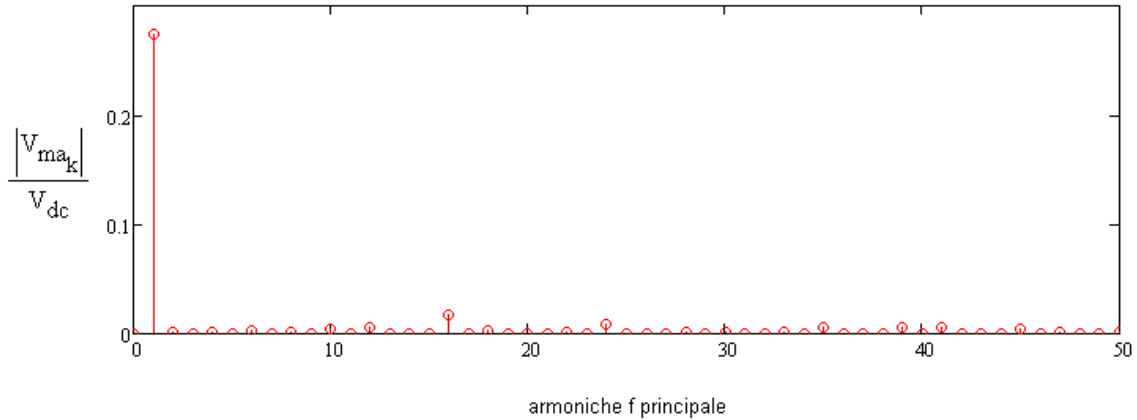


Figura 3.105 Armoniche della tensione sul motore $v_{ma}(t)$ con resistenza di smorzamento

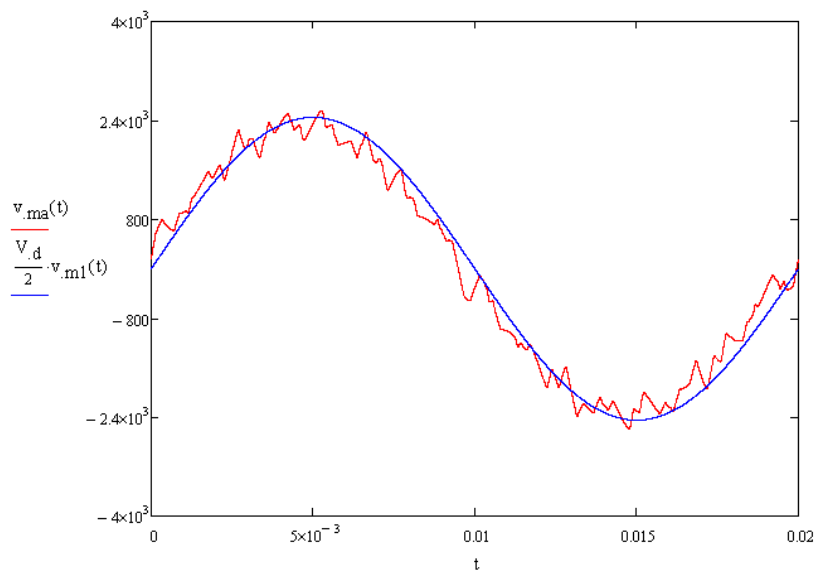


Figura 3.106 La tensione ai morsetti del motore $v_{ma}(t)$, in rosso. La tensione ideale $v_{ma}(t)$ legata al segnale modulante corrispondente, in blu. Filtro con resistenza di smorzamento.

In assenza della resistenza di smorzamento, l'alto fattore di distorsione è causato dalla risonanza dell'armonica di ordine 10 (500 Hz) con il filtro avente una frequenza di taglio pari a 496 Hz. Il confronto tra le tensioni ai morsetti del motore mostra in modo evidente il fenomeno di risonanza del filtro.

Questo caso esaminato evidenzia la necessità di impiegare la resistenza di smorzamento.

- Il fattore di distorsione della corrente assorbita dal motore raggiunge valori intorno al 2%. Escluso il caso di risonanza, i due rendimenti calcolati per il motore assumono lo stesso valore.
- L'uso del filtro comporta perdite di potenza attiva intorno al 5-7% della potenza nominale del motore asincrono. Tali valori di perdite corrispondono all'uso di un fattore di smorzamento ξ pari a 0,4.

Nelle tabelle seguenti vengono mostrati i risultati di diverse simulazioni impiegando filtri con la resistenza di smorzamento a frequenze di taglio diverse. L'angolo φ rappresenta il ritardo di fase della tensione filtrata.

Frequenza di taglio del filtro di 400Hz.

Tabella 7

	L [mH]	C [μ F]	R [Ω]	f_{taglio} [Hz]	$f_{t. \text{eff.}}$ [Hz]	$ F(f_{te}) $	$ F(m_f * f_n) $
Lmax	1.4	110	2.3	405.6	495.8	1.069	0.361
L	0.7	225	1.26	401	448	1.28	0.372

	THD% $v_{\text{motore}(t)}$	THD% $v_{\text{CR}(t)}$	THD% $i_{\text{motore}(t)}$	THD% $i_{\text{CR}(t)}$	THD% $i_{\text{inv}(t)}$	ΔV	picco [A] $i_{\text{inv}(t)}$	$P_{R, \text{filtro}}\%$	φ
Lmax	9.06%	23.2%	2.2%	245.7%	29.9%	0.048	870	7.1%	6.3°
L	9.1%	23.3%	2.26%	230%	59%	0.015	1080	15.4%	3.3°

[A]	i_{inva}	I_{CRa}	I_{mota}	$ \bar{i}_{\text{inva}} $	$ \bar{I}_{\text{Ca}} $	$ \bar{I}_{\text{mota}} $
Lmax	482	151	481	462	57	481
L	540	300	497	465	120	497

Frequenza di taglio del filtro di 350Hz.

Tabella 8

	L [mH]	C [μ F]	R [Ω]	f_{taglio} [Hz]	$f_{t. \text{eff.}}$ [Hz]	$ F(f_{te}) $	$ F(m_f * f_n) $
Lmax	1.5	138	2.15	350	432	1.03	0.29
L1	0.9	230	1.4	350	402	1.195	0.306
L2	0.5	400	0.83	356	386	1.349	0.323

	THD% $v_{\text{motore}(t)}$	THD% $v_{\text{CR}(t)}$	THD% $i_{\text{motore}(t)}$	THD% $i_{\text{CR}(t)}$	THD% $i_{\text{inv}(t)}$	ΔV	picco [A] $i_{\text{inv}(t)}$	$P_{R, \text{filtro}}\%$	φ
Lmax	7.4%	18.8%	1.84%	177%	27.2%	0.048	842	6.13%	6.8°
L1	7.53%	19.3%	1.94%	171%	44.6%	0.02	960	11.3%	4.2°
L2	7.83%	20.1%	2.05%	174%	79%	0.0023	1200	21.1%	2.44°

	i_{inva}	I_{CRa}	I_{mota}	$ \bar{i}_{\text{inva}} $	$ \bar{I}_{\text{CRa}} $	$ \bar{I}_{\text{mota}} $
Lmax	476	145	481	459	71	481
L1	508	241	495	464	122	495
L2	600	432	504	470	216	504

Frequenza di taglio del filtro di 300Hz.

Tabella 9

	L [mH]	C [μF]	R [Ω]	f_{taglio} [Hz]	f_{t. eff.} [Hz]	 F(f_{te}) 	 F(m_f*f_n)
Lmax	1.6	175	1.9	300.8	376	1.023	0.23
L1	1.3	215	1.6	301	363	1.099	0.235
L2	0.6	470	0.82	299.7	330	1.315	0.253

	THD% v_{motore}(t)	THD% v_{CR}(t)	THD% i_{motore}(t)	THD% i_{CR}(t)	THD% i_{inv}(t)	ΔV	picco [A] i_{inv}(t)	P_{R, filtro}%	φ
Lmax	5.8%	14.8%	1.57%	127.8%	25%	0.046	821	5.56%	7.3°
L1	5.9%	15.04%	1.62%	125.9%	30.6%	0.032	862	7.14%	6°
L2	6.16%	15.7%	1.78%	120%	63.3%	0.0001	1080	17.6%	3°

	i_{inva}	I_{CRa}	I_{mota}	 \bar{i}_{inva_1} 	 $\bar{I}CRa_1$ 	 $\bar{I}mota_1$
Lmax	471	146	482	457	90	482
L1	482	181	489	460	112	489
L2	568	397	506	480	254	505

Frequenza di taglio del filtro di 250Hz

Tabella 10

	L [mH]	C [μF]	R [Ω]	f_{taglio} [Hz]	f_{t. eff.} [Hz]	 F(f_{te}) 	 F(m_f*f_n)
Lmax	1.8	225	1.8	250	320	0.958	0.182
L	1	400	1	252	293	1.237	0.182

	THD% v_{motore}(t)	THD% v_{CR}(t)	THD% i_{motore}(t)	THD% i_{CR}(t)	THD% i_{inv}(t)	ΔV	picco [A] i_{inv}(t)	P_{R, filtro}%	φ
Lmax	4.65%	11.8%	1.34%	86.5%	21.85%	0.045	793	5.76%	8.32°
L	4.55%	11.4%	1.47%	84.3%	38.04%	0.007	890	10.7%	4.9°

	i_{inva}	I_{CRa}	I_{mota}	 \bar{i}_{inva_1} 	 $\bar{I}CRa_1$ 	 $\bar{I}mota_1$
Lmax	466	153	482	456	116	482
L	506	280	502	473	214	502

In tutte le simulazioni è stato rilevato un valore uguale pari a 0,959 dei due rendimenti calcolati per il motore asincrono.

Una prima analisi mostra:

- A pari frequenza di taglio i fattori di distorsione delle grandezze elettriche analizzate, eccetto quello della corrente in uscita dall'inverter, non subiscono grosse variazioni al variare dell'ampiezza dell'induttanza L e della capacità C del filtro.
- A pari frequenza di taglio la diminuzione dell'ampiezza dell'induttanza, e quindi l'aumento dell'ampiezza della capacità, porta ad un aumento del fattore di distorsione e del picco della corrente dell'inverter, un aumento della corrente efficace nei rami capacitivi del filtro, un aumento della perdita attiva del filtro. Diminuisce invece l'angolo φ e la caduta di tensione nella sezione del filtro.
- La diminuzione della frequenza di taglio diminuisce i fattori di distorsione delle grandezze elettriche analizzate, eccetto quello della corrente dell'inverter. Aumenta l'angolo φ .

I risultati confermano:

- la diminuzione dell'ampiezza dell'induttanza L aumenta il picco e il fattore di distorsione della corrente che l'inverter deve commutare;
- l'aumento dell'ampiezza della capacità C aumenta il valore efficace e la componente alla frequenza nominale delle correnti dei rami derivati del filtro;
- la diminuzione della frequenza di taglio incrementa l'angolo φ , ovvero lo sfasamento tra tensione PWM e tensione filtrata.

Quanto analizzato mostra come la soluzione migliore per la progettazione del filtro LCR a una determinata frequenza di taglio risulta la scelta dell'induttanza con l'ampiezza massima (L_{max}). Nel seguito si riassume i risultati principali e si confrontano altre grandezze calcolate nelle simulazioni, considerando i soli filtri aventi l'induttanza L massima.

Tabella 11

f_{taglio} [Hz]	L [mH]	C [μ F]	R [Ω]	THD% $v_{motore}(t)$	THD% $i_{motore}(t)$	THD% $i_{inv}(t)$	picco [A] $i_{inv}(t)$
400	1.4	110	2.3	9.06%	2.2%	29.9%	870
350	1.5	138	2.15	7.4%	1.84%	27.2%	842
300	1.6	175	1.9	5.8%	1.57%	25%	821
250	1.8	225	1.8	4.65%	1.34%	21.9%	793

f_{taglio} [Hz]	S_{inv} [KVA]	P_{inv}/S_{inv}	Q_L [KVar]	$Q_{L,fn}$ [KVar]	Q_C [KVar]	$Q_{C,fn}$ [KVar]	$P_{R,filtra}$ %
400	3124	0.726	819	282	364	280	7.1%
350	3082	0.729	771	298	405	350	6.13%
300	3050	0.735	740	314	481	445	5.56%
250	3022	0.745	715	352	591	570	5.75%

$f_{\text{taglio}} [\text{Hz}]$	φ	$dV/dt_{\text{max}} [\text{V}/\mu\text{s}]$	$I_{\text{cr}}/I_{\text{mot}}$	$ \bar{I}_{\text{CR}_1} / \bar{I}_{\text{mot}_1} $
400	6.3°	5.6	0.314	0.119
350	6.8°	4.9	0.301	0.148
300	7.3°	4.2	0.303	0.187
250	8.3°	3.7	0.317	0.240

Considerazioni sui risultati:

- o La potenza reattiva Q_L diminuisce con la frequenza di taglio perché è minore il fattore di distorsione della corrente che attraversa l'induttore L del filtro; la minor ampiezza delle armoniche riduce la potenza reattiva totale.
- o La potenza Q_C aumenta al diminuire della frequenza di taglio perché aumenta la corrente che attraversa il ramo derivato alla frequenza nominale, come mostra il rapporto tra $I_{\text{CR}_1}/I_{\text{mot}_1}$.
- o I quattro casi soddisfano la condizione per evitare il fenomeno dell'autoeccitazione.

Prendendo come indici di riferimento il fattore di distorsione delle tensioni ai morsetti del motore, le perdite di potenza attiva nel filtro, la potenza reattiva Q_L e Q_C , inoltre evidenziando come le capacità risultino più economiche delle induttanze è possibile dare una valutazione complessiva sui quattro casi. Il filtro LCR con frequenza di taglio a 300 Hz risulta la soluzione che trova il miglior compromesso tra i diversi indici di riferimento.

La resistenza dei diversi filtri studiati è stata scelta in modo da avere un coefficiente di smorzamento ξ pari a 0,4. Si garantisce così il picco della funzione di trasferimento del filtro alla frequenza di taglio intorno all'unità, evitando quindi possibili risonanze del filtro. Le simulazioni mostrano come il valore di tale resistenza porta ad avere perdite attive nella sezione del filtro superiori al 5% della potenza nominale del motore asincrono.

Con obiettivo la riduzione delle perdite attive nel filtro, si presentano nel seguito simulazioni dell'azionamento con il filtro a frequenza di taglio di 300 Hz, in cui si varia il valore della resistenza di smorzamento.

Tabella 12

L [mH]	C [μF]	$f_{\text{taglio}} [\text{Hz}]$	$f_{\text{taglio}} \text{effettiva} [\text{Hz}]$
1.6	175	300.8	376.3

$$R = 2 * \sqrt{L_{\sigma}/C} = 4.85 \Omega$$

ξ	R [m Ω]	$ F(f_{te}) $	$ F(m_f * f_n) $	THD% $v_{\text{motore}}(t)$	THD% $i_{\text{motore}}(t)$	THD% $i_{\text{inv}}(t)$	picco [A] $i_{\text{inv}}(t)$	THD% $i_{\text{cr}}(t)$
0.41	2000	0.99	0.238	6.03%	1.59%	24.97%	811	127.5%
0.20	1000	1.64	0.154	4.31%	1.50%	25.86%	834	130.5%
0.10	500	3.03	0.120	3.79%	1.57%	26.23%	840	131.9%
0.08	400	3.72	0.120	3.75%	1.60%	26.30%	842	132%
0.06	300	4.86	0.110	3.74%	1.62%	26.40%	843	132.5%

R [mΩ]	S _{inv} [KVA]	P _{inv} /S _{inv}	Q _L [KVar]	Q _C [KVar]	P _{R,filto} %	φ	ΔV	dV/dt _{max} [V/μs]
2000	3053	0.736	739	480	5.82%	7.3°	0.046	4.6
1000	3028	0.722	750	488	3.03%	7.2°	0.046	3.5
500	3014	0.715	752	490	1.54%	7.2°	0.046	2.8
400	3012	0.713	752	491	1.23%	7.2°	0.046	2.6
300	3009	0.712	753	491	0.93%	7.2°	0.046	2.5

R [mΩ]	i _{inv}	I _{CRa}	I _{mot}	\bar{i}_{inv1}	$\bar{I}CR_1$	$\bar{I}mot_1$	I _{cr} /I _{mot}	$\bar{I}CR_1$ / $\bar{I}mot_1$
2000	471	146	482	457	90	482	0.303	0.186
1000	467	149	481	452	91	482	0.309	0.189
500	465	150	482	450	91	482	0.311	0.188
400	465	150	482	450	91	482	0.313	0.188
300	464	151	482	449	91	482	0.313	0.188

I risultati delle simulazioni mostrano come al diminuire della resistenza di smorzamento:

- Il picco di risonanza del filtro e lo smorzamento alla frequenza di commutazione dell'inverter aumentano.
- Il fattore di distorsione della corrente assorbita dal motore rimane indicativamente costante.
- Il fattore di distorsione e il picco della corrente dell'inverter non subiscono variazioni rilevanti.
- La potenza reattiva totale delle capacità e delle induttanze subisce un piccolo aumento.
- La perdita di potenza attiva nella sezione del filtro diminuisce.

Queste considerazioni permettono di scegliere quindi il valore della resistenza in modo da minimizzare la perdita attiva nella sezione del filtro. Si vuole evidenziare la possibile problematica legata alla risonanza del filtro, infatti al diminuire della resistenza il picco di risonanza del filtro aumenta. E' necessario trovare il giusto compromesso tra minimizzazione delle perdite e il valore del picco di risonanza.

Questo criterio porta a definire la configurazione finale del filtro LCR tradizionale: L=1,6 mH, C=175 μF, R=300 mΩ. Si mostrano nel seguito gli andamenti nel tempo e le analisi di Fourier delle grandezze elettriche dell'azionamento considerando la configurazione finale del filtro.

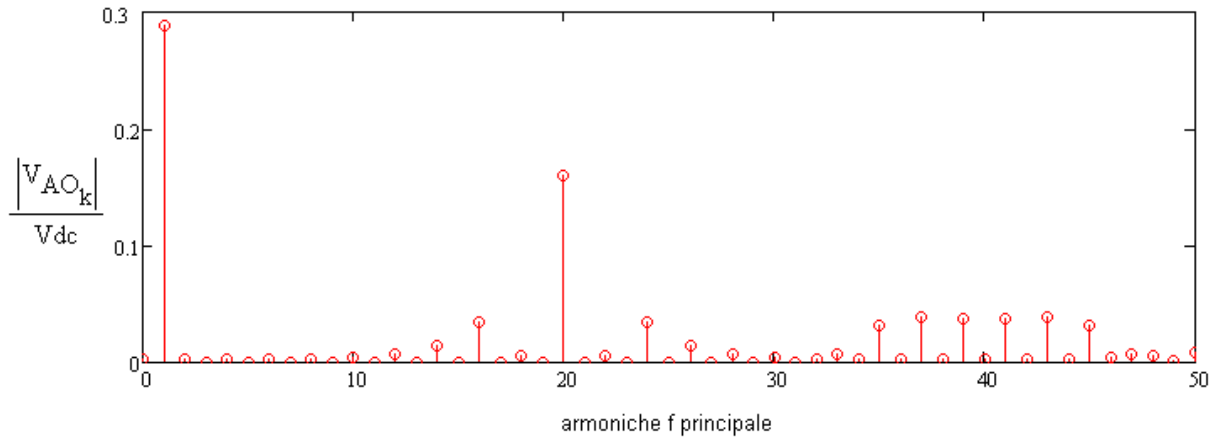


Figura 3.107 Analisi di Fourier della tensione $v_{ao}(t)$ generata dall'inverter. (THD%=74.6%)

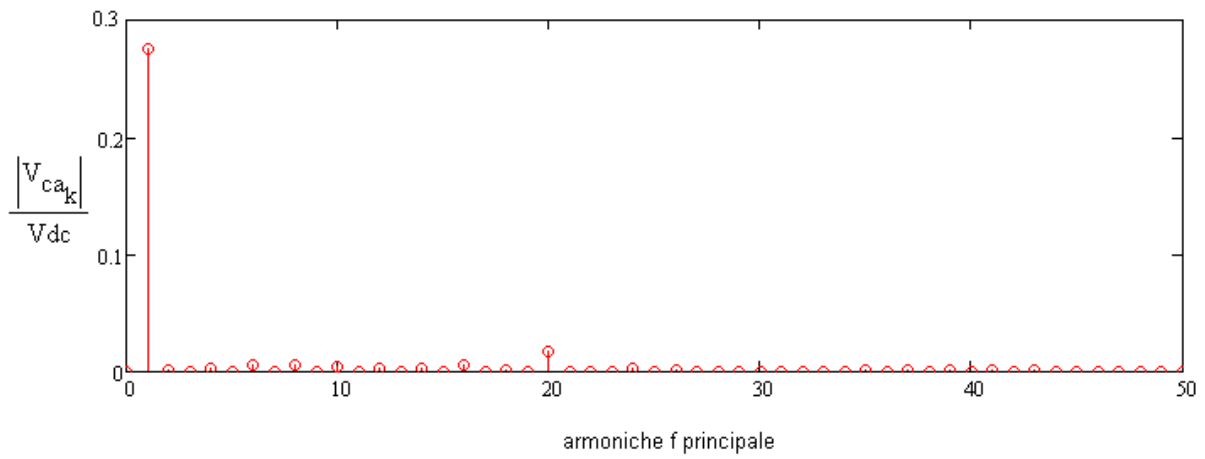


Figura 3.108 Analisi di Fourier della tensione $v_{ca}(t)$ del ramo derivato del filtro. (THD%=7.77%)

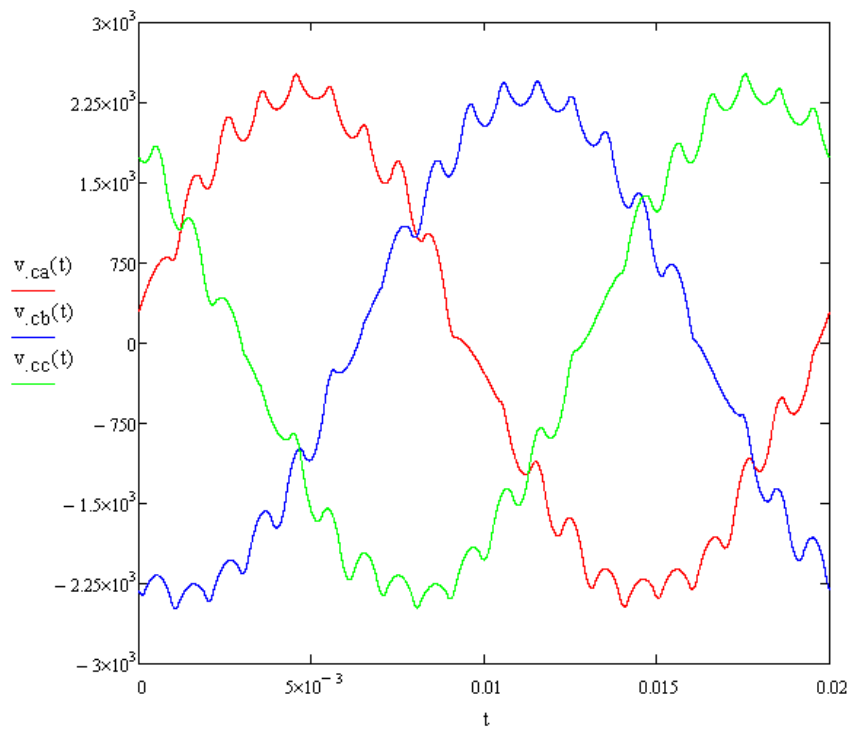


Figura 3.109 Le tre tensioni sui rami derivati del filtro LCR.

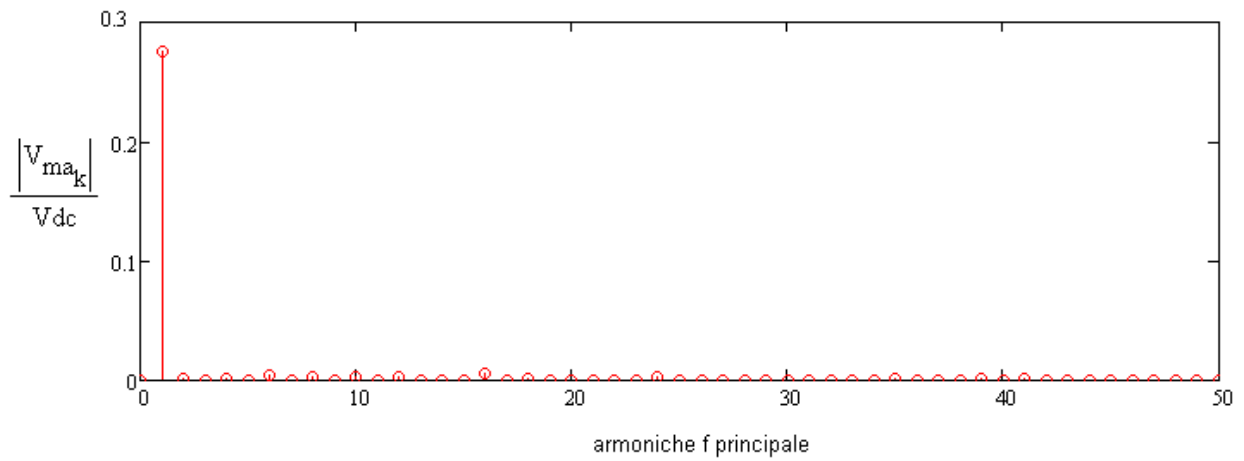


Figura 3.110 Analisi di Fourier della tensione $v_{ma}(t)$ ai morsetti del motore. (THD%=3.73%)

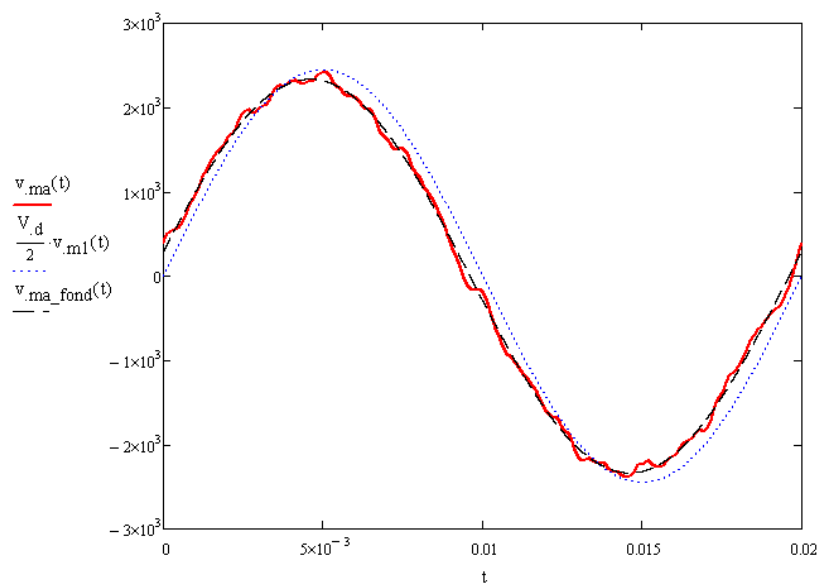


Figura 3.111 La tensione ai morsetti del motore $v_{ma}(t)$, in rosso.
La tensione ideale $v_{ma}(t)$ legata al segnale modulante corrispondente, in blu.
La componente armonica della tensione $v_{ma}(t)$ alla frequenza nominale, in nero.

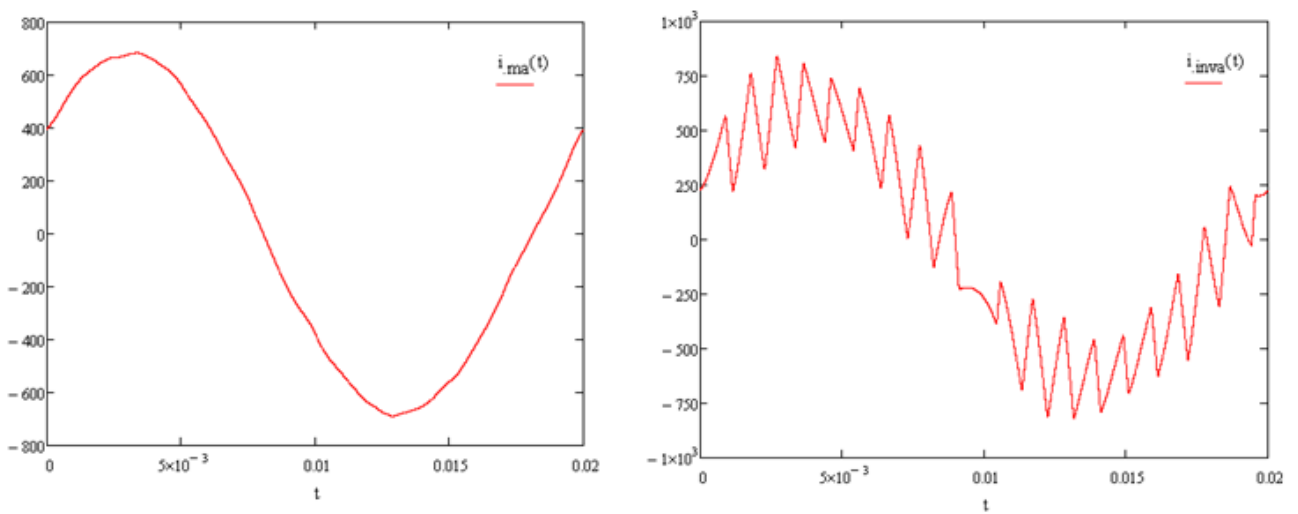


Figura 3.112 La corrente $i_{ma}(t)$ assorbita dal motore. (THD%=1.62%). La corrente dell'inverter. (THD%=26.38%)

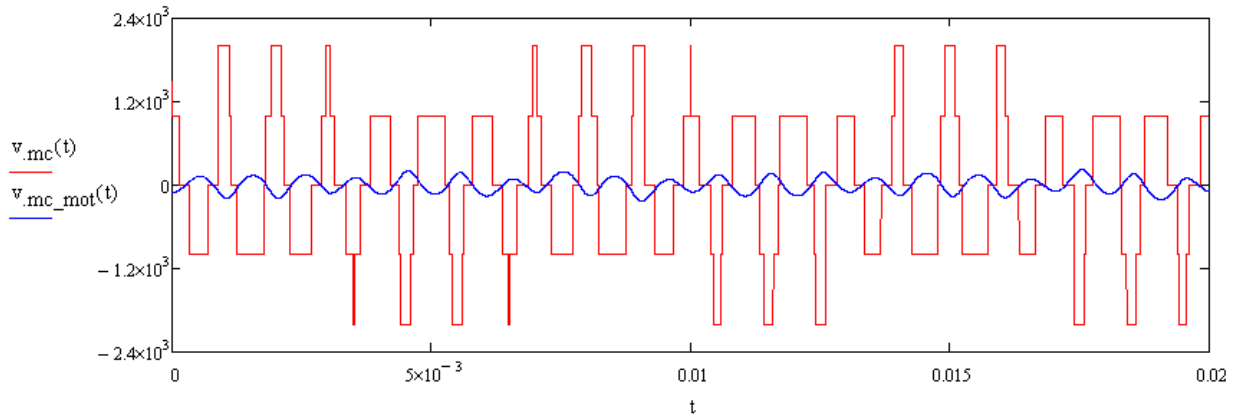


Figura 3.113 In rosso la tensione di modo comune generata dall'inverter.
In blu la tensione di modo comune ai morsetti del motore

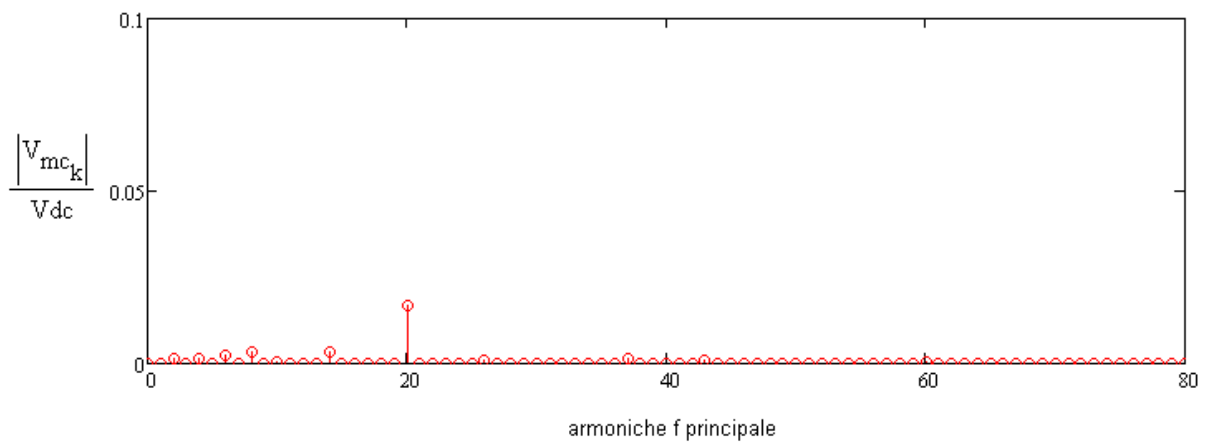


Figura 3.114 Analisi di Fourier della tensione di modo comune ai morsetti del motore.

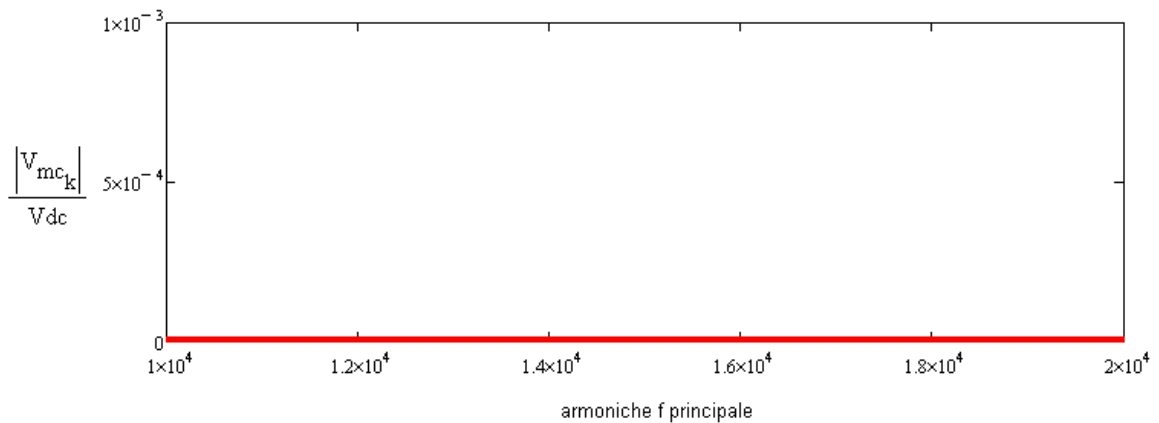


Figura 3.115 Componenti armoniche della tensione di modo comune ad alta frequenza

Si mostra infine l'efficacia della resistenza di smorzamento del filtro ($L=1,6$ mH, $C=175$ μ F, $R=300$ m Ω) in caso di risonanza. Si confrontano le tensioni e le correnti del motore con e senza resistenza, quando il rapporto di modulazione m_f è pari a 17,5.

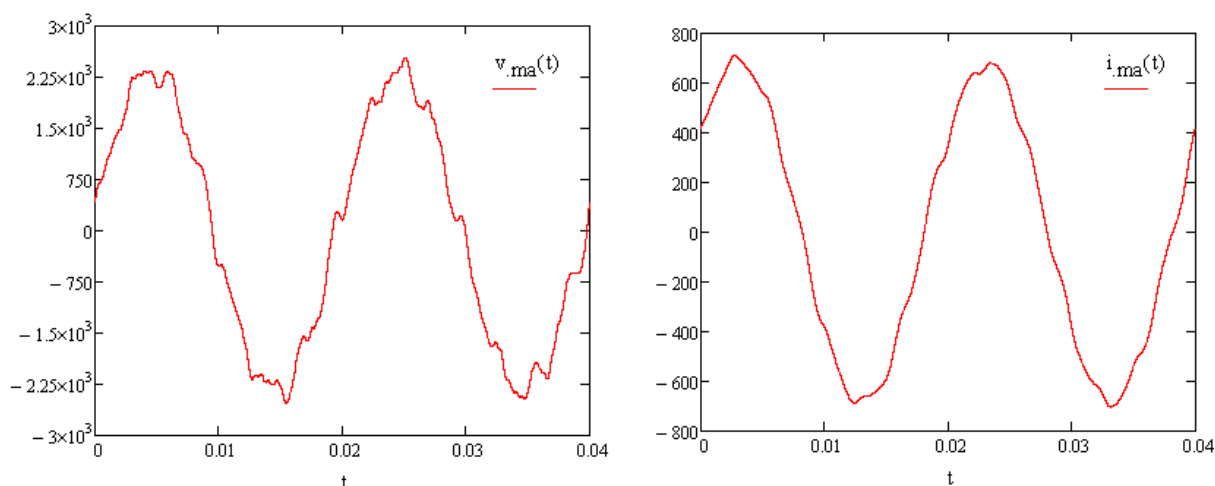


Figura 3.116 Tensione (THD%=8.71%) e corrente(THD%=4.23%) del motore . Filtro con resistenza di smorzamento.

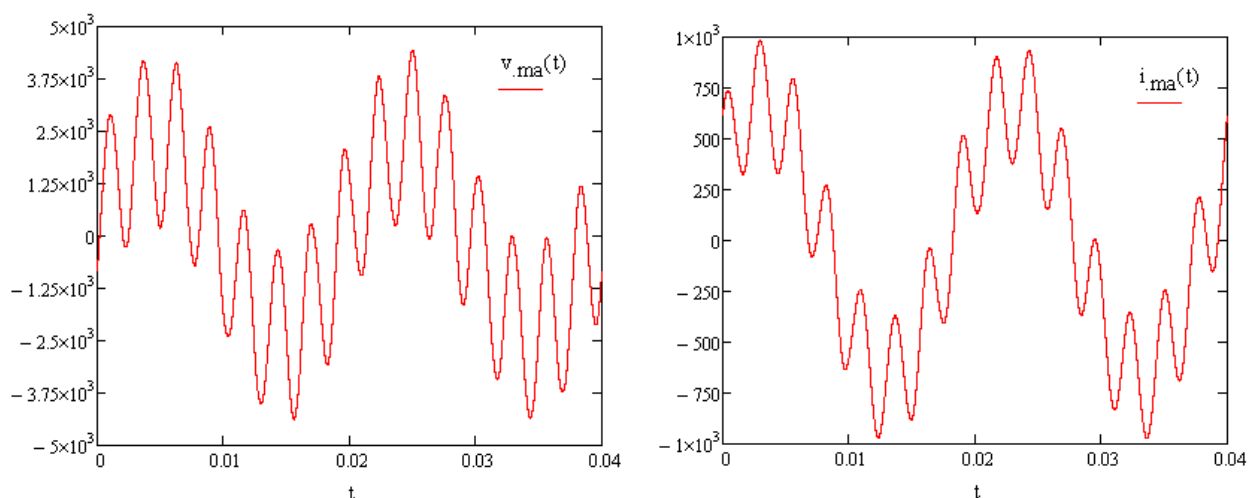


Figura 3.117 Tensione (THD%=86.87%) e corrente(THD%=44.63%) del motore . Filtro senza resistenza di smorzamento.

Lo studio del presente paragrafo si completa analizzando gli effetti positivi dell'installazione del filtro LCR tradizionale, tra inverter e motore asincrono, per quanto riguarda le problematiche relative all'alimentazione PWM.

➤ *Le sovratensioni ai morsetti del motore*

Con la nuova configurazione dell'impianto, il gradiente di tensione da valutare non è più quello della tensione PWM generata dall'inverter ma la tensione in uscita dal filtro, ovvero la tensione dei rami derivati del filtro.

Le simulazioni mostrano un gradiente massimo delle tensioni in uscita dal filtro pari a $6\text{V}/\mu\text{s}$. Tale valore, per quanto esposto nel paragrafo 3.1 relativo agli effetti negativi dell'alimentazione PWM non crea problemi di sovratensioni ai morsetti del motore alimentato. Il filtro LCR risolve quindi la problematica relativa alle sovratensioni per alti gradienti di tensione.

➤ *Aumento delle perdite addizionali nel motore*

Le simulazioni mostrano lo stesso valore dei due rendimenti calcolati per il motore asincrono, un fattore di distorsione della tensione ai morsetti del motore inferiore al 6% e un fattore di distorsione della corrente assorbita che si aggira intorno all' 1.6%. Questi risultati permettono di constatare come il filtro LC sinusoidale riesce nel suo obiettivo di alimentare il motore con un'onda di tensione prossima alla sinusoide.

La problematica relativa all'aumento delle perdite addizionali e del rumore acustico viene efficacemente risolto; non risulta quindi necessario sovradimensionare il motore.

➤ *Correnti circolanti nei cuscinetti-Correnti disperse verso terra-Emissioni elettromagnetiche*

Le figure 3.66, 3.67 e 3.68 mostrano l'andamento della tensione di modo comune e il suo spettro armonico.

Si rileva visivamente come la tensione di modo comune ai morsetti del motore risulta notevolmente ridotta e con bassi gradienti rispetto la tensione di modo comune generata dall'inverter. Non si è in grado di quantificare i benefici effettivi, ma sicuramente si ha una riduzione delle correnti circolanti nei cuscinetti e di quelle disperse verso terra. L'analisi di Fourier mostra l'assenza di armoniche ad alta frequenza (10kHz – 30 MHz) causa delle emissioni elettromagnetiche.

Il filtro LCR contribuisce alla riduzione o annullamento degli effetti negativi legati alla tensione di modo comune.

3.4 Filtro LCR dv/dt

Il filtro LCR posizionato tra inverter e motore può essere progettato con una diversa filosofia. Ovvero non più con l'obiettivo di ottenere una forma d'onda della tensione filtrata prossima alla sinusoide, ma con la sola finalità di ridurre gli alti gradienti dv/dt della tensione PWM generata dall'inverter, senza operare un alto grado di filtraggio per eliminare le armoniche presenti nelle tensioni.

Si presentano diverse configurazioni adottate per il filtro LC dv/dt.

Filtro LC dv/dt [21]

Il filtro LC dv/dt tradizionale è mostrato in figura in figura 3.71. Il centro stella del ramo derivato non ha nessun collegamento.

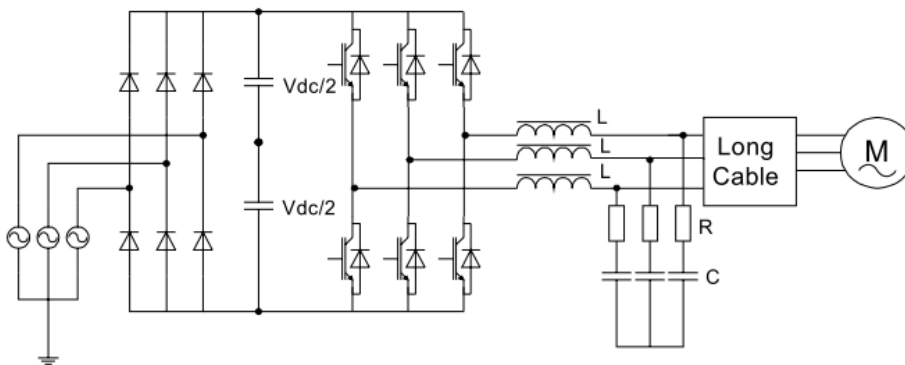


Figura 3.118

Filtro LC dv/dt di modo comune [19-20]

Il filtro LC dv/dt detto di "modo comune" (CMMF) è mostrato in figura 3.72. Nasce dalla configurazione tradizionale aggiungendo la connessione del centro stella delle capacità al potenziale medio del bus in continua.

Analogamente al filtro sinusoidale, il collegamento di modo comune permette al filtro dv/dt di limitare gli alti gradienti non solo della tensione di fase (e di linea) ma anche della tensione di modo comune.

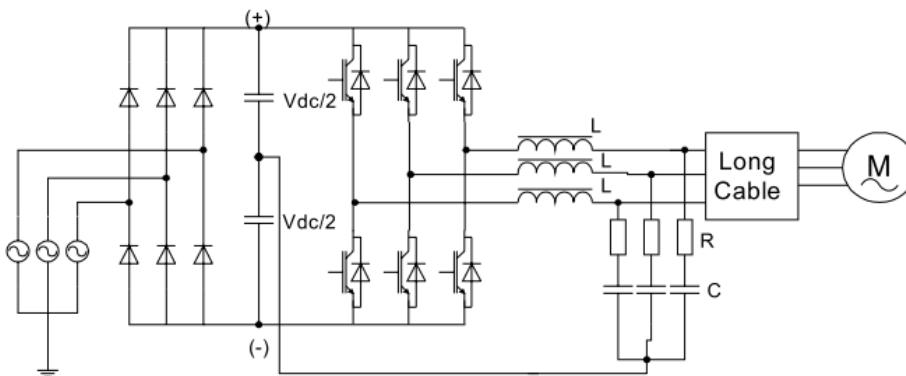


Figura 3.119

La configurazione appena mostrata non è sempre commercialmente disponibile perché il punto medio del bus in continua solitamente non è accessibile, vengono quindi realizzate altre configurazioni.

In figura 3.73 una prima configurazione realizzabile. Il filtro è formato da un doppio LCR per ogni fase, con il collegamento dei centri stella dei rami derivati ai poli del bus in continua dell'inverter.

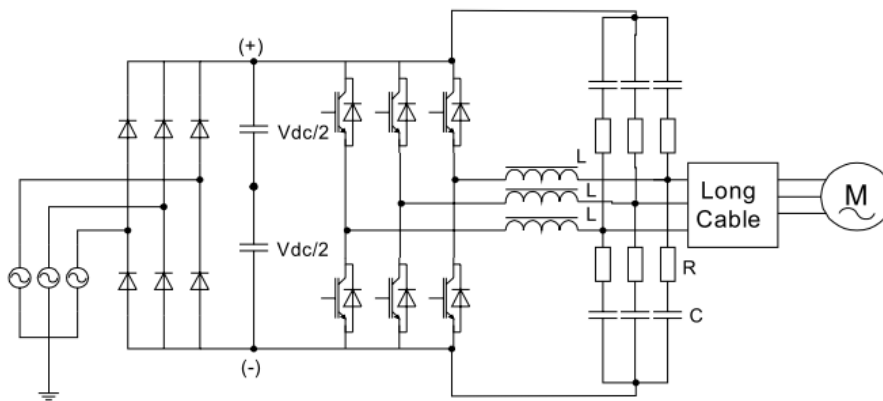


Figura 3.120

Una seconda configurazione è mostrata in figura 3.74 dove vengono impiegati meno componenti rispetto la soluzione precedente, e il centro stella dei rami derivati è collegato al bus in continua tramite due diodi.

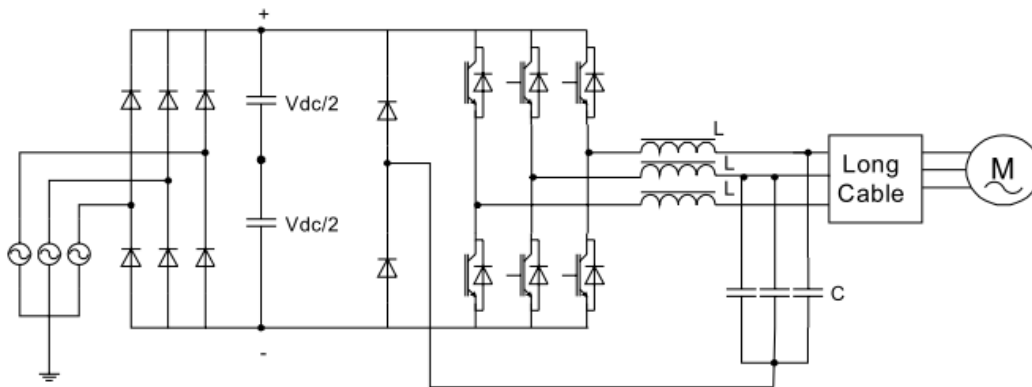


Figura 3.121

3.4.1 Metodo per la Progettazione del filtro

Nel paragrafo si presenta un metodo per la progettazione del filtro dv/dt da installare nell'azionamento oggetto del presente studio. La nuova configurazione dell'azionamento è mostrata in figura 3.75. Il centro stella dei rami derivati del filtro è collegato al potenziale medio del bus in continua.

La progettazione del filtro si basa su tre criteri distinti [19]: il criterio di risonanza e riflessione, il criterio dv/dt e il criterio di efficienza.

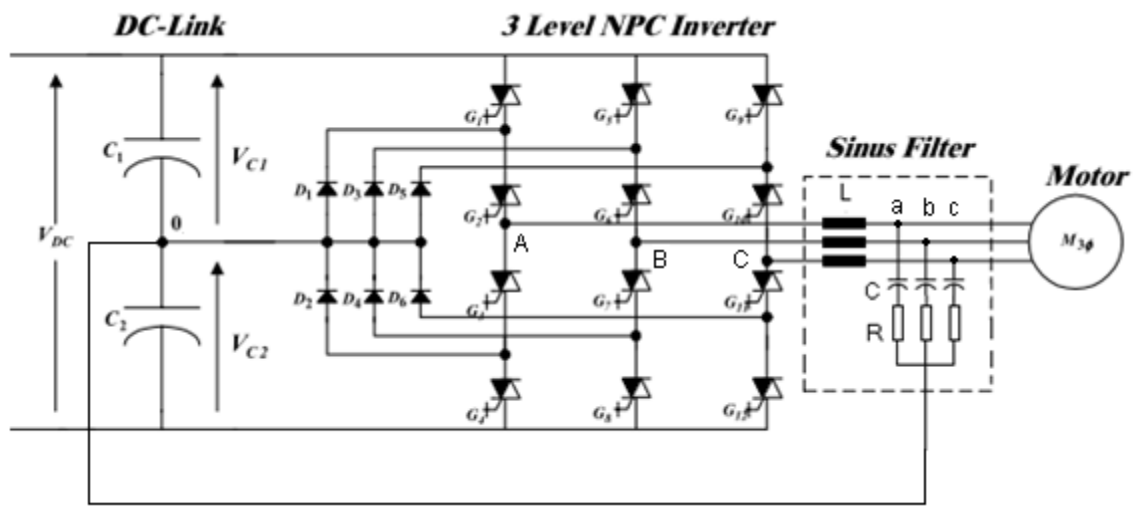


Figura 3.122

Per poter richiamare diverse nozioni della teoria dei controlli, si esprime la funzione di trasferimento tensione in uscita del filtro – tensione in ingresso (corrispondente alla tensione PWM generata dall'inverter) nel dominio di Laplace:

$$F_{LRC}(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{ing}(s)} = \frac{1 + s * RC}{1 + s * RC + s^2 * LC}$$

La funzione di trasferimento del filtro corrisponde ad un sistema di secondo ordine con uno zero:

$$F_{LRC}(s) = \frac{1 + s * RC}{1 + s * RC + s^2 * LC} = \frac{\omega_n^2}{z_1} * \frac{s + z_1}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}$$

Con $\omega_n = \frac{1}{\sqrt{L * C}}$ la pulsazione naturale
 $\xi = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}}$ lo smorzamento
 $z_1 = \frac{1}{RC}$

➤ *Criterio di efficienza*

Questo criterio permette di minimizzare le perdite di potenza attiva nella sezione del filtro. Si opera una semplificazione dello studio, ovvero si suppone che la tensione PWM generata dall'inverter sia applicata sul ramo derivato del filtro. In realtà, la tensione sul ramo derivato rispetto la tensione PWM ha una gradiente di crescita minore grazie all'azione del filtro, come mostra la figura 3.76. Questa semplificazione è giustificabile poiché una tensione a onda rettangolare, come la PWM, porta a perdite nel filtro maggiori di una tensione simile a quella filtrata.

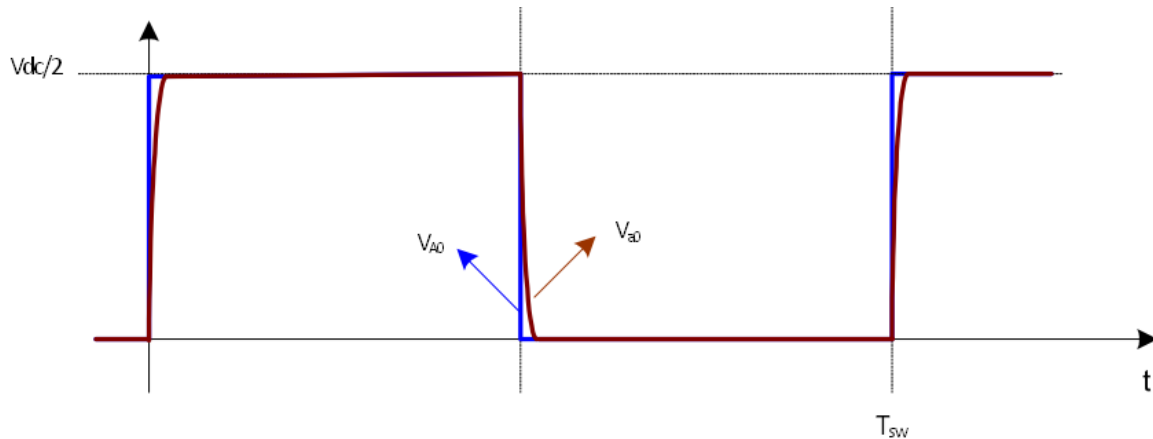


Figura 3.123 Tensione PWM e tensione filtrata

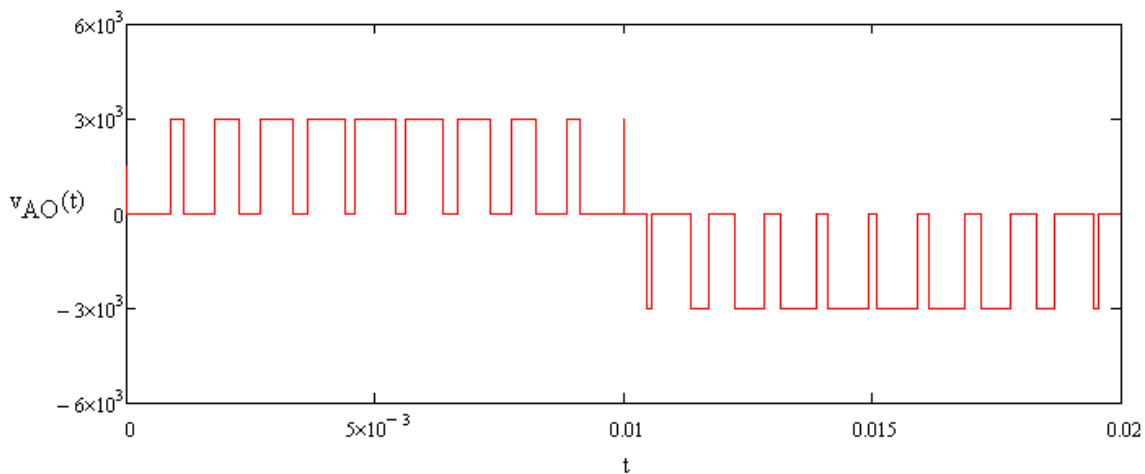


Figura 3.124 Tensione PWM generata dall'inverter

Ad ogni impulso PWM (un gradino di valore $\pm V_{dc}/2$) della tensione generata dall'inverter, l'andamento della tensione sulla resistenza può essere calcolato dall'espressione:

$$v_r(t) = \frac{V_{dc}}{2} * e^{-\frac{t}{RC}}$$

Questo vale quando la costante di tempo $\tau = RC$ risulta: $3\tau \ll 0.5 T_{sw}$. Con T_{sw} il periodo di commutazione dell'inverter.

La potenza istantanea dissipata sulla resistenza risulta:

$$p_r(t) = \frac{v_r^2(t)}{R} = \frac{V_{dc}^2}{4 * R} * e^{-\frac{2t}{RC}}$$

La potenza attiva può essere calcolata dalla seguente espressione:

$$P_R = \frac{1}{T_{sw}} * \int_0^{T_{sw}} p_r(t) dt = \frac{1}{T_{sw}} * \int_0^{3\tau} \frac{v_r^2(t)}{R} dt = \frac{C * V_{dc}^2}{8} * f_{sw} * (1 - e^{-6})$$

Con $f_{sw} = 1/T_{sw}$ la frequenza di commutazione dell'inverter.

Dall' ultima equazione è possibile calcolare il valore della capacità del filtro conoscendo la massima potenza tollerabile che la resistenza del filtro può dissipare ($P_{r \max}$):

$$C \leq C_{max} = \frac{8 * P_{r \max}}{V_{dc}^2 * f_{sw} * (1 - e^{-6})}$$

Il criterio di efficienza fornisce un limite massimo al valore della capacità e un valore massimo alla costante di tempo τ ($\tau=3RC \ll 0.5 T_{sw}$).

➤ *Criterio dv/dt*

Questo criterio riguarda l'attenuazione del gradiente dv/dt della tensione filtrata. La teoria dei controlli definisce una costante di tempo equivalente T_c per un sistema di secondo ordine. L'analisi della risposta al gradino di un sistema di secondo ordine mostra come tale costante rappresenti il tempo necessario per raggiungere il 63% del valore di regime [23]. La costante di tempo equivalente è definita come:

$$T_c = \frac{1}{\omega_n * \xi} = 2 * \frac{L}{R}$$

E' possibile quindi stimare i gradienti dv/dt delle tensioni dei rami derivati del filtro ($v_{ao}(t)$, $v_{bo}(t)$ e $v_{co}(t)$) con la seguente espressione:

$$\left(\frac{dv}{dt}\right) = \frac{V_{dc}}{2} * \frac{0.63}{T_c}$$

Quest'ultima permette di ricavare una condizione per il rapporto L/R da rispettare per poter garantire un gradiente delle tensioni $v_{ao}(t)$, $v_{bo}(t)$ e $v_{co}(t)$ inferiore al gradiente massimo $(dv/dt)_{max}$ prestabilito.

$$\left(\frac{dv}{dt}\right) \leq \left(\frac{dv}{dt}\right)_{max}$$

$$\frac{L}{R} \geq \frac{0.63 * V_{dc}}{4 * \left(\frac{dv}{dt}\right)_{max}}$$

➤ *Criterio di risonanza e Riflessione*

In figura 3.78 la risposta al gradino di un sistema di secondo ordine. Il grafico mostra come l'eliminazione di possibili sovratensioni, a causa della risonanza del filtro, richiede un coefficiente di smorzamento pari o maggiore all'unità.

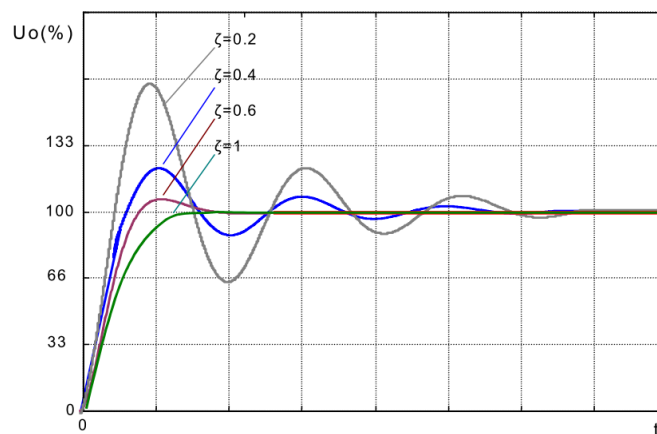


Figura 3.125

Scelta l'ampiezza della resistenza, della capacità e dell'induttanza del filtro in base ai criteri precedenti, si valuta il coefficiente di smorzamento del filtro utilizzando la seguente equazione:

$$\xi = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}}$$

Una scelta ottimale dei tre parametri del filtro per quando riguarda quest'ultimo criterio, porta ad ottenere un coefficiente di smorzamento pari o maggiore all'unità.

3.4.2 Progettazione del filtro dv/dt

Nel paragrafo si progetta il filtro dv/dt e viene svolta la simulazione in Mathcad della nuova configurazione dell'azionamento.

I dati per la progettazione del filtro:

- $V_{dc} = 6000 \text{ V}$
- Una potenza attiva massima persa nella sezione del filtro pari all' 1% della potenza nominale del motore asincrono.
La potenza persa sulla singola resistenza = $P_n / (100 * 3) = 7350 \text{ W}$
- Un gradiente massimo delle tensioni dei rami derivati del filtro pari a $100 \text{ V}/\mu\text{s}$.
- L'inverter lavora con una frequenza di commutazione pari a 1000 Hz .
- Si definisce la condizione del rapporto $RC = T_{sw}/25$

Il criterio di efficienza permette di calcolare il valore massimo della capacità:

$$C \leq C_{max} = \frac{8 * P_{r \text{ max}}}{V_{dc}^2 * f_{sw} * (1 - e^{-6})} = 1.63 \mu\text{F}$$

- ✓ Viene scelta una capacità di valore $C = 1 \mu\text{F}$.
- ✓ Dalla condizione $RC = T_{sw}/25$ si ricava il valore della resistenza $R = 40 \Omega$.

La condizione del criterio dv/dt permette di calcolare il valore dell'induttanza:

$$L \geq \frac{0.63 * V_{dc}}{4 * \left(\frac{dv}{dt}\right)_{max}} * R = 378 \mu\text{H}$$

- ✓ Si sceglie un valore delle induttanze $L = 400 \mu\text{H}$.

Si verifica il coefficiente di smorzamento con il terzo criterio:

$$\xi = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} = 1$$

Si mostrano i risultati della simulazione. Analogamente alle simulazioni precedenti si utilizza un rapporto di modulazione m_a pari a 0,816, mentre il rapporto delle frequenze m_f è pari a 20.

Tabella 13

	L [μ H]	C [μ F]	R [Ω]	f_{taglio} [Hz]	$f_{t. \text{eff.}}$ [Hz]	$ F(f_{te}) $	$ F(m_f * f_n) $
Lmax	400	1	40	7958	8502	0.938	0.888

THD% $v_{\text{motore}}(t)$	THD% $v_{\text{CR}}(t)$	THD% $i_{\text{motore}}(t)$	THD% $i_{\text{CR}}(t)$	THD% $i_{\text{inv}}(t)$	ΔV	φ	η princ.	η
37.91%	74.16%	4.3%	2513%	4.31%	0.017	1.83°	0.959	0.958

i_{inva}	I_{CRa}	I_{mota}	$ \bar{i}_{\text{inva}} $	$ \bar{I}_{\text{CRa}} $	$ \bar{i}_{\text{mota}} $	$I_{\text{cr}}/I_{\text{mot}}$	$ \bar{I}_{\text{CR1}} / \bar{i}_{\text{mot1}} $
499.2	13.5	499.5	498.75	0.537	499	0.027	0.001

S_{inv} [KVA]	$P_{\text{inv}}/S_{\text{inv}}$	Q_L [KVar]	Q_C [KVar]	$P_{R, \text{filtro}}\%$	dV/dt_{max} [V/ μ s] $v_{\text{inv}}(t)$	dV/dt_{max} [V/ μ s] $v_{\text{CR}}(t)$	dV/dt_{max} [V/ μ s] $v_{\text{mot}}(t)$
3273	0.71	103	40	0.99%	3000	290	190

La figura 3.79 mostra come il filtro dv/dt non riesce a creare un'onda di tensione prossima alla sinusoidale, questo perché la sua frequenza di taglio (7958 Hz) risulta molto maggiore della frequenza di commutazione dell'inverter (1000 Hz).

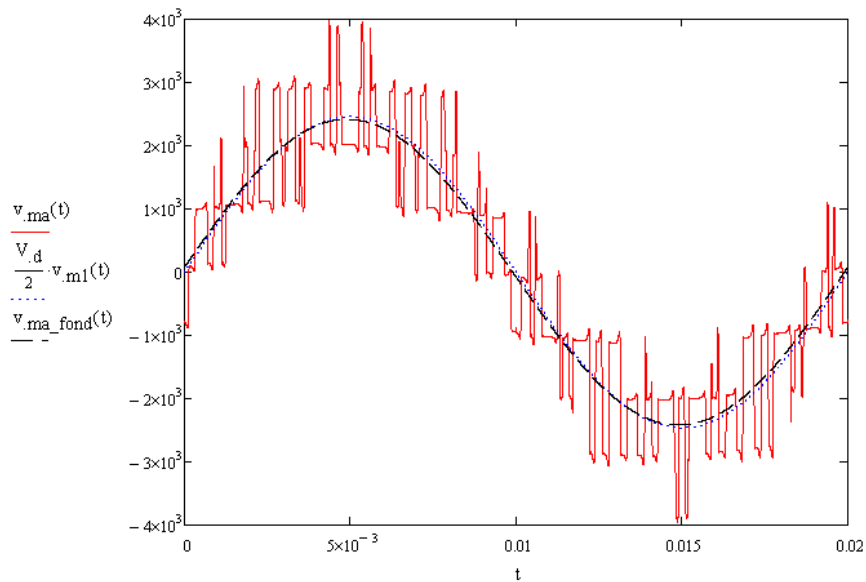


Figura 3.126 La tensione ai morsetti del motore $v_{ma}(t)$, in rosso.
La tensione ideale $v_{ma}(t)$ legata al segnale modulante corrispondente, in blu.
La componente armonica della tensione $v_{ma}(t)$ alla frequenza nominale, in nero.

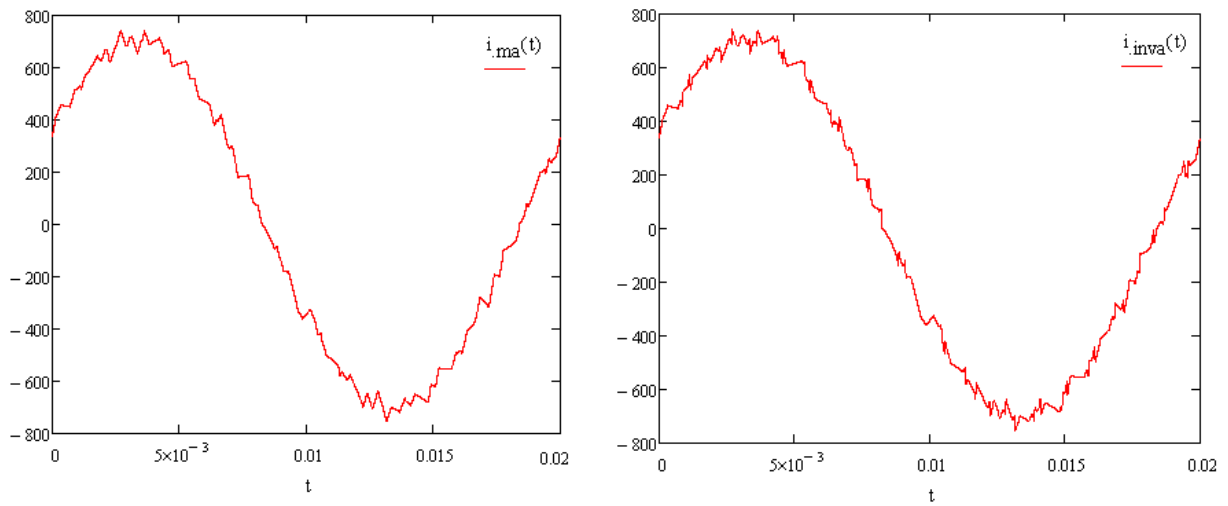


Figura 3.127 La corrente $i_{ma}(t)$ assorbita dal motor e la corrente dell'inverter.

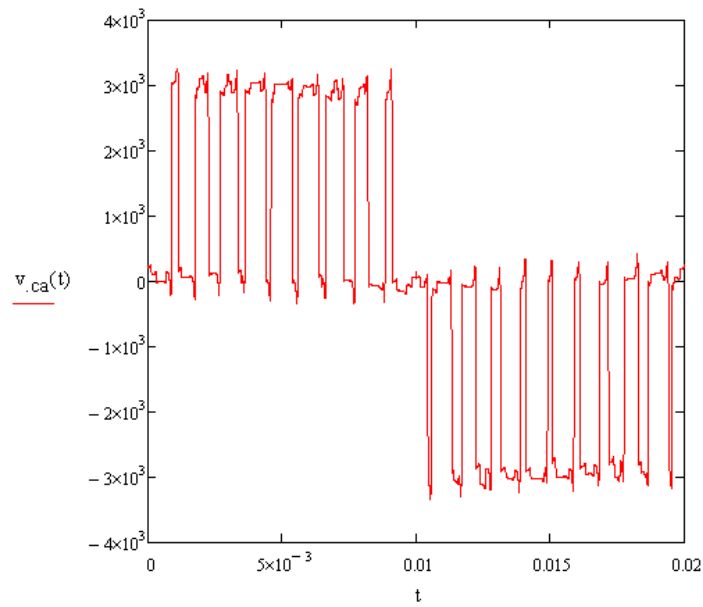


Figura 3.128 La tensione sul ramo derivato del filtro LCR

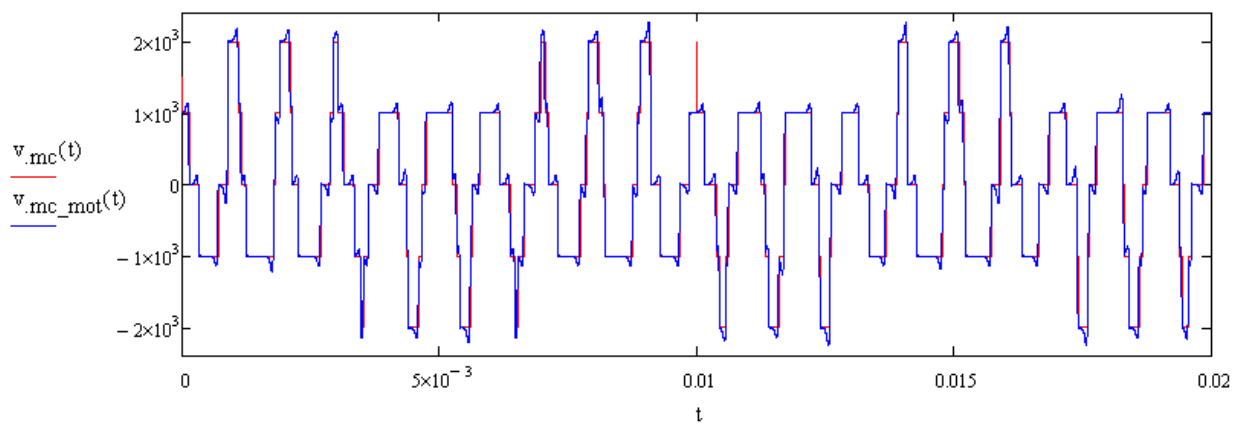


Figura 3.129 In rosso la tensione di modo comune generata dall'inverter.
In blu la tensione di modo comune ai morsetti del motore

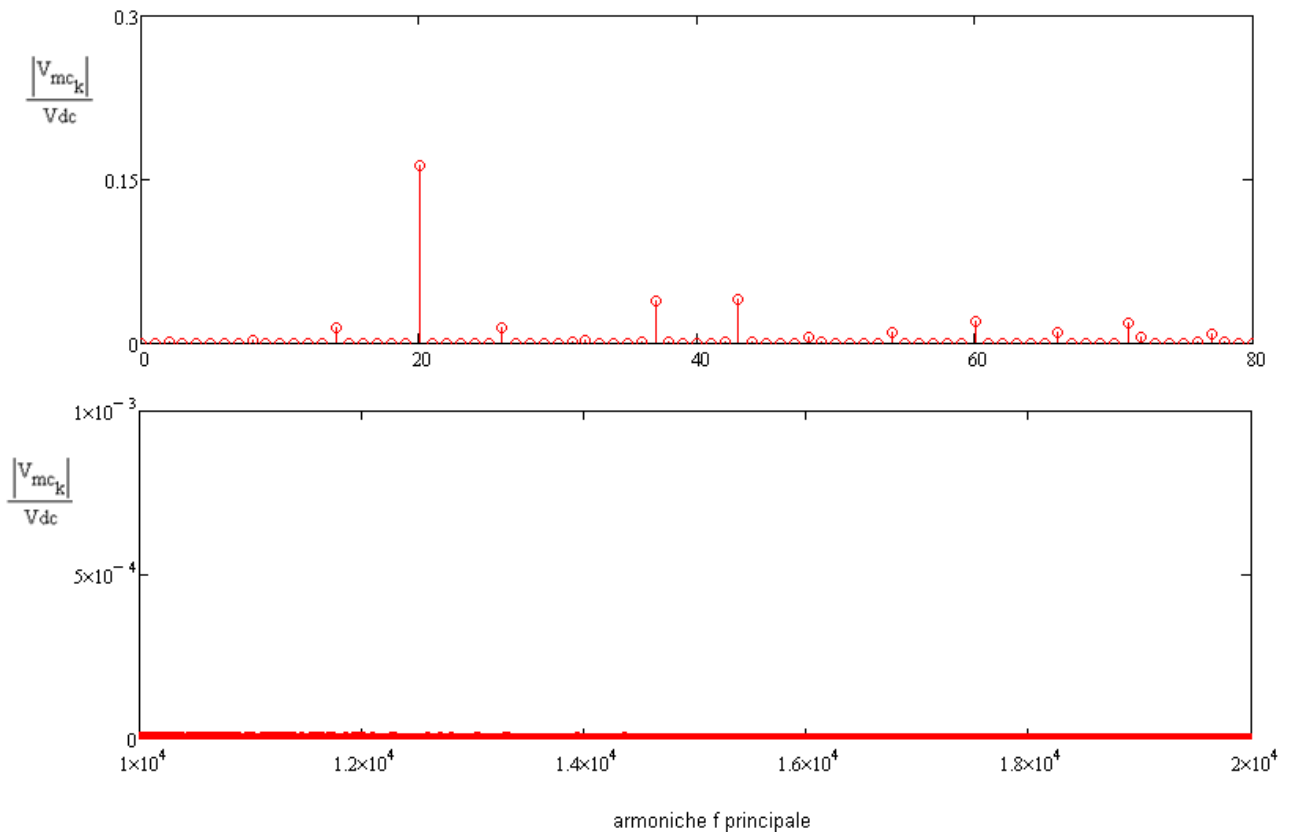


Figura 3.130 Analisi di Fourier della tensione di modo comune ai morsetti del motore

Si analizzano i dati ottenuti dalle simulazioni per quanto riguarda le problematiche relative all'alimentazione PWM.

➤ *Le sovratensioni ai morsetti del motore*

Le simulazioni mostrano un gradiente massimo delle tensioni PWM generate dall'inverter pari a $3000\text{V}/\mu\text{s}$ mentre un gradiente massimo delle tensioni in uscita dal filtro pari a $290\text{V}/\mu\text{s}$; l'obiettivo di ridurre gli alti gradienti delle tensioni è stato quindi raggiunto. Tale valore per quanto esposto nel paragrafo 3.1 non crea problemi di sovratensioni ai morsetti del motore alimentato.

Il filtro dv/dt risolve quindi la problematica relativa alle sovratensioni per alti gradienti di tensione.

➤ *Aumento delle perdite addizionali nel motore*

Le simulazioni mostrano un diverso valore per i due rendimenti calcolati per il motore asincrono, un fattore di distorsione della tensione ai morsetti del motore pari al 38% e un fattore di distorsione della corrente assorbita pari al 4,3%.

Questi risultati sono poco diversi dall'alimentazione del motore senza uso del filtro, bisogna quindi effettuare una misura più precisa delle perdite addizionali per individuare quanto sovradimensionare il motore.

- *Correnti circolanti nei cuscinetti-Correnti disperse verso terra-Emissioni elettromagnetiche*
Le figure 3.82 e 3.83 mostrano l'andamento della tensione di modo comune e il suo spettro armonico.

Si rileva visivamente come la tensione di modo comune ai morsetti del motore risulti poco differente da quella generata dall'inverter. Comunque il filtro dv/dt agisce anche sulla tensione di modo comune limitandone i gradienti di tensione. Non si è in grado di quantificare i benefici effettivi, ma è possibile una riduzione delle correnti circolanti nei cuscinetti e di quelle disperse verso terra [24].

L'analisi di Fourier mostra come il filtro dv/dt contribuisce ad una riduzione notevole delle armoniche ad alta frequenza (10kHz – 30 MHz) causa delle emissioni elettromagnetiche.

3.5 Altre soluzioni tecniche

In letteratura si possono trovare svariate soluzioni tecniche, oltre l'uso di filtri, studiate per eliminare o ridurre gli effetti negativi per alimentazione PWM [26]. Alcuni esempi sono ora presentati.

Tensione di modo comune – correnti circolanti nei cuscinetti

La tensione di modo comune, e quindi i suoi disturbi sul motore, possono essere evitati adottando:

- una struttura di inverter a doppio ponte che elimina la generazione della tensione di modo comune [26];
- tecniche di modulazione dell'inverter che non creano ai morsetti d'uscita una tensione di modo comune [27].

Le correnti circolanti nei cuscinetti possono essere limitate adottando una delle seguenti soluzioni:

- Un sistema di messa a terra dell'albero tramite spazzole crea una via parallela a bassa impedenza, rispetto i cuscinetti, tra l'albero e la carcassa del motore. Elimina la tensione all'albero dunque le correnti dannose circolanti nei cuscinetti.
- Ponendo uno strato di isolante tra la superficie esterna del cuscinetto e la carcassa oppure impiegando cuscinetti in ceramica, si interrompe il circuito elettrico attraversato dalla corrente creata dalla tensione sull'albero. Queste soluzioni evitano il passaggio di correnti nei cuscinetti ma non limitano le tensioni indotte elettrostaticamente sull'albero.

Si può notare come l'utilizzo di soluzioni tecniche atte a ridurre la tensione di modo comune o i suoi singoli effetti sul motore, permettono di evitare la connessione di modo comune dell'eventuale filtro installato. E' possibile quindi adottare una soluzione a triangolo del ramo derivato del filtro, con capacità e resistenza di smorzamento pari a: $C_{\Delta} = C_Y/3$ e $R_{\Delta} = R_Y*3$ rispetto la soluzione a stella.

Emissioni elettromagnetiche

I disturbi causati dalle emissioni elettromagnetiche possono essere limitati impiegando nel circuito dell'azionamento cavi schermati.

3.6 Conclusioni

Il capitolo ha inizialmente mostrato gli effetti negativi connesse all'alimentazione PWM. Nel seguito lo studio si è concentrato sugli azionamenti di media tensione in cui queste problematiche devono essere prese in considerazione adottando soluzioni tecniche.

La soluzione comunemente impiegata è l'inserimento di un filtro LCR trifase tra inverter e motore asincrono alimentato. Lo studio ha mostrato due tipologie di filtro: il filtro sinusoidale e il filtro dv/dt . La progettazione del filtro deve tener conto diversi fattori, quali:

- la vita dell'isolamento del motore;
- il gradiente massimo dv/dt delle tensioni sopportabile dagli avvolgimenti statorici del motore;
- le sovratensioni ai morsetti del motore;
- la valutazione delle perdite addizionali (nel ferro e nel rame);
- il rumore acustico del motore;
- la valutazione delle correnti disperse verso terra;
- la valutazione delle correnti nei cuscinetti;
- la valutazione delle emissioni elettromagnetiche.

Il filtro garantisce la risoluzione di determinate problematiche relative all'alimentazione PWM; si devono però considerare altri effetti legati all'inserimento del filtro stesso tra inverter e motore alimentato, quali:

- Il costo e il peso del filtro.
- Le perdite di potenza attiva e la caduta di tensione nella sezione del filtro.
- Un eccessivo dimensionamento del filtro potrebbe indurre problemi dinamici, come lente risposte di velocità o di coppia a causa del ritardo di fase della tensione filtrata. Accade questo quando la frequenza di taglio del filtro risulta troppo vicina alla frequenza del carico, e quindi il filtro introduce uno sfasamento eccessivo tra tensione filtrata e tensione PWM di ingresso.
- L'eventuale autoeccitazione del motore asincrono.
- La risonanza del filtro LC.

La tabella seguente richiama alcuni risultati delle simulazioni e riassume qualitativamente vantaggi e svantaggi delle tre possibili configurazioni dell'azionamento [24-29]: senza uso del filtro, installazione del filtro dv/dt o del filtro sinusoidale.

Il confronto delle tre configurazioni permette di concludere:

1. La configurazione senza uso del filtro è impraticabile a meno di un sovradimensionamento del motore e del suo isolamento statorico.
2. Il filtro LCR sinusoidale risulta la migliore soluzione per la maggior parte degli azionamenti installati per una riqualificazione energetica. Specialmente nelle applicazioni dove il motore è situato a una lunga distanza rispetto l'inverter.
3. Il filtro LCR dv/dt risulta invece conveniente nelle applicazioni dove è richiesta un'elevata velocità di risposta dell'azionamento.

Tabella 14

Opzioni	Nessun filtro	Filtro dv/dt	Filtro sinusoidale
Frequenza di taglio	-	> f. di commutazione	< f. di commutazione
Possibili sovratensioni ai morsetti del motore per alti gradienti dv/dt	sì	no	no
dv/dt delle tensioni ai morsetti del motore	alti gradienti	accettabili	bassi
Isolamento motore	deve essere aumentato (scelta di una classe di isolamento superiore)	standard (normale)	standard (normale)
THD% $v_{motore}(t)$	42%	38%	5%
THD% $i_{motore}(t)$	4,7%	4,3%	1,6%
Sovradimensionamento del motore	Da valutare	Da valutare	-
Correnti nei cuscinetti e correnti disperse verso terra	presenti	ridotte	molto ridotte
Emissioni elettromagnetiche	alte	basse	molto basse
ΔV	-	0.017	0.046
Caduta di tensione nella sezione del filtro	-	trascurabile	da valutare
φ	-	1.83°	7.2°
Risposta dell'azionamento	rapida	rapida	soddisfa la maggior parte delle applicazioni
Q_L [KVar]	-	100	750
Q_C [KVar]	-	40	490

Infine un confronto economico tra le due tipologie di filtro.

La tipologia dv/dt permette di utilizzare filtri più piccoli ed economici perché la frequenza di taglio del filtro risulta maggiore della frequenza di commutazione dell'inverter. Infatti all'aumentare della frequenza di taglio del filtro diminuisce il dimensionamento della capacità e dell'induttanza. Questo viene confermato dal confronto dell'energia reattiva totale Q_L e Q_C delle due tipologie di filtro.

Si può concludere come il filtro dv/dt risulti meno oneroso nel peso e nel costo rispetto il filtro sinusoidale.

Capitolo 4

SMORZAMENTO ATTIVO DELLA RISONANZA DEL FILTRO LC

Il capitolo 3 ha mostrato come l'utilizzo di un filtro LCR sinusoidale permette di risolvere le diverse problematiche relative all'alimentazione PWM.

Il filtro LC in un azionamento di media tensione necessita della resistenza di smorzamento per evitare la risonanza del filtro. Tale resistenza comporta però perdite di potenza attiva, minimizzate nella fase di progettazione del filtro.

Le simulazioni dell'azionamento eseguite al fine di verificare l'efficacia del filtro sono state effettuate solo alla frequenza nominale. Non sono state quindi svolte prove nelle altre condizioni di funzionamento, dove un controllo vettoriale o scalare porterebbe a lavorare l'azionamento. Si deve inoltre tener conto di come i risultati ottenuti dalle simulazioni siano poi da verificare per impianti reali. Questo permette di evidenziare i limiti sul calcolo delle diverse grandezze elettriche, come la perdita di potenza attiva nella sezione del filtro, studiate attraverso le simulazioni effettuate.

La soluzione di porre la resistenza di smorzamento può portare quindi a perdite di potenza attiva significative [17]. Il presente capitolo si focalizza su alcuni metodi, presentati in letteratura, finalizzati a smorzare la risonanza del filtro senza l'uso di resistenze, quindi senza perdite. Sono soluzioni tecniche che vengono inserite ampliando lo schema di controllo dell'azionamento al fine di attuare uno smorzamento attivo della risonanza del filtro. Nel capitolo non verranno eseguite simulazioni, saranno semplicemente presentate tali soluzioni tecniche (applicate in azionamenti di media o bassa tensione) e i risultati più significativi illustrati negli articoli esaminati.

4.1 Un Nuovo Inverter VSI [39-40]

Gli autori degli articoli propongono un inverter, studiato in applicazioni di bassa tensione, con il filtro LC sinusoidale e un sistema per attuare un filtraggio attivo, in modo da generare in uscita del filtro una tensione prossima alla sinusoide evitando la possibile risonanza del filtro.

Si fornisce nel seguito una breve descrizione e delle considerazioni su questa nuova configurazione; lo schema elettrico è mostrato in figura 4.1. Gli andamenti nel tempo delle grandezze elettriche e altri grafici mostrati in seguito sono presi dagli articoli in oggetto.

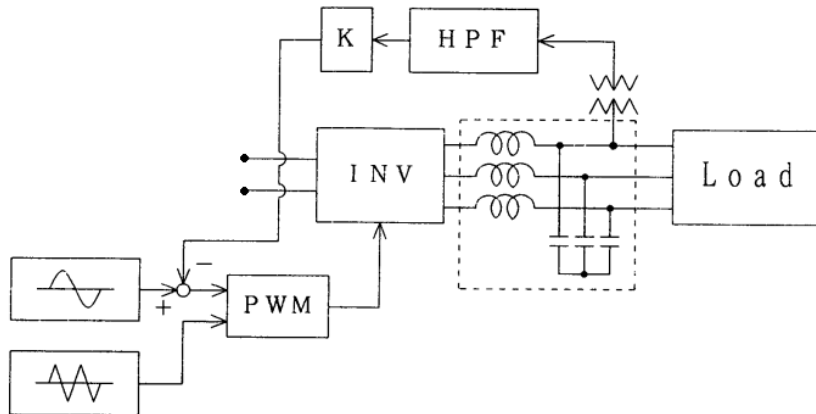


Figura 4.131 Schema elettrico dell'inverter

In figura 4.1 si nota il filtro LC sinusoidale e il sistema per attuare un filtraggio attivo: ovvero un anello di retroazione di tensione. Per quanto riguarda il filtro sinusoidale, non è necessario aggiungere alcuna nota poiché tale filtro è stato ampiamente trattato nel capitolo precedente. Il funzionamento dell'anello di retroazione è invece descritto attraverso i seguenti punti:

1. Misura delle tre tensioni di fase in uscita dal filtro LC sinusoidale.
2. Individuazione delle armoniche presenti nelle tensioni misurate attraverso l'uso di un filtro passa alto (blocco HPF "high pass filter" in figura 4.1).
3. Le componenti armoniche individuate vengono moltiplicate per "K" e sottratte ai segnali modulanti corrispondenti alle tensioni di fase misurate.

La figura 4.2 mostra l'andamento nel tempo della tensione e della corrente del carico alimentato dall'inverter con il solo filtro LC sinusoidale; si può notare l'andamento della tensione con le oscillazioni legate alla risonanza del filtro.

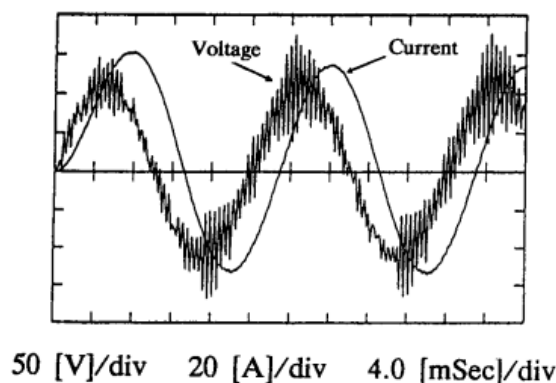


Figura 4.132

Le figure 4.3 mostrano invece gli andamenti nel tempo della tensione e della corrente del carico quando viene impiegato il sistema di filtraggio attivo. Si evidenzia la riduzione delle oscillazioni delle tensioni legate alla risonanza del filtro.

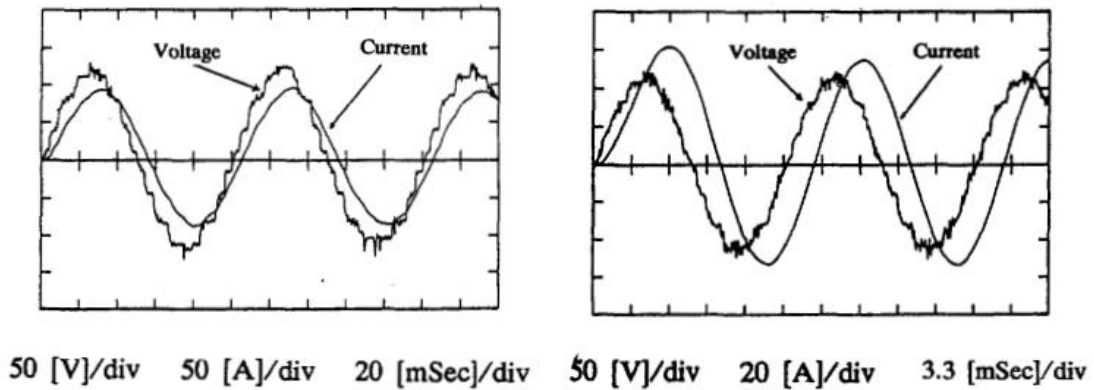


Figura 4.133 A sinistra frequenza del carico pari a 10 Hz, a destra pari a 60 Hz.

Lo studio si completa analizzando il modulo e la fase della funzione di trasferimento: tensione in uscita dal filtro (V) / segnale modulante corrispondente (V^*). Si mostra inizialmente in figura 4.4 il digramma a blocchi della configurazione dell'inverter con filtro LC sinusoidale e sistema per attuare il filtraggio attivo.

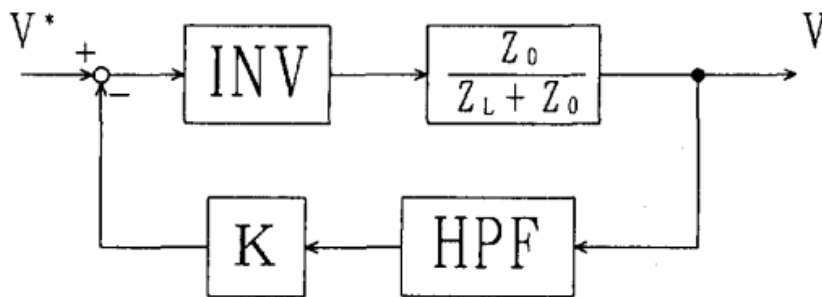


Figura 4.134 Diagramma a blocchi dell'inverter con il sistema per attuare il filtraggio attivo

Supponendo l'inverter ideale con guadagno unitario, Z_L l'impedenza dell'induttanza L e Z_0 l'impedenza parallela $L//C$ del filtro, infine ω_c la frequenza di taglio del filtro passa alto; la funzione di trasferimento caratteristica del sistema risulta:

$$V = \frac{Z_0}{Z_0 + Z_L} * \left[V^* - K * \frac{s * V}{s + \omega_c} \right]$$

Quindi:

$$\frac{V}{V^*} = \frac{1}{1 + \frac{Z_L}{Z_0} + K * \frac{s}{s + \omega_c}}$$

La figura 4.5 mostra il modulo e la fase della funzione di trasferimento caratteristica del sistema; con la frequenza di taglio del filtro LC sinusoidale pari a 1850 Hz e la frequenza di taglio del filtro passa alto pari a 700 Hz.

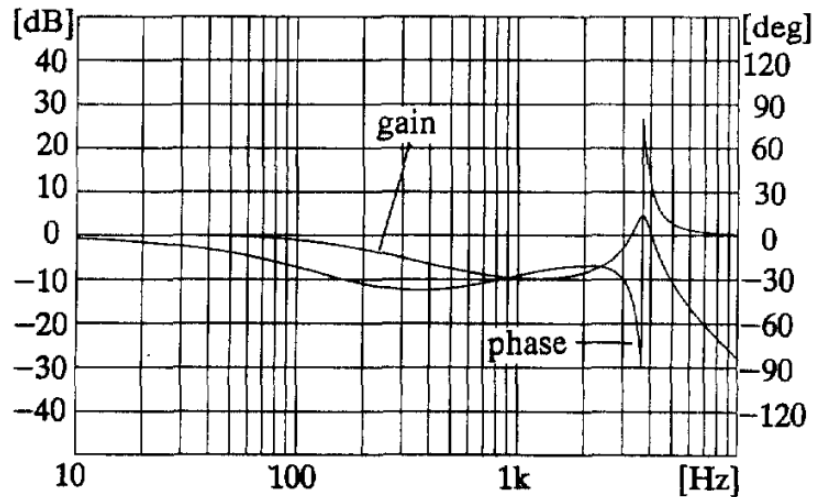


Figura 4.135 Modulo e fase della funzione di trasferimento caratteristica del sistema

Osservando l'andamento del guadagno si nota lo smorzamento della risonanza del filtro LC, infatti la caratteristica non presenta il picco alla frequenza di 1850 Hz.

Si evidenzia l'effetto negativo di riduzione del guadagno e di un aumento dello sfasamento tra tensione in uscita dal filtro e segnale modulante corrispondente all'aumentare della frequenza di lavoro (per frequenze superiori a 100 Hz). Ciò è dovuto al fatto che il filtro passa alto non riesce a filtrare completamente la componente fondamentale della tensione, ma una piccola parte viene retroazionata causando il ritardo e la diminuzione di ampiezza della tensione.

La soluzione tecnica appena presentata permette di evitare la risonanza del filtro LC sinusoidale senza l'uso della resistenza di smorzamento. Da valutare lo sfasamento tra la componente fondamentale della tensione di alimentazione del carico e il segnale modulante corrispondente, infatti un valore eccessivo non permetterebbe l'utilizzo di questa soluzione tecnica nelle applicazioni dove viene richiesta un'elevata velocità di risposta dell'azionamento.

4.2 Controllo a previsione di corrente statorica [32]

L'articolo presenta un controllo a previsione di corrente statorica per inverter NPC a tre livelli con filtro LC sinusoidale. Il diagramma a blocchi del controllo è mostrato in figura 4.6. La variabile controllata è la corrente statorica del motore. Nel seguito si presenta brevemente il suo funzionamento evidenziando lo smorzamento attivo della risonanza del filtro LC attuato dal controllo stesso.

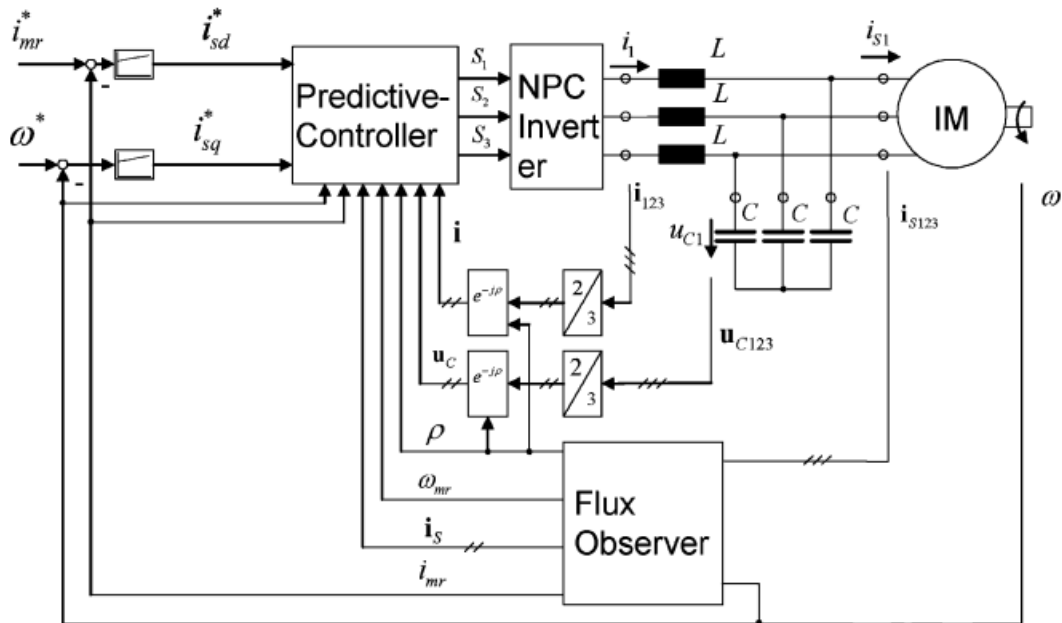


Figura 4.136 Diagramma a blocchi del controllo

Il controllo riceve in ingresso il vettore spaziale di riferimento per le correnti statoriche ($i_s^* = i_{sd}^* + j i_{sq}^*$), inoltre il valore misurato: delle correnti statoriche, delle correnti delle induttanze del filtro, delle tensioni delle capacità del filtro e la velocità di rotazione del motore. Un osservatore di flusso fornisce il valore della corrente di magnetizzazione i_m e la velocità angolare del flusso rotorico.

A ogni periodo di campionamento, il controllo prevede i possibili vettori spaziali della corrente statorica risolvendo le equazioni di un modello discreto del motore asincrono con il filtro LC, impiegando come variabili iniziali le grandezze elettriche misurate e i possibili stadi del vettore spaziale delle tensioni generate dall'inverter. Il controllo seleziona la commutazione delle valvole dell'inverter da attuare in modo da minimizzare l'errore tra il vettore spaziale della corrente statorica di riferimento e quelle previste dal controllo. In questa fase delle limitazioni sulla commutazione delle valvole permette di ridurre la loro frequenza di commutazione e di operare un controllo sul potenziale medio del bus in continua dell'inverter.

Si mostrano i risultati delle simulazioni presentate nell'articolo. Le prove eseguite simulano un azionamento in media tensione con il controllo a previsione di corrente statorica.

Le figure 4.7 mostrano la risposta della corrente statorica al gradino di corrente comandato dal controllo. La corrente i_{sq} raggiunge il valore di regime in 5ms dimostrando la velocità dinamica del controllo. L'andamento nel tempo della corrente statorica evidenzia come il gradino di corrente non causa la risonanza del filtro.

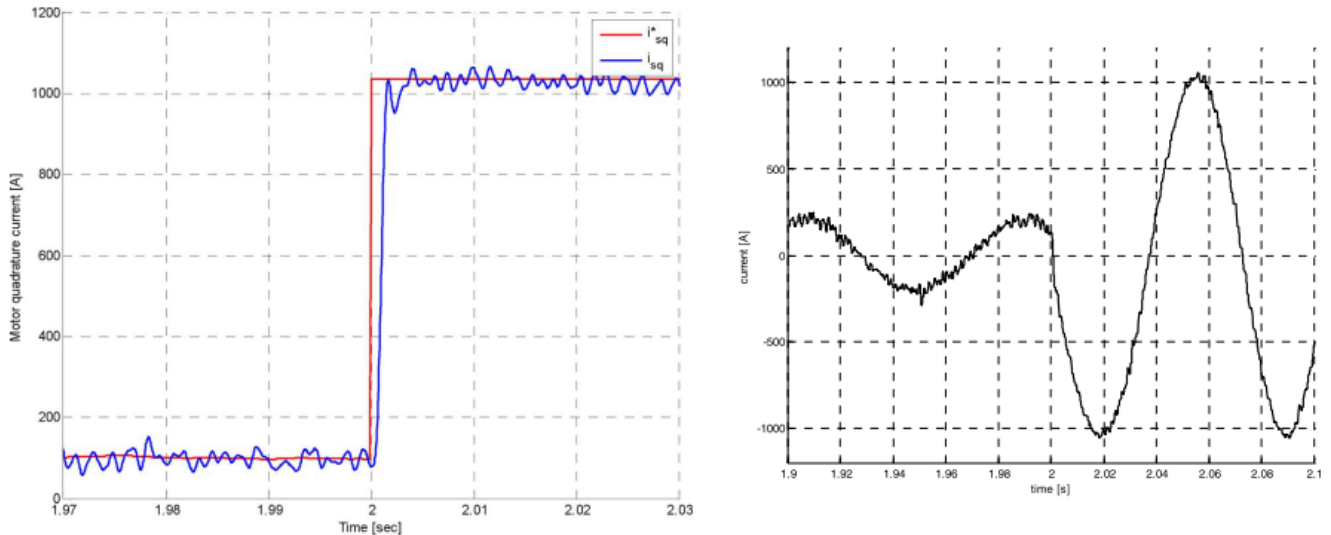


Figura 4.137 Risposta al gradino di corrente: l'andamento della sola componente i_{sq} della corrente statorica (a sinistra); l'andamento della corrente statorica (a destra).

Le figure 4.8 mostrano gli andamenti delle tensioni e della corrente in condizioni nominali dell'azionamento (frequenza e coppia nominale del motore).

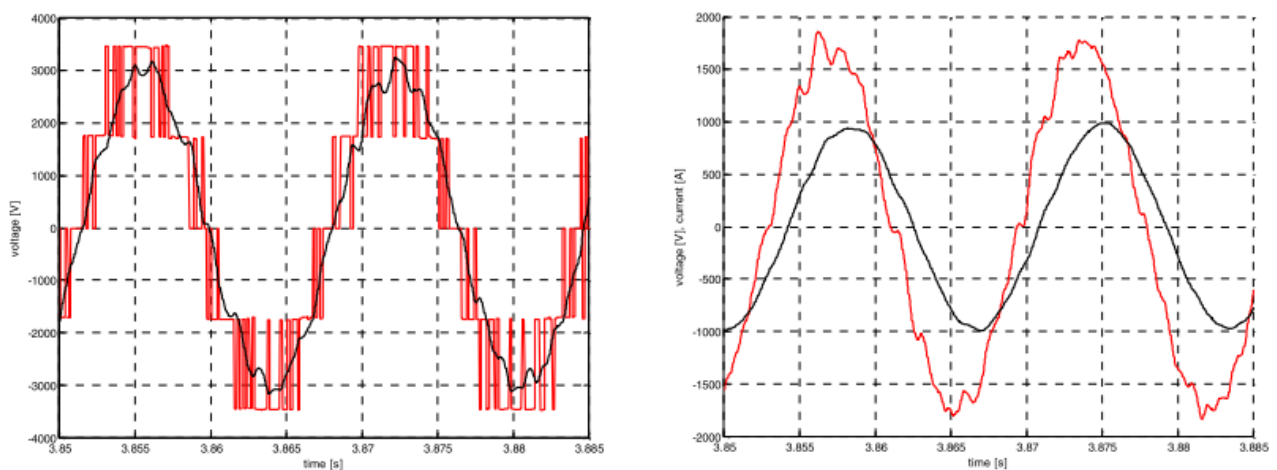


Figura 4.138 A sinistra: al tensione di linea dell'inverter (in rosso) e del motore (nero).
A destra: la tensione di fase del motore (in rosso) e la corrente assorbita dal motore (in nero).

La breve presentazione di questa tipologia di controllo ha mostrato attraverso la risposta al gradino di corrente come il controllo realizzi uno smorzamento attivo evitando la risonanza del filtro LC sinusoidale. Inoltre si evidenzia la velocità dinamica del controllo.

4.3 Filtro LC sinusoidale e Controllo diretto di coppia [33]

L'articolo presenta un compensatore di risonanza da inserire nel controllo diretto di coppia, il quale attua uno smorzamento attivo della risonanza del filtro LC sinusoidale. Lo schema a blocchi del controllo è mostrato in figura 4.9.

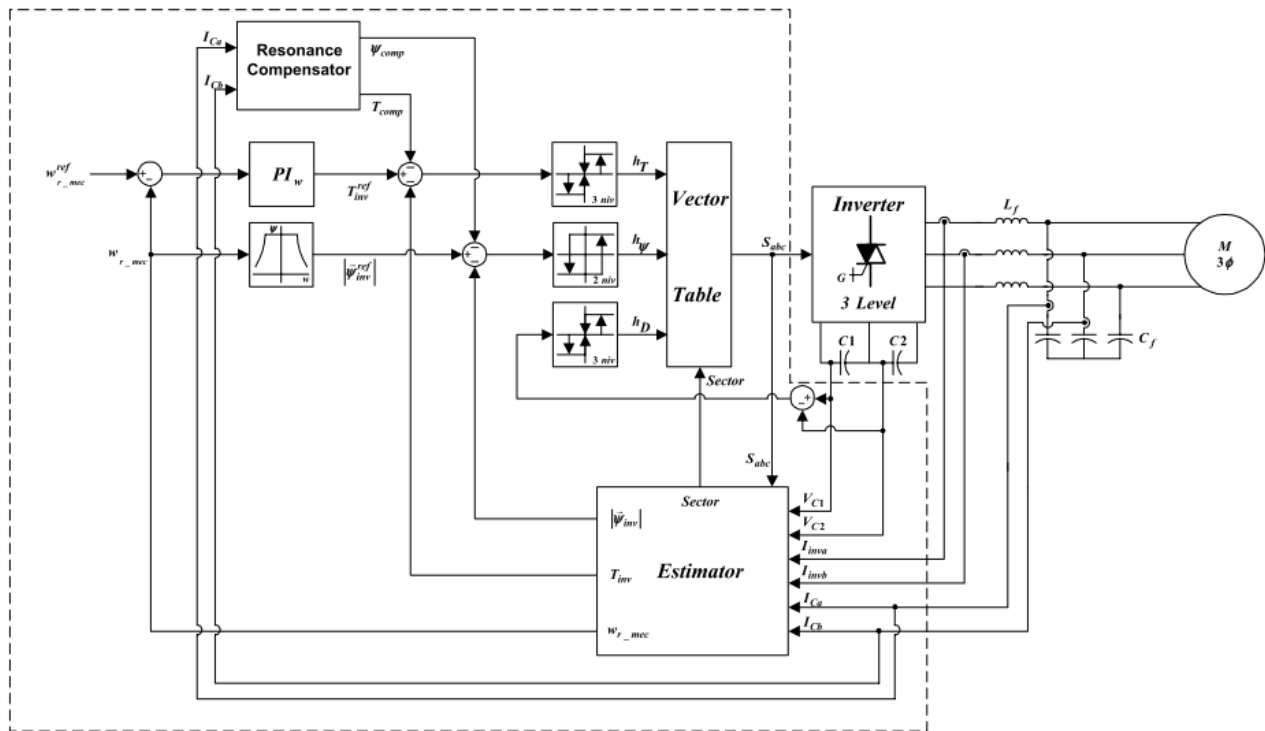


Figura 4.139 Schema a blocchi del controllo

Il controllo diretto di coppia commuta le valvole dell'inverter generando uno dei possibili stadi di tensione ai suoi morsetti di uscita in modo da generare nel motore asincrono il flusso di statore di riferimento e ottenere la coppia desiderata. La coppia e il flusso di statore sono quindi le variabili di controllo primarie.

L'inserimento del filtro LC sinusoidale tra inverter e motore asincrono modifica le equazioni caratteristiche del carico totale visto dai morsetti di uscita dell'inverter. Le variabili coppia elettrica e flusso di statore non possono essere più controllate direttamente, perché il filtro introduce uno sfasamento tra tensione PWM generata dall'inverter e tensione ai morsetti del motore. Due nuove variabili chiamate flusso e coppia dell'inverter diventano le variabili direttamente controllate al posto del flusso statorico e della coppia elettrica del motore. Queste due nuove variabili di controllo vengono stimate usando un modello della macchina asincrona che comprende il filtro LC, inoltre conoscendo lo stato di commutazione delle valvole e misurando: le tensioni delle capacità del bus in continua, due correnti in uscita dall'inverter, due correnti delle capacità del filtro.

Senza entrare in dettaglio nella spiegazione del controllo, si vogliono evidenziare i due nodi in cui il flusso e la coppia dell'inverter di riferimento vengono confrontati con i rispettivi valori stimati e i rispettivi valori di compensazione.

I valori del flusso e della coppia dell'inverter di riferimento sono generati dal blocco di compensazione della risonanza (Resonance Compensator), mostrato in figura 4.10.

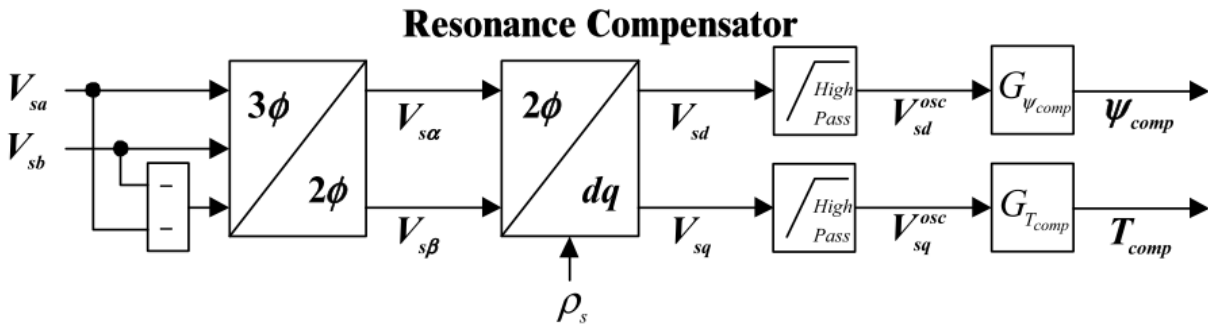


Figura 4.140 Blocco di compensazione della risonanza

Il blocco di compensazione della risonanza riceve in ingresso la misura delle correnti dei rami derivati del filtro. Da queste misure, elabora il valore delle tensioni ai morsetti del motore e attua la loro scomposizione sugli assi “d” e “q” del modello equivalente bifase della macchina asincrona. I due componenti V_{sd} e V_{sq} vengono filtrati attraverso l’uso di un filtro passa alto di primo ordine, in modo da individuare le componenti armoniche presenti nelle tensioni. Le tensioni filtrate V_{sd}^{osc} e V_{sq}^{osc} rappresentano le oscillazioni delle tensioni V_{sd} e V_{sq} , includono quindi anche le oscillazioni legate all’eventuale risonanza del filtro LC. I legami di proporzionalità, tra V_{sd} e il flusso di statore e tra V_{sq} e la coppia elettrica del motore, permettono di ottenere dopo la moltiplicazione di V_{sd}^{osc} e V_{sq}^{osc} per un rispettivo guadagno i valori del flusso e della coppia dell’inverter di compensazione. Questi intervenendo sulle grandezze di riferimento del controllo permettono di limitare e annullare le oscillazioni sulle tensioni ai morsetti del motore.

Le figure 4.11 mostrano l’andamento della tensione di linea e della corrente assorbita dal motore con e senza l’uso del blocco di compensazione della risonanza nel controllo diretto di coppia.

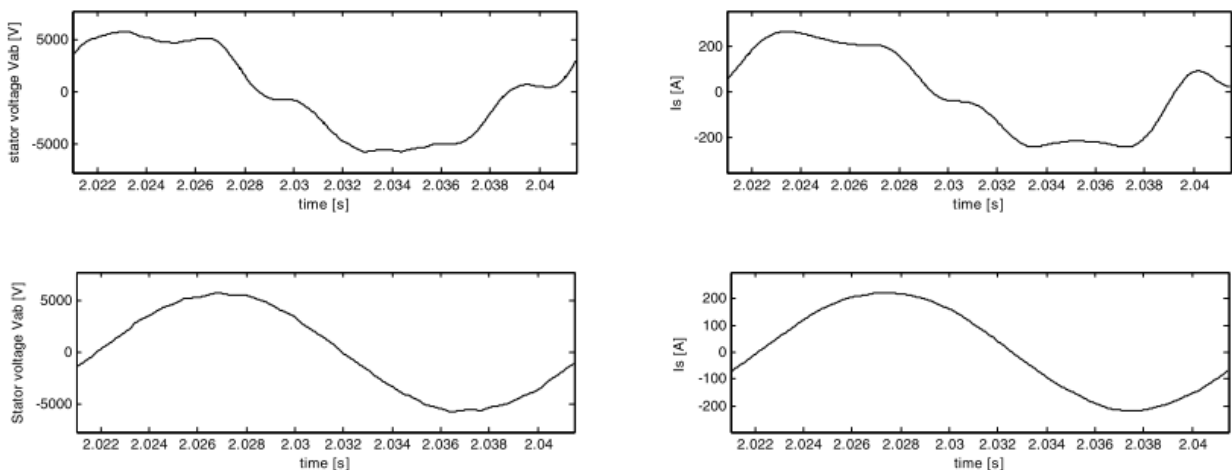


Figura 4.141 Tensione di linea e corrente del motore: sopra senza uso del blocco di compensazione, sotto con l’uso del blocco di compensazione della risonanza.

Le figure mostrate evidenziano l’efficacia del blocco di compensazione che attua uno smorzamento attivo della risonanza del filtro LC sinusoidale.

4.4 Conclusioni

Il capitolo ha mostrato tre diverse soluzioni adottate negli azionamenti per attuare uno smorzamento attivo della risonanza del filtro LC sinusoidale. La presentazione delle tre soluzioni ha mostrato l'efficacia dello smorzamento attivo che porta a risolvere la problematica relativa alle perdite di potenza attiva legate alla resistenza di smorzamento del filtro.

La trattazione non ha approfondito in dettaglio il funzionamento e i limiti dei diversi controlli che permettono tale smorzamento attivo. Da notare infatti come ci possa essere un limite sulla frequenza di taglio del filtro LC sinusoidale legato alla frequenza di commutazione dell'inverter e alla frequenza di campionamento delle grandezze elettriche misurate dal controllo [17].

Gli azionamenti di media tensione che utilizzano un controllo con smorzamento attivo installano filtri LC sinusoidali aventi una frequenza di taglio compresa nell'intervallo 200-400 Hz [33].

Il valore massimo di tale intervallo confrontato con la frequenza di taglio ottima del filtro LCR pari a 300 Hz, calcolata attraverso le simulazioni del capitolo 3, permette di sostenere che l'uso dello smorzamento attivo può portare all'utilizzo di filtri con frequenza di taglio superiore alla soluzione di filtro con resistenza di smorzamento. Questo a vantaggio di una minor grandezza e minor costo economico del filtro LC stesso.

CONCLUSIONI

Il presente lavoro di tesi approfondisce lo studio dell'inverter, in particolare focalizzandosi sull'inverter trifase NPC a tre livelli utilizzato in ambito industriale negli azionamenti elettrici di motori asincroni. La trattazione ha presentato la struttura, il funzionamento e le tecniche di modulazione maggiormente impiegate per tale convertitore. Una seconda parte introduttiva ha richiamato il funzionamento e le tecniche di controllo di un azionamento elettrico per il controllo della velocità di motori asincrono in media tensione.

Il capitolo che sviluppa la parte centrale del lavoro affronta le problematiche legate all'alimentazione di un motore asincrono standard con inverter, quali:

1. sovratensioni ai morsetti del motore;
2. aumento delle perdite addizionali nel motore, aumento del rumore acustico del motore;
3. correnti circolanti nei cuscinetti, correnti disperse verso terra;
4. emissioni elettromagnetiche.

La soluzione tecnica che permette di annullare o limitare tali problematiche risulta l'installazione di un filtro LCR tra inverter e motore asincrono alimentato. Esistono due filosofie per progettare il filtro LCR: la prima, il filtro sinusoidale, vuole realizzare in uscita dal filtro una tensione prossima alla sinusoide mentre la seconda, il filtro dv/dt , si limita a voler ridurre gli alti gradienti dv/dt delle tensioni PWM generate dall'inverter.

L'esecuzione di simulazioni su un modello di un azionamento in media tensione, sviluppato in ambiente Mathcad, ha permesso di verificare l'efficacia dell'uso del filtro LCR. Il modello impiegato simula il funzionamento di inverter NPC trifase a tre livelli con filtro LCR che alimenta un motore asincrono. I dati nominali dell'inverter e del motore asincrono alimentato corrispondono ai dati di esercizio di un tipico azionamento in media tensione. Mentre la scelta dei parametri del filtro (l'induttanza L , la capacità C e la resistenza R) ha portato a presentare semplici criteri e diverse considerazioni per la progettazione del filtro LCR. Questo sia per il filtro LCR sinusoidale che per il filtro LCR dv/dt .

Da evidenziare come l'inserimento del filtro LCR tra inverter e motore comporta lo studio degli effetti legati all'installazione del filtro LCR stesso nell'impianto. In particolare la problematica legata alla risonanza del filtro.

I risultati delle simulazioni hanno confermato come l'utilizzo del filtro LCR, in modo differente per le due tipologie, risolve in parte o completamente le diverse problematiche legate all'alimentazione di un motore asincrono standard con inverter.

La parte finale del lavoro ha mostrato diverse soluzioni tecniche utilizzate negli azionamenti per attuare uno smorzamento attivo della risonanza del filtro LC, in modo da evitare l'utilizzo della resistenza R di smorzamento e le perdite di potenza attiva corrispondenti.

Appendice A

MODELLO EQUIVALENTE BIFASE DELLA MACCHINA ASINCRONA

Il motore asincrono durante l'avviamento o i transitori si comporta in modo non prevedibile in base ai modelli statici o di regime. Per migliorare il suo controllo durante i transitori si deve quindi usare un modello più adeguato, che permetta di semplificare lo studio del funzionamento in regime dinamico della macchina. Soddisfa queste esigenze il “modello equivalente bifase della macchina asincrona” [14]. Nel seguito sono richiamati brevemente i passaggi per ricavare tale modello.

Si richiamano le equazioni differenziali che governano il comportamento dinamico della macchina asincrona, quali: le equazioni magnetoelettriche degli avvolgimenti statorici (sa, sb e sc) e rotorici (ra, rb e rc), infine l'equazione meccanica.

$$[v_{sr}^{abc}] = [R_{sr}] * [i_{sr}^{abc}] + p[\Psi_{sr}^{abc}]$$

$$[\Psi_{sr}^{abc}] = [L_{sr}(\vartheta)] * [i_{sr}^{abc}]$$

$$[v_{sr}^{abc}] = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \\ v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix}, [i_{sr}^{abc}] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}, [\Psi_{sr}^{abc}] = \begin{bmatrix} \Psi_{sa} \\ \Psi_{sb} \\ \Psi_{sc} \\ \Psi_{ra} \\ \Psi_{rb} \\ \Psi_{rc} \end{bmatrix}$$

Con la matrice delle resistenze e delle induttanze pari a:

$$[R_{sr}^{abc}] = \begin{bmatrix} [R_s] & [0] \\ [0] & [R_r] \end{bmatrix}, [L_{sr}(\vartheta)] = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M(\vartheta)] \\ [M(\vartheta)]^t & [L_{rr}] \end{bmatrix}$$

R_s : sottomatrice resistenza degli avvolgimenti di statore

R_r : sottomatrice resistenza degli avvolgimenti di rotore

L_{ss} : sottomatrice autoinduttanze e mutue induttanze degli avvolgimenti statorici

L_{rr} : sottomatrice autoinduttanze e mutue induttanze degli avvolgimenti rotorici

$M(\vartheta)$: sottomatrice mutue induttanze avvolgimenti statorici con avvolgimenti rotorici

ϑ : l'angolo meccanico tra l'asse di riferimento dell'avvolgimento rotorico e quello statorico, identifica la posizione del rotore rispetto lo statore

Le equazioni meccaniche sono espresse delle seguenti espressioni:

$$C(t) = C_R + \frac{J}{n} * p \dot{\vartheta}$$

$$p\vartheta = \dot{\vartheta}$$

$C(t)$: coppia generata dal motore

C_R : coppia resistente

J : momento d'inerzia del motore

n : paia poli della macchina asincrona

L'uso della trasformata di Park applicata alle equazioni magnetoelettriche permette di passare da un modello della macchina trifase in cui i parametri sono tempo varianti ($M(\vartheta)$), a un modello di macchina equivalente avente solo due assi magnetici "d" e "q" ortogonali tra loro e comuni a statore e rotore i cui parametri non sono più tempo varianti.

La figura a.1 mostra come viene scelta la disposizione degli assi ortogonali "d" e "q" della trasformata di Park. L'angolo ϑ_s rappresenta la posizione dell'asse "d" rispetto l'asse "sa" di riferimento dell'avvolgimento statorico; l'angolo ϑ_r rappresenta la posizione dell'asse "d" rispetto l'asse "ra" di riferimento dell'avvolgimento rotorico.

Tra gli angoli ϑ_s , ϑ_r e ϑ vale la relazione:

$$\vartheta_s = \vartheta_r + \vartheta$$

Derivando i tre termini rispetto il tempo, si ottiene:

$$\dot{\vartheta}_s = \dot{\vartheta}_r + \dot{\vartheta}$$

dove

$\dot{\vartheta}_s$: velocità degli assi d-q rispetto lo statore

$\dot{\vartheta}_r$: velocità degli assi d-q rispetto il rotore

$\dot{\vartheta}$: velocità di rotazione del rotore

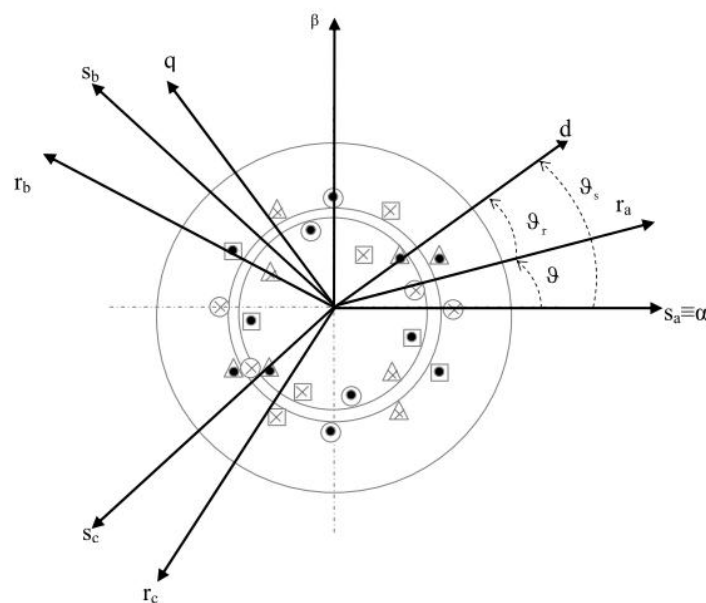


Figura a.142

Le equazioni magnetoelettriche si trasformano nelle seguenti espressioni:

$$v_{sd} = R_s * i_{sd} + p\Psi_{sd} - \dot{\theta}_s * \Psi_{sq}$$

$$v_{sq} = R_s * i_{sq} + p\Psi_{sq} + \dot{\theta}_s * \Psi_{sd}$$

$$v_{rd} = R_r * i_{rd} + p\Psi_{rd} - \dot{\theta}_r * \Psi_{rq}$$

$$v_{rq} = R_r * i_{rq} + p\Psi_{rq} + \dot{\theta}_r * \Psi_{rd}$$

$$\Psi_{sd} = L_s * i_{sd} + M * i_{rd}$$

$$\Psi_{sq} = L_s * i_{sq} + M * i_{rq}$$

$$\Psi_{rd} = L_r * i_{rd} + M * i_{sd}$$

$$\Psi_{rq} = L_r * i_{rq} + M * i_{sq}$$

Impiegando i vettori di Park le equazioni precedenti sono sintetizzabili in forma più compatta; scegliendo inoltre di porre il piano di Gauss rigidamente sul rotore della macchina asincrona in modo che l'asse reale coincida sempre con l'asse "d", si ottengono le seguenti espressioni:

$$\bar{v}_s = R_s * \bar{i}_s + p\bar{\Psi}_s + j * \dot{\theta}_s * \bar{\Psi}_s$$

$$\bar{v}_r = R_r * \bar{i}_r + p\bar{\Psi}_r + j * \dot{\theta}_r * \bar{\Psi}_r$$

$$\bar{\Psi}_s = L_s * \bar{i}_s + M * \bar{i}_r$$

$$\bar{\Psi}_r = L_r * \bar{i}_r + M * \bar{i}_s$$

Il sistema di equazioni appena ricavato può essere interpretato come la descrizione magnetoelettrica della macchina bifase a collettore equivalente della macchina asincrona; rappresentata nella figura a.2.

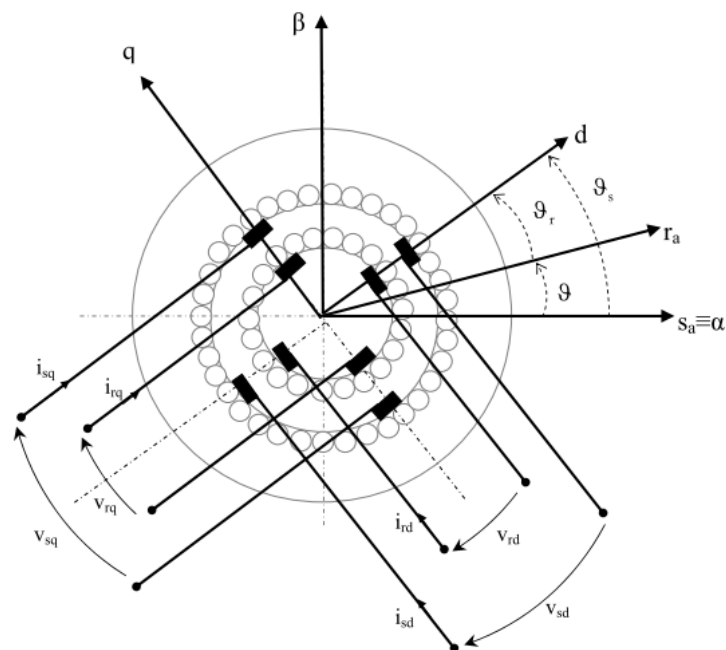


Figura a.143 Macchina bifase a collettore equivalente della macchina asincrona.

Se si desidera ricavare la rete equivalente “monofase” del modello dinamico si considerano gli assi “d” e “q” rotanti sincronicamente con il campo magnetico rotante prodotto dagli avvolgimenti di statore, ovvero si pone:

$$\dot{\vartheta}_s = \omega \rightarrow \dot{\vartheta}_r = \omega * s$$

Con $\bar{v}_r = 0$ poiché gli avvolgimenti rotorici sono avvolgimenti chiusi in corto circuito. Introducendo inoltre un trasformatore ideale nelle equazioni per ridurre il numero dei parametri, si ottiene un nuovo sistema di equazioni rappresentabili dal circuito equivalente in figura a.3.

$$\bar{v}_s = R_s * \bar{i}_s + p\bar{\Psi}_s + j * \omega * \bar{\Psi}_s$$

$$0 = \frac{R_r}{s} * \bar{i}_r + \frac{p\bar{\Psi}_r}{s} + j * \omega * \bar{\Psi}_r$$

$$\bar{\Psi}_s = \bar{\Psi}_r + L_{ks} * \bar{i}_s$$

$$\bar{\Psi}_r = M * (\bar{i}_r + \bar{i}_s)$$

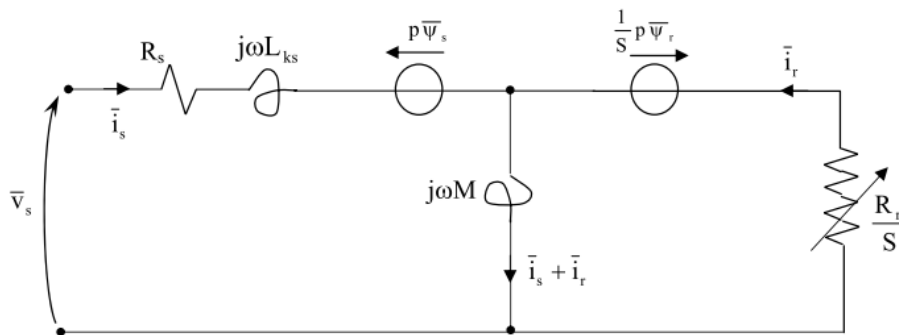


Figura a.144

Per quanto riguarda le equazioni meccaniche, dal bilancio energetico delle potenze la coppia generata dal motore risulta:

$$C = n * \text{Im}(\bar{\Psi}_r * \bar{i}_r) = n * (\Psi_{rq} * i_{rd} + \Psi_{rd} * i_{rq}) = \frac{n * M}{L_r} * (\Psi_{rd} * i_{sq} - \Psi_{rq} * i_{sd})$$

$$= \frac{n * M}{L_{ks} * L_r} * \text{Im}(\bar{\Psi}_s * \bar{\Psi}_r)$$

Appendice B

SEMICONDUTTORI DI POTENZA PER CONVERTITORI IN MEDIA TENSIONE

Nelle applicazioni di media tensione i dispositivi di potenza a semiconduttori (gli interruttori) sono progettati in modo da ottimizzare le loro caratteristiche tecnologiche (tempi di commutazione, massima tensione di blocco...). Sono pilotati con particolari accorgimenti che comportano un aumento della complessità e del costo del sistema di controllo dei circuiti di potenza.

Attualmente i dispositivi di potenza a semiconduttore utilizzati come interruttori negli inverter VSI di media tensione sono: gli IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor, in un modulo) o gli IGCT (Integrated Gate Commutated Thyristor). Nel seguito sono fornite alcune informazioni tecniche su questi dispositivi, utili per chi analizza il funzionamento dell'inverter da un punto di vista globale senza entrare in dettaglio nelle descrizioni del funzionamento o delle caratteristiche di tali dispositivi [41-42-43].

Il dispositivo utilizzato deve far fronte a tre tensioni:

- la tensione del bus in continua in stato di blocco;
- i picchi di sovratensioni durante le commutazioni;
- la tensione massima in relazione alla corrente da interrompere durante la commutazione di apertura, si deve garantire il funzionamento nella zona di sicurezza (SOA).

Gli IGBT sono fabbricati come piccoli semiconduttori in capsula con dimensioni tipiche di 2-3 cm²; sono poi montati all'interno di moduli in varie configurazioni elettriche e meccaniche assieme ai corrispondenti diodi. In figura b.1 sono mostrati due moduli di IGBT. Vantaggi nell'uso degli IGBT, soprattutto per le piccole e medie potenze, sono la controllabilità della fase di commutazione così come la capacità di sopportare il corto circuito (alte correnti e alte tensioni presenti simultaneamente sull'elemento). Questo rende possibile operare senza circuiti protettivi (snubbers). Inoltre gli IGBT possono essere collegati direttamente in serie senza grosse problematiche, raggiungendo così tensioni di uscita dell'inverter VSI a tre livelli oltre i 3,3 kV fino ai 7,2 kV.

Tali dispositivi possono raggiungere per basse potenze, frequenze di commutazioni superiori ai 10 kHz. Nelle applicazioni di media tensione l'elevata tensione in gioco e un flusso maggiore di potenza causano perdite di commutazione maggiori rispetto alle applicazioni di bassa potenza, questo porta a lavorare con frequenze di commutazione inferiori ai 1000 Hz.

Alcuni produttori di dispositivi IGBT hanno trovato un diretto legame tra frequenza di commutazione e potenza attiva in uscita dall'inverter, come mostra la figura b.2. Le tre curve rappresentano lo stesso dispositivo in applicazioni a diversa tensione.



Figura b.145

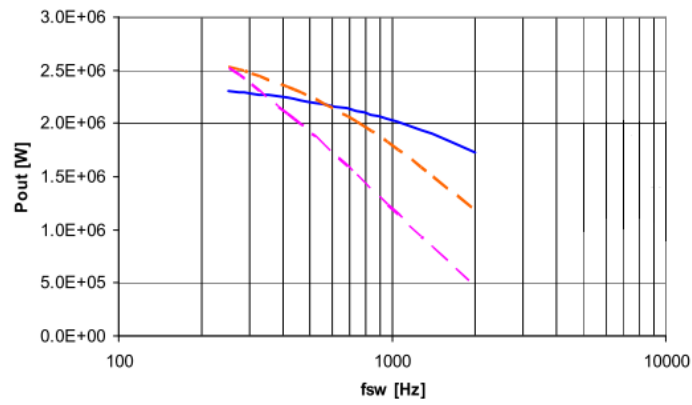


Figura b.146

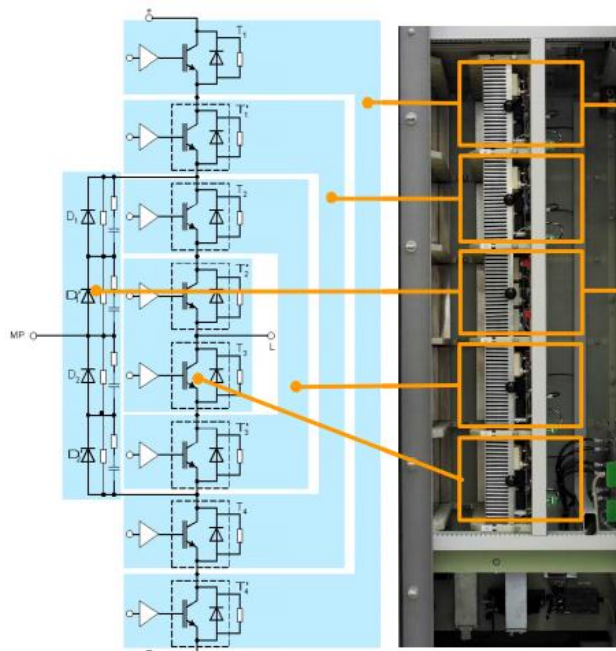


Figura b.147 Ramo di un inverter a tre livelli con IGBT

L'**IGCT** (in figura b.4) è uno sviluppo ulteriore del GTO; sono dispositivi costruttivamente prodotti in capsule a disco. Richiedono un circuito di protezione (un induttore) all'accensione, per limitare la velocità di salita della corrente. Però, rispetto i GTO, il circuito di protezione allo spegnimento è facoltativo e può essere omesso al prezzo di una leggera riduzione della massima corrente di spegnimento. L'uso di IGCT negli inverter con alte tensioni non richiede collegamenti serie o parallelo; questo riduce il numero di dispositivi da utilizzare rispetto la soluzione IGBT.

Come il GTO, l'IGCT ha basse perdite di conduzione, minori rispetto a quelle degli IGBT. Invece le perdite durante lo spegnimento sono inferiori negli IGBT; questa è la ragione per cui la frequenza di commutazione degli IGBT è più alta in confronto agli IGCT con valori tecnici equivalenti.

La tipica frequenza di commutazione degli IGCT (accensione e spegnimento) è attorno ai 500 Hz. La frequenza limite massima di commutazione è limitata dalle perdite termiche di conduzione e quindi dall'efficacia del sistema di raffreddamento.



Figura b.148

La tabella seguente riassume i dati principali di un azionamento elettrico per il controllo di velocità basato su inverter NPC a tre livelli in media tensione, indicando inoltre il semiconduttore impiegato.

Tabella 1

Semiconduttore	Tensione di blocco [kV]	Tensione nominale del convertitore [kV]	Potenza del convertitore [MVA]
IGBT (capsula)	3.3 – 6.5	2.3-3.3-4.16-6-6.6	0.8-10
IGBT (modulo)	4.5	3.3-3.4	6-32
IGCT (capsula)	4.5 – 5.5	2.3-3.3-4.16	0.3-30

Appendice C

LISTATO FILE MATHCAD

L'appendice presenta il listato del file MathCad 14 utilizzato per eseguire le simulazioni di un azionamento per il controllo della velocità di un motore asincrono. Lo studio del comportamento elettrico del sistema si concentra sull'inverter NPC a tre livelli, il filtro LCR e il motore alimentato.

Generazione delle tensioni dell'inverter con tecnica PWM sinusoidale

Dati iniziali: rapporto di modulazione d'ampiezza e di frequenza, frequenza principale delle tensioni PWM, frequenza segnali portanti e ampiezza tensione del bus in continua.

$$m_a := \blacksquare$$

$$m_f := \blacksquare + \frac{N_f}{D_f}$$

$$f_m := \blacksquare \quad \omega := 2 \cdot \pi \cdot f_m$$

$$f_{tri} := f_m \cdot m_f$$

$$V_d := \blacksquare$$

Segnali portanti

$$a(t) := \text{if}(t < 2, t - 1, 3 - t)$$

$$b(t) := \text{if}(t < 4, a(t), b(t - 4)) \quad T_{tri} := \frac{1}{f_{tri}}$$

$$d(t) := \text{if}(t < 0, b(-t), b(t))$$

$$v_{t1}(t) := 0.5 \left(d \left(t \cdot \frac{4}{T_{tri}} \right) + 1 \right) \quad v_{t2}(t) := 0.5 \left(d \left(t \cdot \frac{4}{T_{tri}} \right) - 1 \right)$$

Segnali modulanti

$$v_{m1}(t) := m_a \cdot \sin(\omega \cdot t)$$

$$v_{m2}(t) := m_a \cdot \sin \left(\omega \cdot t - 2 \cdot \frac{\pi}{3} \right)$$

$$v_{m3}(t) := m_a \cdot \sin \left(\omega \cdot t - 4 \cdot \frac{\pi}{3} \right)$$

Tensioni di fase generate dall'inverter

$$v_{p10}(t) := \frac{V_d}{2} \cdot (\Phi(v_{m1}(t) - v_{t1}(t)) + \Phi(v_{m1}(t) - v_{t2}(t))) - \frac{V_d}{2}$$

$$v_{p20}(t) := \frac{V_d}{2} \cdot (\Phi(v_{m2}(t) - v_{t1}(t)) + \Phi(v_{m2}(t) - v_{t2}(t))) - \frac{V_d}{2}$$

$$v_{p30}(t) := \frac{V_d}{2} \cdot (\Phi(v_{m3}(t) - v_{t1}(t)) + \Phi(v_{m3}(t) - v_{t2}(t))) - \frac{V_d}{2}$$

Tensioni di linea generate dall'inverter e tensione di modo comune

$$v_{12}(t) := v_{p10}(t) - v_{p20}(t)$$

$$v_{23}(t) := v_{p20}(t) - v_{p30}(t)$$

$$v_{31}(t) := v_{p30}(t) - v_{p10}(t)$$

$$v_{mc}(t) := \frac{v_{p10}(t) + v_{p20}(t) + v_{p30}(t)}{3}$$

Uso della FFT per calcolare le componenti armoniche delle tensioni di fase generate dall'inverter

$$a_k := v_{p10}(u_k) \quad A := \frac{2}{\sqrt{Nc} \cdot \sqrt{2}} \cdot \text{cfft}(a)$$

$$b_k := v_{p20}(u_k) \quad B := \frac{2}{\sqrt{Nc} \cdot \sqrt{2}} \cdot \text{cfft}(b)$$

$$c_k := v_{p30}(u_k) \quad C := \frac{2}{\sqrt{Nc} \cdot \sqrt{2}} \cdot \text{cfft}(c)$$

$$T_m := \frac{1}{f_m} \quad k := 0..Nc-1 \quad Nc := 5 \cdot 10^4$$

$$T_f := T_m \cdot D_f \quad u_k := \frac{T_f \cdot k \cdot \text{ris}}{Nc}$$

Sequenza diretta, inversa e omopolare delle tensioni di fase generate dell'inverter per ogni frequenza

$$D_k := \left(\frac{1}{\sqrt{3}} \right) \cdot \left[A_k + B_k \cdot \left(-0.5 + j \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \right) + C_k \cdot \left(-0.5 - j \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \right]$$

$$I_k := \left(\frac{1}{\sqrt{3}} \right) \cdot \left[A_k + B_k \cdot \left(-0.5 - j \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \right) + C_k \cdot \left(-0.5 + j \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \right]$$

$$O_k := \left(\frac{1}{\sqrt{3}} \right) \cdot (A_k + B_k + C_k)$$

Motore asincrono

Dati nominali

$$P_n := 2200 \cdot 10^3 \quad p := 4$$

$$V_n := 3000$$

$$\cos\varphi_n := 0.88 \quad \eta_n := 0.97 \quad N := 1494$$

Calcoli sul motore

$$X := \frac{V_n}{\sqrt{3} \cdot I_n} \quad P_{as} := \frac{P_n}{\eta_n} \quad A_{as} := \frac{P_{as}}{\cos\varphi_n}$$

$$R_s := 0.01 \cdot X \quad L_s := 0.11 \cdot \frac{X}{(2 \cdot \pi \cdot 50)} \quad R_o := 39 \cdot X$$

$$R_r := 0.004 \cdot X \quad L_r := 0.15 \cdot \frac{X}{(2 \cdot \pi \cdot 50)} \quad L_o := 4 \cdot \frac{X}{(2 \cdot \pi \cdot 50)}$$

$$L_{sti} := L_s + L_o - \frac{(L_o)^2}{L_r + L_o}$$

$$N_o(f) := 120 \cdot \frac{f}{p} \quad S(f) := \frac{N_o(f) - N}{N_o(f)}$$

$$Z_o(f) := \frac{R_o \cdot j \cdot 2\pi \cdot f \cdot L_o}{R_o + j \cdot 2\pi \cdot f \cdot L_o}$$

$$Z_m(f) := R_s + 2 \cdot \pi \cdot f \cdot j \cdot L_s + \frac{Z_o(f) \cdot \left(j \cdot 2\pi \cdot f \cdot L_r + \frac{R_r}{S(f)} \right)}{Z_o(f) + \left(j \cdot 2\pi \cdot f \cdot L_r + \frac{R_r}{S(f)} \right)}$$

Filtro + Motore asincrono

Dati del filtro

$$L := 1.6 \cdot 10^{-3} \quad C := 175 \cdot 10^{-6}$$

$$R_L := 0 \quad R := 0.3$$

$$f_t := \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi}$$

Calcoli filtro + Motore asincrono

$$Z_p(f) := \frac{\left(R + \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot j \cdot C} \right) \cdot Z_m(f)}{R + \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot j \cdot C} + Z_m(f)} \quad F(f) := \frac{Z_p(f)}{Z_p(f) + 2 \cdot j \cdot \pi \cdot f \cdot L + R_L}$$

Studio dei circuiti di sequenza diretta, inversa e omopolare

Componenti simmetrici delle tensioni dei rami derivati del filtro LCR

$$D_{ck} := D_k \cdot F(f)_k$$

$$I_{ck} := I_k \cdot F(f)_k$$

$$O_{ck} := O_k \cdot \frac{R + \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \frac{k}{Tf \cdot ris} \cdot j \cdot C}}{2 \cdot j \cdot \pi \cdot \frac{k}{Tf \cdot ris} \cdot L + RL + R + \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \frac{k}{Tf \cdot ris} \cdot j \cdot C}}$$

Componenti simmetrici delle tensioni ai morsetti del motore

$$D_{mk} := D_{ck}$$

$$I_{mk} := I_{ck}$$

$$O_{mk} := 0$$

Componenti armoniche delle tensioni dei rami derivati del filtro LCR e della tensione ai morsetti del motore

$$V_{ca_k} := \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot (D_{ck} + I_{ck} + O_{ck})$$

$$V_{cb_k} := \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \left[\left(-0.5 - j \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \cdot D_{ck} + \left(-0.5 + j \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \cdot I_{ck} + O_{ck} \right]$$

$$V_{cc_k} := \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \left[\left(-0.5 + j \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \cdot D_{ck} + \left(-0.5 - j \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \cdot I_{ck} + O_{ck} \right]$$

$$V_{ma_k} := \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot (D_{mk} + I_{mk} + O_{mk})$$

Componenti armoniche della corrente del ramo derivato del filtro, del motore e dell'inverter

$$I_{ca_k} := \frac{V_{ca_k}}{\left(R + \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \frac{k}{Tf \cdot ris} \cdot j \cdot C} \right)}$$

$$I_{ma_k} := \frac{V_{ma_k}}{\frac{R_o \cdot j \cdot 2\pi \cdot \frac{k}{Tf \cdot ris} \cdot L_o}{R_o + j \cdot 2\pi \cdot \frac{k}{Tf \cdot ris} \cdot L_o} \cdot \left(j \cdot 2\pi \cdot \frac{k}{Tf \cdot ris} \cdot L_r + \frac{R_r}{120 \cdot \frac{k}{Tf \cdot ris} \cdot -N} \right) + \frac{k}{120 \cdot \frac{k}{Tf \cdot ris} \cdot p}}$$

$$I_{inva_k} := I_{ca_k} + I_{ma_k}$$

$$R_s + 2 \cdot \pi \cdot \frac{k}{Tf \cdot ris} \cdot j \cdot L_s + \frac{R_o \cdot j \cdot 2\pi \cdot \frac{k}{Tf \cdot ris} \cdot L_o}{R_o + j \cdot 2\pi \cdot \frac{k}{Tf \cdot ris} \cdot L_o} + \left(j \cdot 2\pi \cdot \frac{k}{Tf \cdot ris} \cdot L_r + \frac{R_r}{120 \cdot \frac{k}{Tf \cdot ris} \cdot -N} \right) + \frac{k}{120 \cdot \frac{k}{Tf \cdot ris} \cdot p}$$

Calcoli sul filtro

Potenza attiva persa nel filtro

$$I_{effc} := \sqrt{\frac{N_c - 1}{2} \sum_{n=D_f} (|I_{ca_n}|)^2}$$

$$P_{rc} := 3 \cdot R \cdot I_{effc}^2$$

Caduta di tensione nella sezione del filtro

$$V_{l_k} := I_{inva_k} \cdot \left(2 \cdot j \cdot \pi \cdot \frac{k}{Tf \cdot ris} \cdot L + RL \right)$$

$$V_{leff} := \sqrt{\frac{N_c - 1}{2} \sum_{n=D_f} (|V_{l_n}|)^2}$$

$$CDT := |A_{D_f}| - |V_{ma_{D_f}}|$$

$$CDT\% := \frac{CDT}{|A_{D_f}|}$$

Potenza reattiva totale dell'induttanza e della capacità del filtro

$$Q_{totc} := 3 \cdot \sum_{n=D_f}^{\frac{Nc}{2}-1} \text{Im}(S_{appcn}) \quad S_{appcn} := V_{ca_n} \overline{I_{ca_n}}$$

$$Q_{L_tot} := 3 \cdot \sum_{n=D_f}^{\frac{Nc}{2}-1} (V_{ln} \overline{I_{lnva_n}})$$

Calcoli sull'inverter

Valore efficace della tensione e della corrente dell'inverter, potenza apparente e fattore di potenza totale

$$S_{appk} := A_k \overline{I_{nva_k}} \quad P_{tot} := 3 \cdot \sum_{n=D_f}^{\frac{Nc}{2}-1} \text{Re}(S_{appn})$$

$$V_{Aeff} := \sqrt{\sum_{n=D_f}^{\frac{Nc}{2}-1} (|A_n|)^2} \quad I_{nvaeff} := \sqrt{\sum_{n=D_f}^{\frac{Nc}{2}-1} (|I_{nva_n}|)^2}$$

$$S_{apptot} := V_{Aeff} \cdot I_{nvaeff} \cdot 3$$

$$Q_{tot} := \sqrt{S_{apptot}^2 - P_{tot}^2} \quad \cos\varphi_{inv} := \frac{P_{tot}}{S_{apptot}}$$

Calcolo dei fattori di distorsione

$$THDI\% := \sqrt{\sum_{n=1+D_f}^{\frac{Nc}{2}} \left(\frac{|A_n|}{|A_{D_f}|} \right)^2} \cdot 100 \quad THDMINV\% := \sqrt{\sum_{n=1+D_f}^{\frac{Nc}{2}} \left(\frac{|I_{nva_n}|}{|I_{nva_{D_f}}|} \right)^2} \cdot 100$$

$$THDC\% := \sqrt{\sum_{n=1+D_f}^{\frac{Nc}{2}} \left(\frac{|V_{ca_n}|}{|V_{ca_{D_f}}|} \right)^2} \cdot 100 \quad THDMIC\% := \sqrt{\sum_{n=1+D_f}^{\frac{Nc}{2}} \left(\frac{|I_{ca_n}|}{|I_{ca_{D_f}}|} \right)^2} \cdot 100$$

$$THDM\% := \sqrt{\sum_{n=1+D_f}^{\frac{Nc}{2}} \left(\frac{|V_{ma_n}|}{|V_{ma_{D_f}}|} \right)^2} \cdot 100 \quad THDMI\% := \sqrt{\sum_{n=1+D_f}^{\frac{Nc}{2}} \left(\frac{|I_{ma_n}|}{|I_{ma_{D_f}}|} \right)^2} \cdot 100$$

Calcolo degli andamenti nel tempo

Tensione sul motore totale e la sola componente fondamentale

$$v_{ma}(t) := \sum_{n=D_f}^{\lim \cdot D_f} \left(\sqrt{2} \cdot |V_{ma_n}| \cdot \sin \left(2\pi \cdot t \cdot \frac{n}{T_f \cdot r_{is}} + \frac{\pi}{2} - \arg(V_{ma_n}) \right) \right)$$

$$v_{ma_fond}(t) := \sqrt{2} \cdot |V_{ma_{D_f}}| \cdot \sin \left(2\pi \cdot t \cdot \frac{D_f}{T_f \cdot r_{is}} + \frac{\pi}{2} - \arg(V_{ma_{D_f}}) \right)$$

Corrente assorbita dal motore e corrente dell'inverter

$$i_{ma}(t) := \sum_{n=D_f}^{\lim \cdot D_f} \left(\sqrt{2} \cdot |I_{ma_n}| \cdot \sin \left(2\pi \cdot t \cdot \frac{n}{T_f \cdot r_{is}} + \frac{\pi}{2} - \arg(I_{ma_n}) \right) \right)$$

$$i_{inva}(t) := \sum_{n=D_f}^{\lim 1 \cdot D_f} \left(\sqrt{2} \cdot |I_{inva_n}| \cdot \sin \left(2\pi \cdot t \cdot \frac{n}{T_f \cdot r_{is}} + \frac{\pi}{2} - \arg(I_{inva_n}) \right) \right)$$

Tensione dei rami derivati dell'inverter

$$v_{ca}(t) := \sum_{n=D_f}^{\lim \cdot D_f} \left(\sqrt{2} \cdot |V_{ca_n}| \cdot \sin \left(2\pi \cdot t \cdot \frac{n}{T_f \cdot r_{is}} + \frac{\pi}{2} - \arg(V_{ca_n}) \right) \right)$$

$$v_{cb}(t) := \sum_{n=D_f}^{\lim \cdot D_f} \left(\sqrt{2} \cdot |V_{cb_n}| \cdot \sin \left(2\pi \cdot t \cdot \frac{n}{T_f \cdot r_{is}} + \frac{\pi}{2} - \arg(V_{cb_n}) \right) \right)$$

$$v_{cc}(t) := \sum_{n=D_f}^{\lim \cdot D_f} \left(\sqrt{2} \cdot |V_{cc_n}| \cdot \sin \left(2\pi \cdot t \cdot \frac{n}{T_f \cdot r_{is}} + \frac{\pi}{2} - \arg(V_{cc_n}) \right) \right)$$

Tensione di modo comune ai morsetti del motore

$$v_{mc_mot_cal}(t) := \frac{v_{ca}(t) + v_{cb}(t) + v_{cc}(t)}{3}$$

Calcolo del gradiente di tensione dv/dt

$$derr(t) := \frac{v_{ca}(t + \Delta t) - v_{ca}(t)}{\Delta t}$$

$$N_p := \blacksquare \quad N_t := N_p \cdot m_f$$

BIBLIOGRAFIA

- [1]: Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins “Elettronica Di Potenza, Convertitori e applicazioni” Editore Ulrico Hoepli Milano
- [2]: Editor in Chief Muhammad H. Rashid “Power Electronics Handbook” Academic Press
- [3]: Enrico Meloni, Claudio Nava “Configurazioni, funzionamento e applicazioni di inverter multilivello: analisi e comparazione delle tecniche di modulazione” Tesi di Laurea Anno Accademico 2001 – 2002, Politecnico di Milano
- [4]: E. Acha, V.G. Agelidis, O. Anaya Lara, T.J.E. Miller “Power Electronic Control In Electrical Systems” Newnes
- [5]: Giuseppe Carrara, Simone Gardella, Mario Marchesoni “A New Multilevel PWM Method: A Theoretical Analysis” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 7, No. 3, July 1992
- [6]: Leon M. Tolbert, Thomas G. Habetler “Novel Multilevel Inverter Carrier-Based PWM Method” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, No. 5, September 1999
- [7]: Dudi A. Rendusara, Prasad N. Enjeti “An Improved Inverter Output Filter Configuration Reduces Common and Differential Modes dv/dt at the Motor Terminals in PWM Drive Systems” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, No. 6, November 1998
- [8]: Bimal K. Bose “Modern Power Electronics and AC Drives” Prentice Hall PTR
- [9]: Shanmei Cheng, Yajun Liu and Bing Wu “SVM Algorithm of Three-Level NPC Inverter ” 2008 IEEE
- [10]: B. Backlund, M. Rahimo, S. Klaka, J. Siefken “Topologies, voltage ratings and state of the art high power semiconductor devices for medium voltage wind energy conversion” 2009 IEEE
- [11]: Marc Hiller, Rainer Sommer and Max Beuermann “Converter topologies and power semiconductors for industrial medium voltage converters” 2008 IEEE
- [12]: G. Legnani, M. Tiboni e R. Adamini “Meccanica degli azionamenti” (vol.1) Progetto Leonardo
- [13]: Francesco Della Torre “Azionamenti elettrici”
- [14]: Mario Ubaldini “Macchine elettriche” Progetto Leonardo
- [15]: A. Von Jouanne, D. Rendusara, P. Enjeti, and W. Gray “Filtering techniques to minimize the effect of long motor leads on PWM inverter fed AC motor drive systems” IEEE Transactions Industry Applications, Vol. 32, pp. 919 - 926, July/Aug. 1996.
- [16]: Y. Shakweh, P. Aufleger “Multi Megawatt, Medium Voltage, PWM, Voltage Source, Sine Wave Output Converter For Industrial Drive Applications” Power Electronics and Variable Speed Drives, 21-23 September 1998, Conference Publication No. 456, IEE 1998
- [17]: Juergen K Steinke “Use of an LC Filter to Achieve a Motor-friendly Performance of the PWM Voltage Source Inverter” IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 14, No. 3, September 1999
- [18]: Tomasz Laczynski and Axel Mertens “Predictive Stator Current Control for Medium Voltage Drives with LC Filters” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 24, No. 11, November 2009
- [19]: Dr. Dušan Graovac, Toralf Hoffmann and Andreas Haltmair “A Transfer Function Approach to a Common Mode Filter Optimisation in the PWM Inverter Supplied Motor Drives” IEEE

- [20]: Norbert Hanigovszki, Jørn Poulsen and Frede Blaabjerg “A novel output filter topology to reduce motor overvoltage” IEEE
- [21]: Annette von Jouanne and Prasad N. Enjeti “Design Considerations for an Inverter Output Filter to Mitigate the Effects of Long Motor Leads in ASD Applications” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 33, No. 5, September 1997
- [22]: Ma Hongfei, Xu Dianguo, Chen Xiyou and Cui Bo “A New Common-Mode Sinusoidal Inverter Output Filter” 2002 IEEE
- [23]: Roland S. Burns “Advanced Control Engineering” Butterworth Heinemann
- [24]: Norbert Hanigovszki, Jørn Landkildehus and Frede Blaabjerg “Output filters for AC adjustable speed drives” 2007 IEEE
- [25]: Hirofumi Akagi, Hiroshi Hasegawa and Takafumi Doumoto “Design and Performance of a Passive EMI Filter for Use With a Voltage-Source PWM Inverter Having Sinusoidal Output Voltage and Zero Common-Mode Voltage” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 19, No.4, July 2004
- [26]: Annette von Jouanne, Haoran Zhang and Alan K. Wallace “An Evaluation of Mitigation Techniques for Bearing Currents, EMI and Over voltages in ASD Applications” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 34, No. 5, September 1998
- [27]: Haoran Zhang, Annette von Jouan, Shaoan Dai, Alan K. Wallace and Fei Wang “Multilevel Inverter Modulation Schemes to Eliminate Common mode Voltage” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36, No. 6, November 2000
- [28]: Yilmaz Sozer, David A. Torrey, Member and Suhan Reva, Member “New Inverter Output Filter Topology for PWM Motor Drives” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, No.6, November 2000
- [29]: Y. Shakweh and P. Aufleger “Multi Megawatt, Medium Voltage, PWM, Voltage Source, Sine-Wave-Output Converter For Industrial Drive Applications” IEE Power Electronics and Variable Speed Drives, No.456, September 1998
- [30]: “Power Converter Building Blocks for multi Megawatt PWM VSI Drives” IEE 2000
- [31]: Dudi A. Rendusara and Prasad N. Enjeti “An Improved Inverter Output Filter Configuration Reduces Common and Differential Modes dv/dt at the Motor Terminals in PWM Drive Systems” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, No.6, November 1998
- [32]: Tomasz Laczynski and Axel Mertens “Predictive Stator Current Control For Three-Level Voltage-Source Inverters With Output LC-Filters” 2008 IEEE
- [33]: J.Pontt, J.Rodriguez, S. Kouro, C. Silva, H.Farías e Mauricio Rotella “Output Sinus Filter for Medium Voltage Drive with Direct Torque Control” 2005 IEEE
- [34]: Christian Dietrich, Swen Gediga, Marc Hiller, Rainer Sommer, Hans Tischmacher “A new 7.2kV Medium Voltage 3-Level-NPC inverter using 6.5kV-IGBTs” IEEE
- [35]: Chen Xiyou, Yan Bin, gao Yu “The Engineering Design and Optimisatio of Output RLC Filter in AC Motor Drive System” 2002 IEEE
- [36]: Dudi A. Rendusara, E. Cengelci, Member, Prasad N. Enjeti, Victor R. Stefanovic and James W. Gray “Analysis of Common Mode Voltage - Neutral Shift in Medium Voltage PWM Adjustable Speed Drive (MV-ASD) Systems” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, No.6, November 2000
- [37]: S. Pöhler, A. Mertens and R. Sommer “Optimisation of Output Filters for Inverter Fed Drives” 2006 IEEE

- [38]: Leon M. Tolbert and Fang Z. Peng “Multilevel Converter for large Electric Drives” 1998 IEEE
- [39]: A.Nabae, M.Kitamura, Y-Okamura and F.Z.Peng “A Novel Inverter with Sinusoidal Voltage and Current Output” 1992 IEEE
- [40]: Akira NABAE, Hirotami NAKANO, Yositsugu OKAMURA “A Novel Control Strategy of the Inverter with Sinusoidal Voltage and Current Outputs” 1994 IEEE
- [41]: B. Backlund, M. Rahimo, S. Klaka, J. Siefken “Topologies, voltage ratings and state of the art high power semiconductor devices for medium voltage wind energy conversion” 2009 IEEE
- [42]: Marc Hiller, Rainer Sommer and Max Beuermann “Converter topologies and power semiconductors for industrial medium voltage converters” 2008 IEEE
- [43]: José Rodríguez, Steffen Bernet, Bin Wu, Jorge O. Pontt, and Samir Kouro “Multilevel Voltage-Source-Converter Topologies for Industrial Medium-Voltage Drives” 2007 IEEE