

**ALMA MATER STUDIORUM - UNIVERSITÀ DI BOLOGNA**

---

**SCUOLA DI INGEGNERIA E ARCHITETTURA**

*Dipartimento di Ingegneria dell'Energia Elettrica e dell'Informazione "Guglielmo Marconi"*

**Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria dell'Energia Elettrica**

**PROGETTO E REALIZZAZIONE DEL SISTEMA DI CONTROLLO  
DI UN INVERTER MULTIFASE A TRE LIVELLI  
PER APPLICAZIONI INDUSTRIALI ED EOLICHE**

**CANDIDATO:**  
Luca Vancini

**RELATORE:**  
Chiar.mo Prof. Giovanni Serra

**CORRELATORI:**  
Dott. Ing. Michele Mengoni  
Dott. Ing. Gabriele Rizzoli

Anno Accademico 2016/17

Sessione III







# Indice

<i>1</i>	<i>Inverter</i>	9
1.1	Ramo d'inverter	14
1.2	Inverter Trifase	19
1.3	Modulazione SVM per l'inverter trifase	22
1.4	Modulazione PWM generalizzata	28
1.5	Inverter multilivello	33
1.6	tipologie di multilivello	34
<i>2</i>	<i>NPC T-type</i>	45
2.1	Struttura del ramo	46
2.2	Analisi dei componenti	53
2.3	Inverter trifase NPC T-type	61
<i>3</i>	<i>Sistema di controllo</i>	69
3.1	Tecnica di modulazione per il sistema trifase	69
3.2	Sistemi multifase	80
3.3	Vettori di spazio per sistemi multifase	82
3.4	Tecnica di modulazione per il sistema trifase	86
<i>4</i>	<i>Assemblaggio dell'inverter trifase e progettazione scheda d' interfaccia</i>	93
4.1	Inverter trifase	93
4.2	Progettazione della scheda per l'interfaccia dei due inverter	106
<i>5</i>	<i>Simulazioni</i>	109
5.1	Descrizione dello schema di controllo dell'inverter trifase	110
5.2	Simulazione del sistema trifase	118

5.3	Descrizione dello schema di controllo dell'inverter pentafase _____	131
5.4	Simulazione del sistema pentafase _____	136
6	<i>Prove sperimentali</i> _____	149
6.1.	Descrizione del banco di prova _____	149
6.1	Prove sull'inverter Trifase _____	153
6.2	Prove sull'inverter Pentafase _____	167







# Introduzione

Data la crescente domanda di applicazioni ad elevata potenza, negli ultimi anni si stanno sostituendo i tradizionali convertitori a due livelli, con convertitori ad elevate prestazioni.

Tra le varie tipologie di convertitori, si stanno diffondendo velocemente i convertitori basati sulla tecnologia multilivello, in particolare della tipologia Neutral Point Clamp (NPC).

Il maggiore vantaggio della tecnologia multilivello è la possibilità di realizzare convertitori di elevata potenza, altrimenti non sviluppabili tramite i componenti elettronici disponibili.

Essendo convertitori costituiti da un numero maggiore di componenti, la potenza gestita da ciascuno degli interruttori statici è una frazione della totale, ciò permette di ottenere convertitori con bassa distorsione della tensione prodotta senza aumentare la frequenza di commutazione.

Nel tempo sono state sviluppate diverse strutture di inverter multilivello, le più diffuse sono: Diode-Clamped, Flying Capacitor, Cascaded H-Bridge, Neutral Point Clamped le quali verranno descritte nel capitolo 1.

In questa tesi ci si è concentrati maggiormente sulla struttura NPC T-type in quanto studi recenti la descrivono come la più promettente in ambito industriale e per l'impiego nell'interfacciamento alla rete di impianti di conversione dell'energia da fonte rinnovabile.

La struttura NPC T-type richiede l'utilizzo di un Bus-DC costituito da più condensatori in serie, ciò rende disponibili più livelli di tensione con i quali è possibile fornire in uscita delle correnti con una distorsione armonica inferiore rispetto ai tradizionali inverter a due livelli.

La presenza di un maggior numero di componenti, rispetto alla soluzione tradizionale, rende il controllo più complesso. In questa tesi è esposta una nuova strategia di controllo, basata sulla tecnica PWM, la quale permette d'annullare l'oscillazione delle tensioni ai capi dei condensatori del Bus-DC per garantire il corretto funzionamento dell'inverter.

Successivamente si sono analizzate configurazioni multifase dell'inverter, le quali permettono di suddividere la potenza oltre che su più componenti anche su un numero più elevato di fasi, enfatizzando i vantaggi della tecnologia multilivello; tali configurazioni sono usate in applicazioni motor-drive, in quanto portano ad una maggior affidabilità in caso di guasto di una fase, oppure possono essere utilizzate in applicazioni multi-motore.

Per la configurazione multifase si è determinata una tecnica di modulazione analoga a quella trovata per il caso trifase che garantisce l'equilibratura dei condensatori del Bus-DC.

La teoria su cui si basa la nuova tecnica di modulazione e le espressioni che hanno portato alla sua definizione, sia per il caso di sistema trifase che pentafase, sono illustrate nel capitolo 3.

Nel capitolo 4, sono descritte le fasi operative della messa a punto dell'apparato sperimentale che ha previsto la realizzazione di un nuovo inverter trifase a tre livelli e della scheda di interfaccia fra i dispositivi di potenza ed il sistema di controllo basato su DSP di Texas.

Nel capitolo 5 sono riportate le simulazioni svolte utilizzando MatLab Simulink sia per il caso trifase che pentafase.

Infine, nel capitolo 6, sono descritte le prove sperimentali. Dapprima è stato effettuato il collaudo delle nuove schede hardware realizzate, verificandone il corretto funzionamento. Il sistema così realizzato ha permesso di implementare le tecniche di controllo definite nei capitoli precedenti. È stato quindi possibile verificare la validità delle tecniche di modulazione proposte, nelle diverse condizioni di carico, per entrambe le tipologie di inverter NPC T-type considerate.





# 1 Inverter

Gli inverter sono convertitori statici che hanno un'elevata affidabilità, elevato rendimento e permettono di interfacciare sistemi elettrici tra loro incompatibili con grande flessibilità.

Gli inverter, sono utilizzati per generare forme d'onda di tensione o corrente alternata, controllate in ampiezza e frequenza, usando sorgenti di tensione o corrente continua. A seconda del tale tipo di alimentazione si distinguono due categorie d'inverter:

VSI (Voltage Source Inverter): sono alimentati a tensione impressa e forniscono in uscita una tensione alternata controllabile in frequenza ed ampiezza in base alle esigenze delle applicazioni, sono gli inverter più diffusi;

CSI (Current Source Inverter): sono alimentati a corrente impressa utilizzati in applicazioni particolari, che prevedono una elevata potenza e sono caratterizzati da una dinamica abbastanza lenta, per cui risultano poco diffusi nelle applicazioni a bassa potenza.

In questo elaborato si illustra dapprima il funzionamento di un singolo ramo d'inverter a due livelli, a tensione impressa, per poi passare alla generalizzazione dell'inverter trifase a due livelli. Nei capitoli successivi verranno poi descritti gli inverter multilivello e multifase.

## 1.1 Ramo d'inverter

Il generico ramo d'inverter è costituito da 2 interruttori statici, IGBT o MOSFET (nelle rappresentazioni seguenti si utilizzerà il simbolo dell'IGBT per semplicità grafica) e dai relativi diodi di libera circolazione posti in antiparallelo, come mostrato in Figura 1.1, con tale disposizione si possono ottenere 4 ( $2^2$ ) configurazioni.

In ingresso si ha una tensione sempre positiva per evitare la polarizzazione dei diodi, i quali causerebbero un cortocircuito, mentre in uscita si ha una corrente che può essere positiva o negativa a seconda delle esigenze del carico.

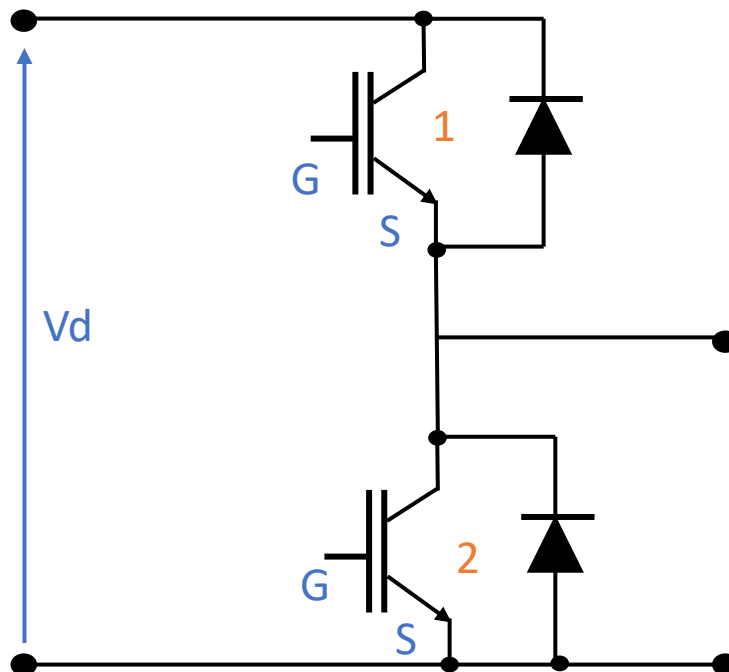


Figura 1.1 Ramo d'inverter a due livelli.

Il comportamento del ramo dipende dai valori assunti dalle due tensioni  $V_{gs}$  dei MOSFET e dal verso della corrente d'uscita, in base a tali valori si distinguono 4 possibili stati del ramo:

- Stato 1 entrambi i MOSFET sono in conduzione come mostrato in Figura 1.2

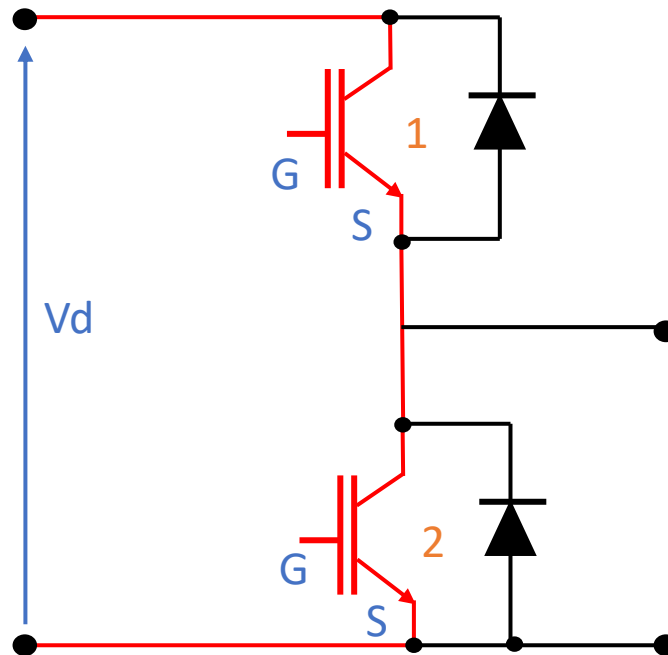
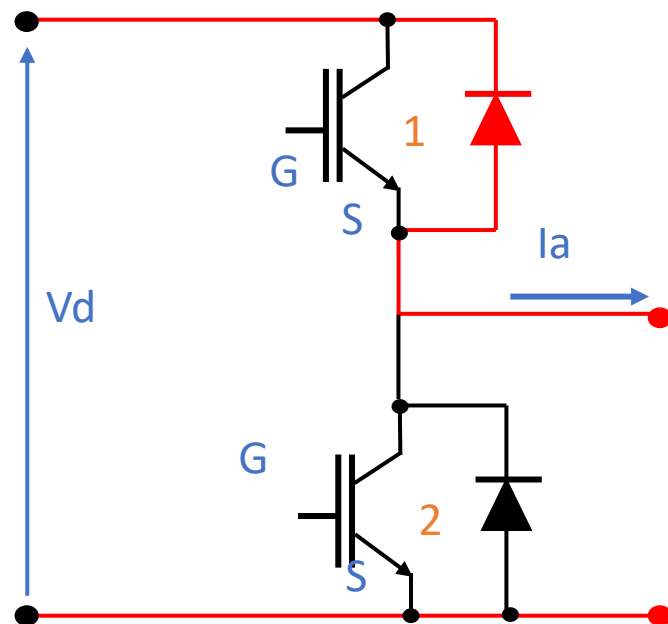


Figura 1.2 Ramo d'inverter, conduzione nello stato 1.

Si ha il cortocircuito dell'alimentazione, la tensione d'uscita è nulla ma la corrente che circola sugli switch è troppo elevata e li danneggia;

- Stato 2 (Figura 1.3): solo un MOSFET è in conduzione ma la corrente circola sul diodo in antiparallelo



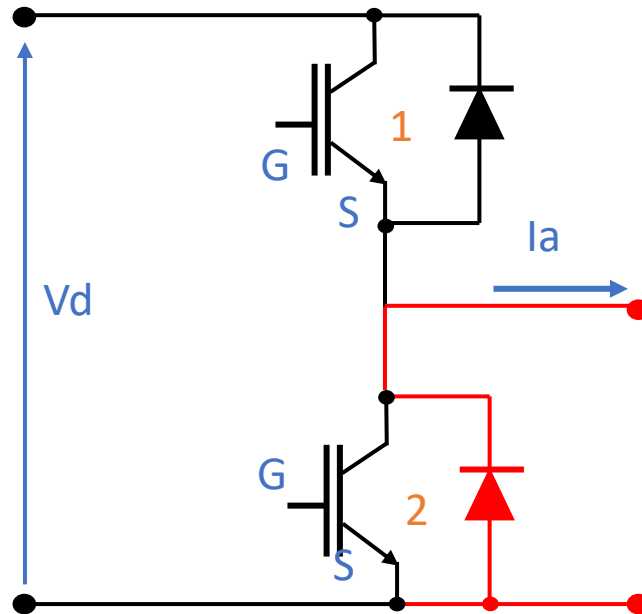
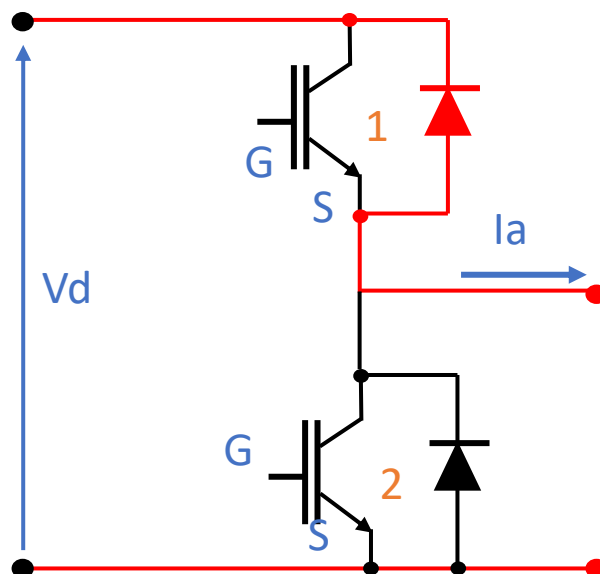


Figura 1.3 Ramo d'inverter, conduzione nello stato 2.

Non potendo essere entrambi i MOSFET in conduzione, per evitare lo stato 1, se la corrente di carico è negativa (caso 1) polarizzando il MOSFET 1 la corrente circola sul diodo in antiparallelo al MOSFET, in queste condizioni la tensione ai capi del carico corrisponde alla tensione d'alimentazione  $V_d$  e la corrente che circola sul diodo coincide con la corrente del carico. Se la corrente assorbita dal carico è positiva, polarizzando il MOSFET 2 (caso2) la corrente circola attraverso il diodo in antiparallelo, creando un circuito chiuso ai capi del carico il quale si trova alimentato da una tensione nulla.

- Stato 3: solo il MOSFET 1 è polarizzato in diretta come mostrato in figura 1.4:





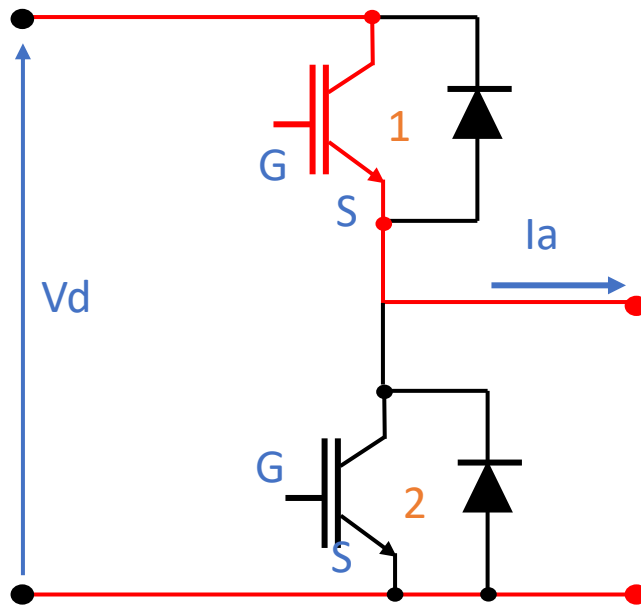
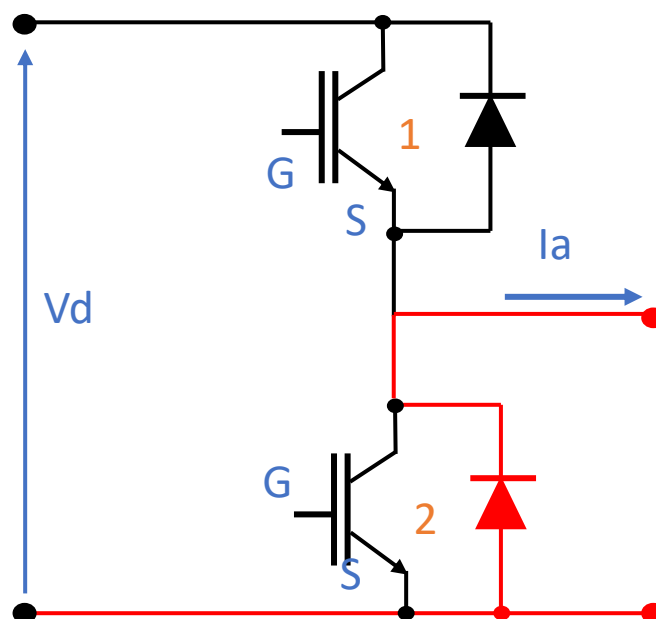


Figura 1.4 Ramo d'inverter, conduzione nello stato 3.

Nel primo caso la corrente di carico è negativa e circola attraverso il diodo di libera circolazione. Al carico è applicata la tensione d'alimentazione  $V_d$ , analogamente se la corrente ha verso positivo circola attraverso il MOSFET e la tensione applicata al carico resta comunque pari a  $V_d$ .

- Stato 4 (Figura 1.5): solo il MOSFET 2 è polarizzato in diretta



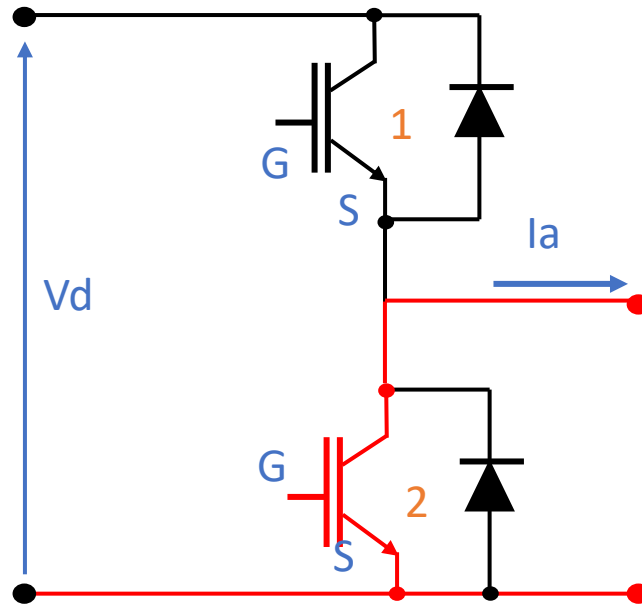


Figura 1.5 Ramo d'inverter, conduzione nello stato 4.

Nel primo caso la corrente di carico è positiva e circola attraverso il diodo in antiparallelo, in questa configurazione la tensione applicata al carico è nulla; il caso duale lo si ha quando la corrente di carico è negativa in questo caso la corrente circola attraverso il MOSFET e la tensione sul carico resta nulla.

Analizzando i vari stati si nota che nello stato 3 e 4 la tensione d'uscita è indipendente dal valore della corrente d'ingresso mentre nello stato 2 la tensione dipende dal verso della corrente. Negli stati 3 e 4 esiste anche un percorso alternativo per la corrente che prevede la circolazione attraverso il diodo di libera circolazione del MOSFET non polarizzato, ma ciò porta ad un assurdo fisico in quanto un MOSFET si trova polarizzato in diretta ma non conduce. In conclusione, stato 1 risulta uno stato da evitare per non danneggiare il convertitore e anche lo stato 2 non è utilizzato in quanto non possiamo prevedere il valore di tensione applicato conoscendo solo le condizioni dei MOSFET per cui gli unici stati utilizzati sono gli stati 3 e 4.

## 1.2 Inverter Trifase

Un inverter trifase è costituito da tre rami d'inverter in parallelo ottenendo così otto possibili configurazioni degli interruptori; la struttura è quella presentata in Figura 1.6 in cui le tensioni di polo  $V_{a0} V_{b0} V_{c0}$  possono assumere solo i valori 0 oppure  $V_d$ , a seconda dello stato del ramo.

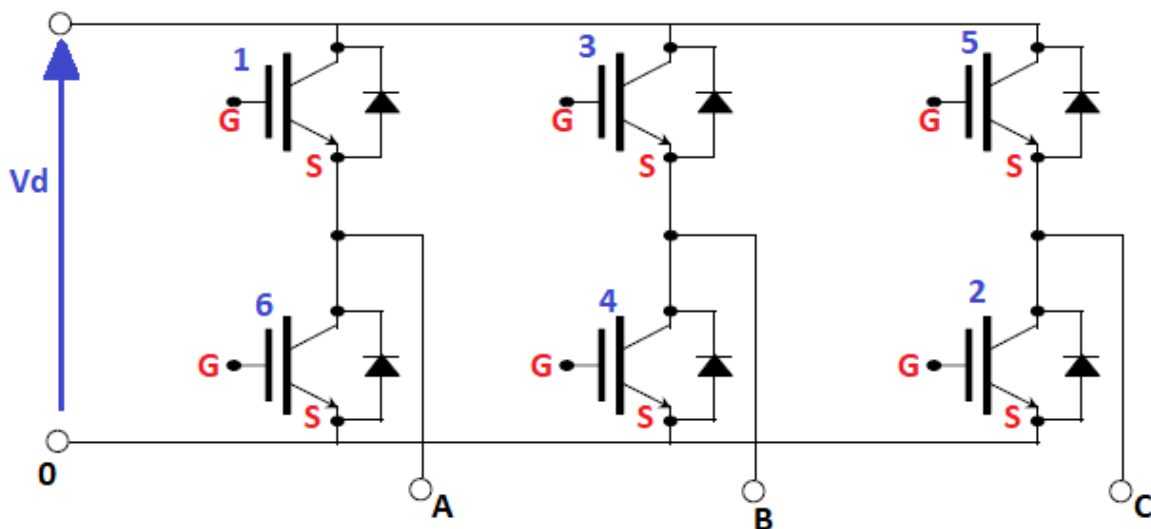


Figura 1.6 Inverter trifase a due livelli.

Considerando però un carico trifase equilibrato, collegato a stella, il valore di tensione di interesse è il valore delle tensioni stellate,  $V_{an}$  non delle tensioni di polo per cui occorre trovare la relazione tra le due tensioni.

Le tensioni di polo possono essere espresse attraverso le funzioni di commutazione dei rami come:

$$V_{A0} = V_d s_a \quad V_{B0} = V_d s_b \quad V_{C0} = V_d s_c$$

Usando le espressioni della tensione omopolare e del vettore di spazio delle tensioni di polo si ha:

$$V_{p0} = \frac{2}{3} [V_{A0} + V_{B0} + V_{C0}]$$

Equazione 1. 1

$$\bar{V}_p = \frac{2}{3} [V_{A0} + V_{B0} \bar{\alpha} + V_{C0} \bar{\alpha}^2] \quad \text{con } \bar{\alpha} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$$

Equazione 1. 2

Sostituendo alle precedenti le relazioni tra tensione e funzione di commutazione, si ottiene:

$$V_{p0} = V_d \frac{2}{3} [s_a + s_b + s_c]$$

*Equazione 1.3*

$$\bar{V}_p = V_d \frac{2}{3} [s_a + s_b \bar{\alpha} + s_c \bar{\alpha}^2]$$

*Equazione 1.4*

Per trovare la relazione tra le tensioni di polo e le tensioni stellate si sfrutta la legge di Kirchhoff alle maglie, ottenendo:

$$V_{AN} = V_{A0} + V_{0N}$$

$$V_{BN} = V_{B0} + V_{0N}$$

$$V_{CN} = V_{C0} + V_{0N}$$

*Equazione 1.5*

Scrivendole in forma di tensione omopolare si ha:

$$V_{c0} = \frac{2}{3} [V_{A0} + V_{B0} + V_{C0} + 3V_{0N}] = V_{p0} + 2V_{0N}$$

*Equazione 1.6*

Avendo considerato un caso in cui il carico risulta simmetrico ed equilibrato si ha che  $V_{c0} = 0$  e la componente omopolare della tensione di polo definisce solo il valore della tensione  $V_{0N}$ , la quale non influenza il valore della corrente del carico.

Scrivendo le precedenti in termini di vettore di spazio:

$$\bar{V}_c = \frac{2}{3} [V_{AN} + V_{BN} \bar{\alpha} + V_{CN} \bar{\alpha}^2] = \bar{V}_p + \frac{2}{3} [1 + \bar{\alpha} + \bar{\alpha}^2] V_{0N} = \bar{V}_p$$

*Equazione 1.7*

Si trova che, il vettore di spazio delle tensioni di polo coincide con il vettore di spazio delle tensioni di carico, le quali influenzano il valore della corrente di carico.

Dall'espressione del vettore di spazio delle tensioni di carico si ricavano le otto configurazioni dell'inverter trifase le quali sono elencate in tabella 1.1:

configurazione	$s_a$	$s_b$	$s_c$
0	0	0	0
1	1	0	0
2	1	1	0
3	0	1	0
4	0	1	1
5	0	0	1
6	1	0	1
7	1	1	1

Tabella 1.1 Configurazioni dell'inverter.

Rappresentando i vettori di spazio, corrispondenti alle otto configurazioni, nel piano cartesiano, si ottiene la suddivisione di esso in sei parti, come in figura 1.7, in cui si nota la presenza di due configurazioni nulle, ottenute quando le tre funzioni di commutazione assumo lo stesso valore

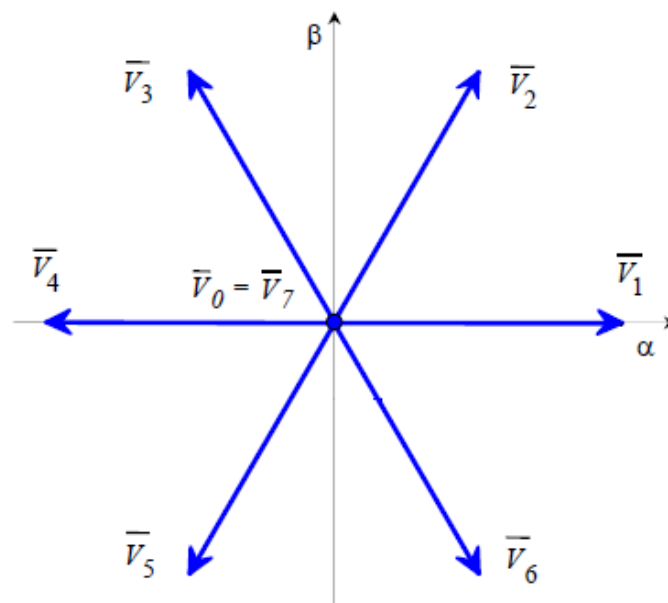


Figura 1.7 Vettori di spazio per inverter trifase a due livelli.

Essendo la tensione  $V_{AN}$  la proiezione sull'asse reale, del vettore di spazio, delle tensioni di carico si trova che esso può assumere cinque valori  $\frac{2}{3}V_d$   $\frac{1}{3}V_d$   $0$   $-\frac{1}{3}V_d$   $-\frac{2}{3}V_d$ .

L'inverter trifase può essere controllato con varie tecniche di modulazione, le principali sono la tecnica PWM (Pulse Width Modulation), la SVM (Support Vector Machines) e le loro varianti.

### 1.3 Modulazione SVM per l'inverter trifase

Come già detto, lo scopo della modulazione è ottenere un vettore di spazio delle tensioni il cui valore medio nel periodo di commutazione coincida con il valore richiesto.

Si è visto che il piano cartesiano è stato suddiviso in sei settori delimitati dai vettori attivi, un settore attivo è rappresentato in Figura 1.8 e, a seconda del settore d'appartenenza del riferimento, si determinano le configurazioni da utilizzare. Tali configurazioni saranno applicate per un intervallo di tempo pari ad una frazione del periodo di commutazione detto Duty-Cycle, definito come  $\delta = \frac{T_1}{T_c}$  in cui  $T_1$  è il tempo di applicazione la configurazione 1, ogni sequenza delle commutazioni è costituita da due vettori attivi adiacenti al riferimento e dalle configurazioni nulle.

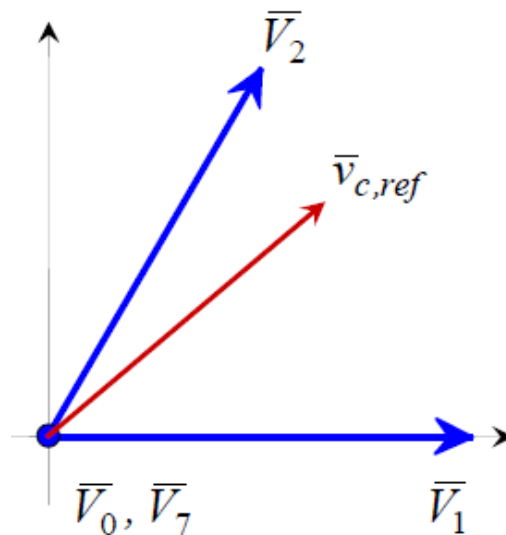


Figura 1.8 Vettori di spazio del primo settore.

Per calcolare i valori dei Duty-Cycle ci si basa sull'uguaglianza dei valori medi. Riferendoci al primo settore si ottiene:

$$\begin{aligned}\bar{V}_{c,ref} &= \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} \bar{V}_c dt = \frac{1}{T_c} \left[ \int_0^{T_1} \bar{V}_1 dt + \int_0^{T_2} \bar{V}_2 dt + \int_0^{T_{0,7}} \bar{V}_{0,7} dt + \right] \\ &= \frac{T_1}{T_c} \bar{V}_1 + \frac{T_2}{T_c} \bar{V}_2 + \frac{T_{0,7}}{T_c} \bar{V}_{0,7} = \delta_1 \bar{V}_1 + \delta_2 \bar{V}_2\end{aligned}$$

Equazione 1.8

Moltiplicando l'espressione precedente per  $j\bar{V}_1$  e successivamente per  $j\bar{V}_2$  si trovano i valori di  $\delta_1$  e  $\delta_2$ .

$$\delta_1 = \frac{\sqrt{3}}{V_d} \bar{V}_{c,ref} e^{-j\frac{\pi}{6}}$$

$$\delta_2 = \frac{\sqrt{3}}{V_d} \bar{V}_{c,ref} \cdot j$$

Equazione 1.9

Essendo i Duty-Cycle espressi in per unità, trovo  $\delta_{0,7} = 1 - \delta_1 - \delta_2$  e, affinché tale valore sia sempre positivo o nullo occorre imporre una condizione sul valore della  $\bar{V}_{c,ref}$ .

$$\bar{V}_{c,ref} \cdot e^{j\frac{\pi}{6}} \leq \frac{V_d}{\sqrt{3}}$$

Equazione 1.10

Da tale relazione si deduce l'esagono nel piano  $\alpha$ - $\beta$  in cui può rientrare il vettore  $\bar{V}_{c,ref}$ . Esso è rappresentato in Figura 1.9:

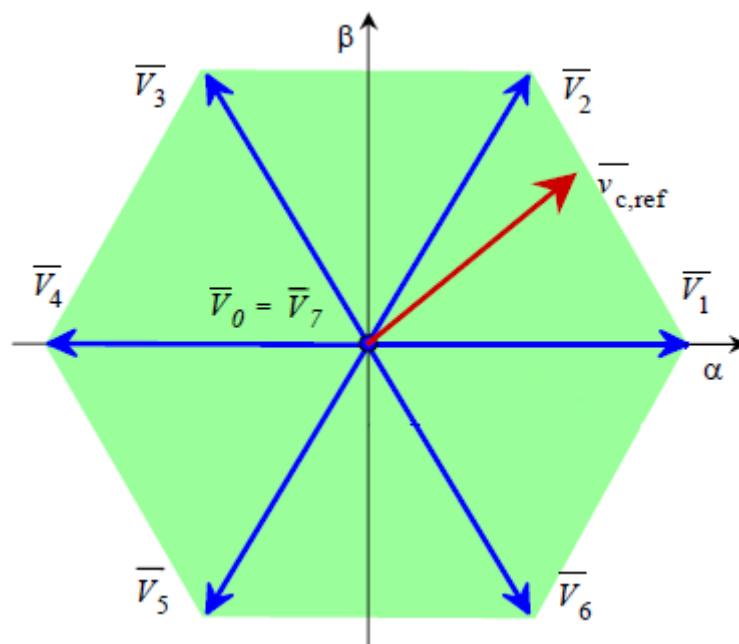


Figura 1.9 Possibili posizioni della tensione di riferimento.

Determinati i vettori da applicare ed i relativi Duty-Cycle, occorre determinare la sequenza di commutazione, per fare ciò si devono rispettare le due condizioni seguenti:

- 1) La sequenza di commutazione deve prevedere una sola commutazione di ramo per ogni cambio di configurazione;
- 2) La sequenza di commutazione deve essere speculare nel periodo di commutazione.

Le sequenze più utilizzate sono 4:

- Modulazione a 5 intervalli-Flat-top tipo L (Figura 1.10):

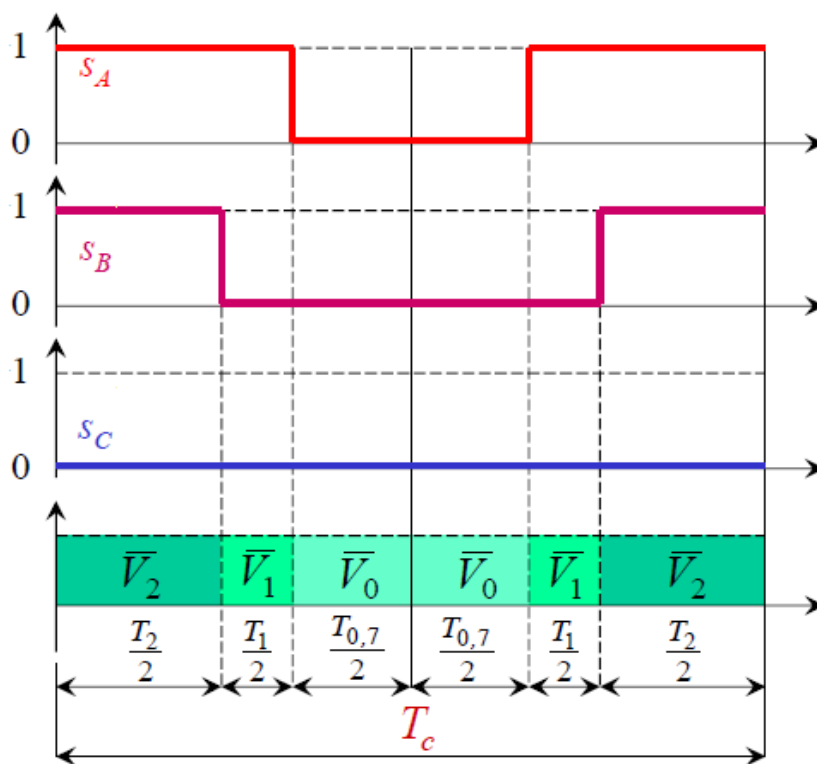


Figura 1.10 Modulazione a 5 intervalli Flat-top tipo L.



- Modulazione a 5 intervalli-Flat-top tipo H (Figura 1.11):

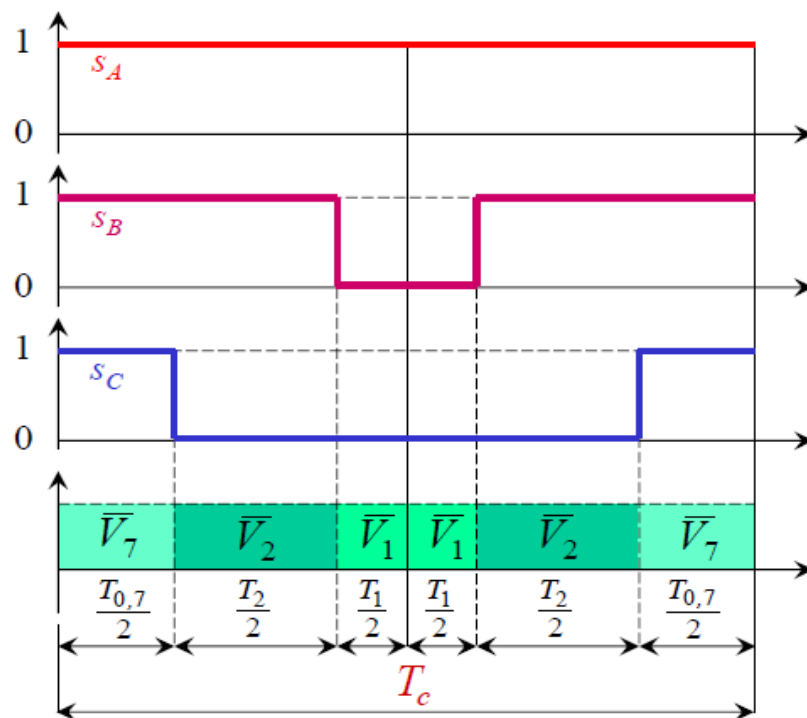


Figura 1.11 Modulazione a 5 intervalli Flat-top tipo H.

- Modulazione a 7 intervalli simmetrica (Figura 1.12)

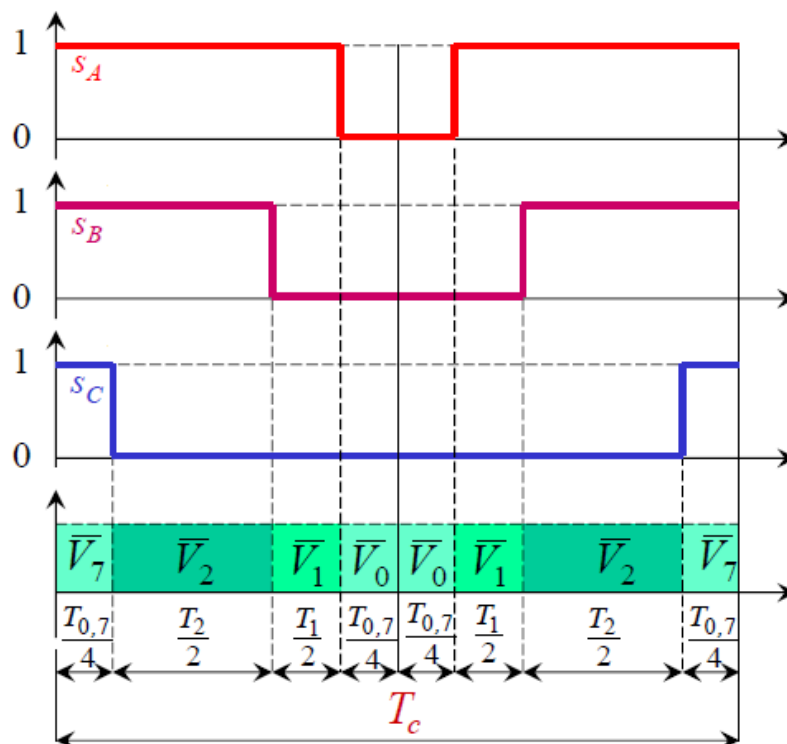


Figura 1.12 Modulazione a 7 intervalli simmetrica.

- Modulazione a 7 intervalli generale (Figura 1.13):

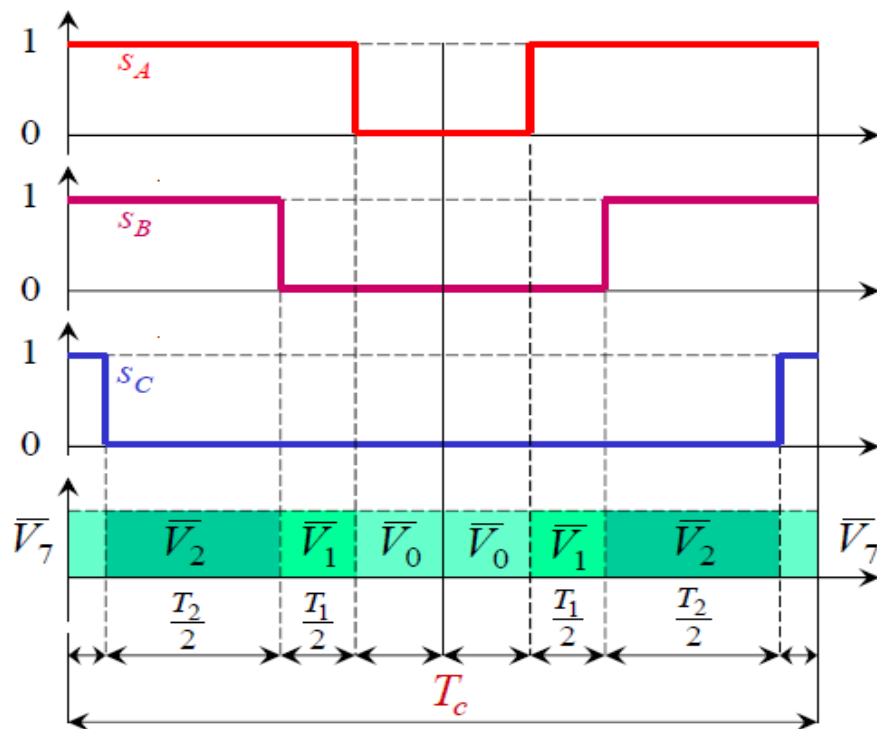


Figura 1.13 Modulazione a 7 intervalli generale.

Tutte le sequenze derivate dalla modulazione a 7 intervalli generale, sono ottenute eliminando la configurazione nulla 7 o la configurazione nulla 0, oppure con particolari valori dei Duty-Cycle delle configurazioni nulle.

La tecnica di modulazione PWM consente di ottenere una tensione in uscita il cui valore medio in un periodo, definito tempo di ciclo, coincide con il valore richiesto. Non essendo possibile variare la tensione d'uscita del ramo con valori a piacere, variando essa solo tra 0 e  $V_d$  si può perciò descrivere lo stato del ramo con una funzione binaria definita funzione di commutazione  $s$  la quale riferendoci al generico ramo A:

vale 0 (stato off) quando il ramo si trova nello stato 4 e la tensione sul carico è nulla;

vale 1 (stato on) quando il ramo dell'inverter si trova nello stato 3, in cui la tensione d'uscita è pari alla tensione d'alimentazione.

Attraverso la funzione di commutazione è perciò possibile correlare la tensione d'uscita al valore istantaneo della funzione di commutazione attraverso la relazione,

$V_{out} = Vd s_a$  analogamente la relazione della corrente risulta  $I_{out} = Ia s_a$

Attraverso tali relazioni, la tecnica PWM definisce l'andamento nel tempo della funzione di commutazione necessaria per ottenere il valore medio desiderato della tensione d'uscita, basandosi sull'intersezione tra un segnale portante e dei segnali modulanti.

Definendo il tempo di ciclo pari a  $T_c$ , il valore medio della tensione d'uscita, sostituendo la relazione precedente, è esprimibile come:

$$V_{A,ref} = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} V_{out} dt = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} Vd s_a dt = m_a Vd$$

*Equazione 1. 11*

Avendo definito:

$$m_a = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} s_a dt \rightarrow m_a = \frac{V_{A,ref}}{Vd}$$

*Equazione 1. 12*

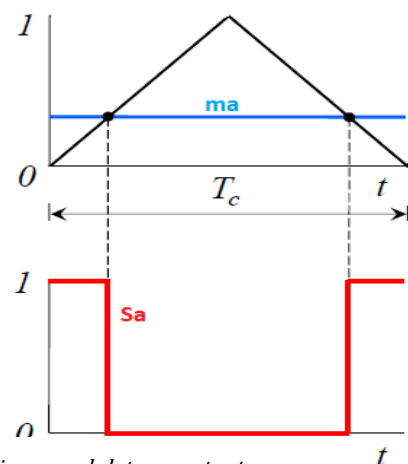
$m_a$  è detta modulante ed assume un valore costante in ogni periodo di commutazione e corrisponde al valor medio di  $s_a$  per cui può assumere solo valori compresi nell'intervallo 0 e 1.

La funzione di commutazione  $s_a$  è ricostruibile a partire dal segnale modulante attraverso una portante, la quale ha ampiezza unitaria all'interno del ciclo  $T_c$ .

La forma della portante influenza l'andamento della funzione di commutazione  $s_a$  all'interno del tempo di ciclo, solitamente si utilizza una portante triangolare, la quale permette d'ottenere un andamento di  $s_a$  simmetrico con valor medio  $m_a$ . Si interseca il segnale modulante con la portante triangolare e si definisce il valore della funzione di commutazione come:

$s_a = 1$  se il valore della modulante è superiore al valore della portante.

$s_a = 0$  se il valore della modulante è inferiore al valore della portante.



*Figura 1.14 Determinazione della funzione di commutazione dall'intersezione modulate e portante*

➤ Sovramodulazione

Può succedere che la modulante esca dall'intervallo 0-1 in quanto viene richiesto un valore di tensione troppo elevato, in tal caso la funzione  $s_a$  assume il valore 1 in tutti gli intervalli in cui la modulante è alta, in quanto risulta comunque maggiore della portante. Ciò significa che l'inverter, in tali intervalli, non effettua commutazioni, in questi casi il valore medio della tensione d'uscita non coincide con il valore medio della tensione richiesta poiché tale valore non è ottenibile. Questo fenomeno, detto sovramodulazione, (Figura 1.15), può essere sia positiva che negativa.

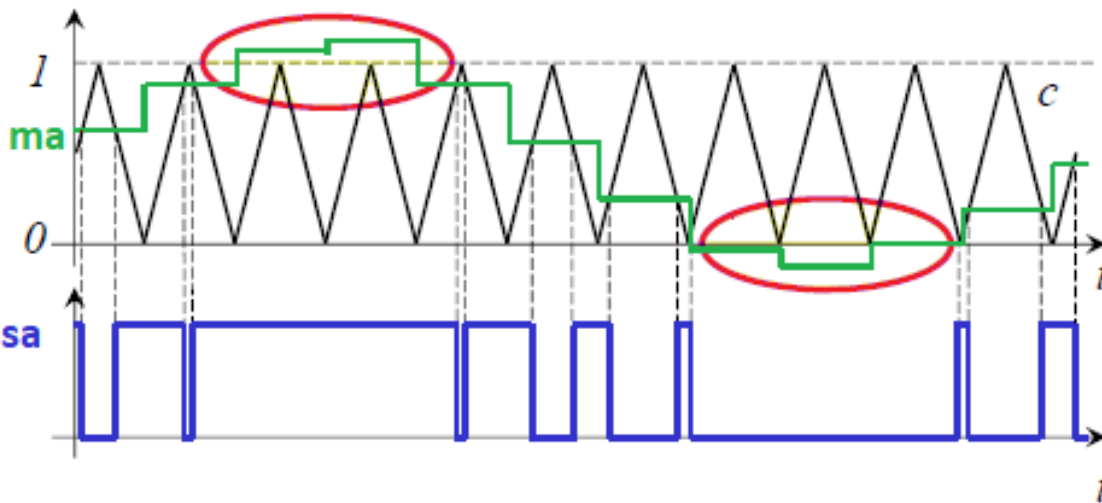


Figura 1.15 Sovramodulazione.

### 1.4 Modulazione PWM generalizzata

Considerando la relazione trovata precedentemente tra le tensioni di polo e le tensioni di carico, nel caso di carico trifase simmetrico ed equilibrato collegato a stella, applicando le relazioni d'anti trasformazione al vettore di spazio della tensione di riferimento di polo (essendo  $\bar{V}_{c,ref} = \bar{V}_{p,ref}$ ) si ottengono le relazioni:

$$V_{A,ref} = \frac{V_{p0}}{2} + \bar{V}_{c,ref} \cdot 1$$

$$V_{B,ref} = \frac{V_{p0}}{2} + \bar{V}_{c,ref} \cdot \bar{\alpha}$$

$$V_{c,ref} = \frac{V_{p0}}{2} + \bar{V}_{c,ref} \cdot \bar{\alpha}^2$$

Equazione 1. 13

Sostituendo le relazioni antitrasformate nelle espressioni delle tre modulanti di ramo, si trova:

$$m_a = \frac{V_{p0}}{2Vd} + \frac{1}{Vd} \bar{V}_{c,ref} \cdot 1$$

$$m_B = \frac{V_{p0}}{2Vd} + \frac{1}{Vd} \bar{V}_{c,ref} \cdot \bar{\alpha}$$

$$m_c = \frac{V_{p0}}{2Vd} + \frac{1}{Vd} \bar{V}_{c,ref} \cdot \bar{\alpha}^2$$

Equazione 1. 14

Poiché la componente omopolare delle tensioni di polo non influenza le tensioni applicate al carico dall'inverter, nelle precedenti è possibile sostituire l'espressione  $\frac{V_{p0}}{2Vd}$  con  $m_0$ . Il parametro  $m_0$  risulta un grado di libertà che permette di traslare verticalmente la modulanti mantenendole comunque all'interno dell'intervallo 0-1 per non saturare l'inverter.

➤ Sequenze di commutazione e influenza del parametro  $m_0$

Supponendo il vettore di spazio della tensione di riferimento del primo settore, la relazione tra le modulanti è la seguente:  $m_A \geq m_B \geq m_C$ .

A titolo d'esempio ricaviamo ora la sequenza d'commutazione delle tre funzioni dalle intersezioni tra modulanti e portanti triangolari (Figura 1.16):

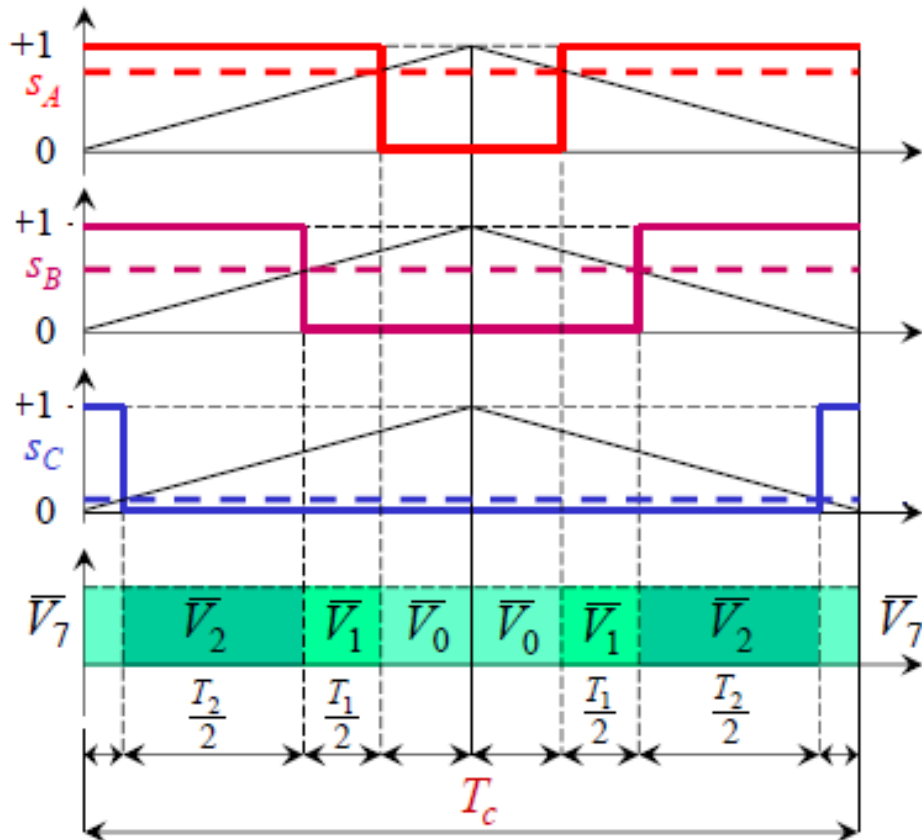


Figura 1.16 Sequenza di commutazione.

Si nota che la sequenza di commutazione ottenuta è la stessa già ottenuta in precedenza, con la modulazione SVM a sette intervalli generalizzata.

Variando il valore di  $m_0$  si ottengono le configurazioni già viste con la modulazione SVM.

In particolare:

- Ponendo  $m_0$  ad un valore tale per cui la modulante inferiore si porti a 0, si ottiene la stessa sequenza di commutazione ottenuta con la modulazione SVM di tipo Flat-Top L;

$$m_0 = -\min\left(\frac{V_{AN,ref}}{V_d}, \frac{V_{BN,ref}}{V_d}, \frac{V_{cN,ref}}{V_d}\right)$$

- Ponendo  $m_0$  ad un valore tale per cui la modulante superiore si porti a 1, si ottiene la stessa sequenza di commutazione ottenuta con la modulazione SVM di tipo Flat-Top H;

$$m_0 = 1 - \max\left(\frac{V_{AN,ref}}{V_d}, \frac{V_{BN,ref}}{V_d}, \frac{V_{cN,ref}}{V_d}\right)$$

Le modulazioni suddette producono squilibri tra i MOSFET superiori ed i MOSFET inferiori in termini di perdite di commutazione.

Per ottenere la stessa sequenza di commutazione ottenuta con la SVM a 7 intervalli simmetrica occorre variare  $m_0$  in modo tale che le modulanti risultino centrate rispetto l'intervallo 0-1. Risulta pertanto che  $m_0$  assume il valore:

$$m_0 = \frac{1}{2} \left[ 1 - \min \left( \frac{V_{AN,ref}}{V_d}, \frac{V_{BN,ref}}{V_d}, \frac{V_{CN,ref}}{V_d} \right) - \max \left( \frac{V_{AN,ref}}{V_d}, \frac{V_{BN,ref}}{V_d}, \frac{V_{CN,ref}}{V_d} \right) \right]$$

Equazione 1. 15

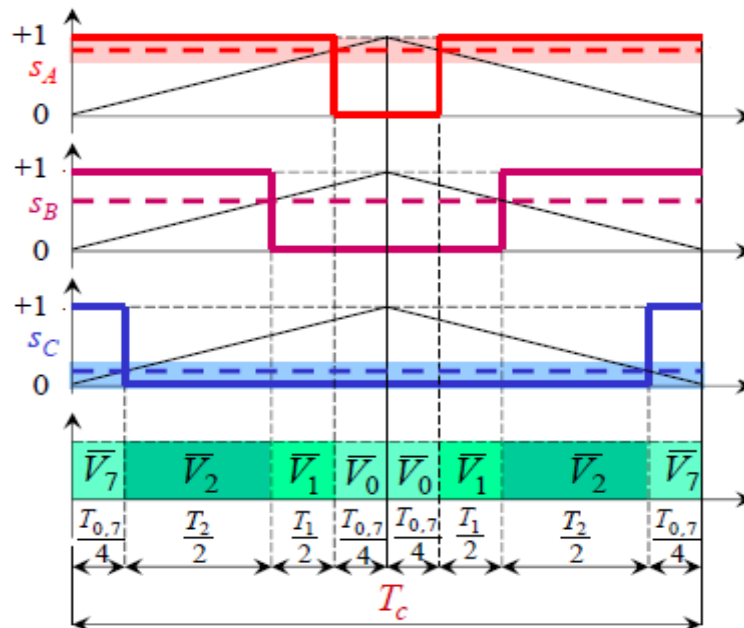


Figura 1.17 Analogia tra modulazione PWM ed SVM a sette intervalli.

Si nota che la variazione di  $m_0$  porta ad una diversa ripartizione delle configurazioni nulle senza variare il tempo di applicazione delle diverse configurazioni attive.

Ricavando le espressioni dei Duty-Cycle delle configurazioni attive per la tecnica PWM è possibile dimostrare che quest'ultima tecnica è del tutto equivalente alla tecnica di modulazione SVM.

Infatti, si può scrivere:

$$\delta_1 = m_A - m_B$$

$$\delta_2 = m_B - m_C$$

Equazione 1. 16

Sostituendo nelle precedenti, le espressioni delle modulanti, si trovano le espressioni già trovate per

la tecnica SVM: 
$$\delta_1 = \frac{\sqrt{3}}{V_d} \bar{V}_{c,ref} e^{-j\frac{\pi}{6}} \quad \delta_2 = \frac{\sqrt{3}}{V_d} \bar{V}_{c,ref} \cdot j$$

Equazione 1. 17

➤ Spettro armonico della tensione d'uscita

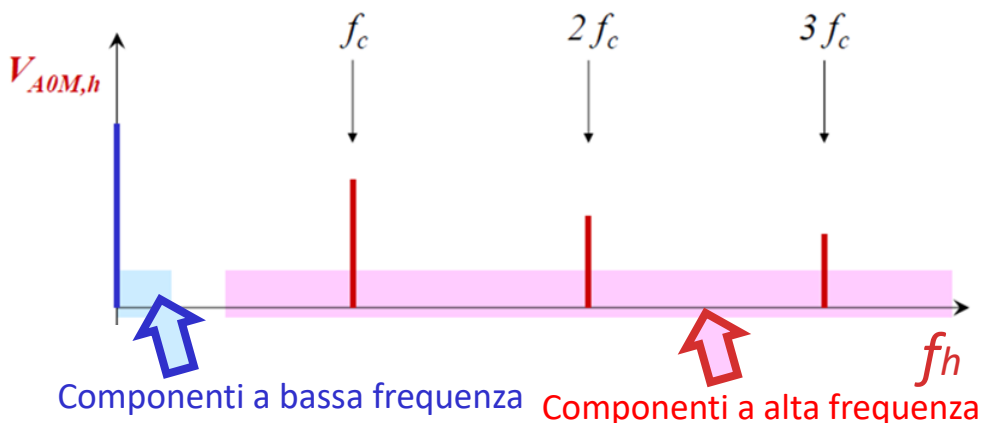
Analizzando l'espressione della tensione d'uscita si può trovarne lo spettro armonico usando la scomposizione in serie di Fourier, secondo la quale la tensione d'uscita è esprimibile come:

$$v_{A0} = V_{A0,0} + \sum_{k=1}^{\infty} \text{Re}[\bar{V}_{A0M,ki} e^{jk\omega_c t}]$$

Equazione 1.18

Dove:  $\omega_c = \frac{2\pi}{T_c}$

Dalla Equazione 1.18 si nota che, oltre alla componente continua, esistono tutte le componenti armoniche in pulsazione  $\omega_c$ , il generico spettro della tensione d'uscita è quello rappresentato in Figura 1.18, in cui vi sono sia le componenti a bassa frequenza che le componenti ad alta frequenza.



Le componenti ad alta frequenza si trovano a frequenze che sono multiple della frequenza di commutazione. Per tanto un buon convertitore deve avere una frequenza di commutazione elevata e presentare basse armoniche a bassa frequenza. In tal modo, in caso di carico induttivo, grazie la capacità filtrante del carico induttivo le armoniche ad alta frequenza vengono ridotte in ampiezza e producono componenti armoniche di corrente di ampiezza ridotta. Le eventuali armoniche a bassa frequenza, non saranno filtrate efficacemente dal carico e produrranno armoniche di corrente alla stessa frequenza, distorcendo quindi la corrente di carico.



## 1.5 Inverter multilivello

Con gli inverter multilivello si possono ottenere prestazioni migliori che con gli inverter a due soli livelli. Essi permettono d'ottenere, a pari tensione e potenza, spettri armonici migliori. Avendo a disposizione più livelli di tensione è possibile ricreare una forma d'onda più simile alla sinusoidale, riducendone il contenuto armonico e con filtri di taglia inferiore.

Un'altra caratteristica vantaggiosa dell'inverter multilivello è legata alla frequenza di commutazione la quale, a pari distorsione d'uscita, può essere inferiore limitando così i valori delle perdite ed aumentando quindi l'efficienza.

Inoltre, gli inverter multilivello sottopongono i componenti a minori sollecitazioni in quanto, durante la commutazione, le variazioni della tensione ( $dV/dt$ ) sono inferiori. Ciò va anche a vantaggio, del carico il quale subisce stress inferiori, si deve tuttavia osservare che, un aumento del numero di livelli richiede un aumento del numero di componenti, in particolare il numero di condensatori del Bus DC ed il numero di switch.

La struttura di un inverter multilivello (3 livelli) è schematizzata in Figura 1.18:

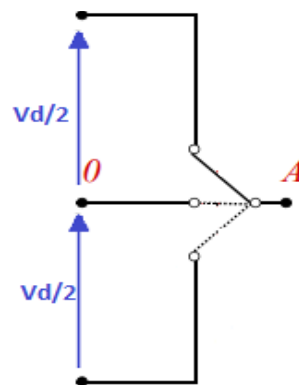


Figura 1.18 Struttura di un ramo d'inverter a tre livelli.

Lo stato del ramo può essere descritto dalla funzione di commutazione che in questo caso può assumere tre valori a seconda della posizione in cui si trova il selettore  $S_a = 1, 0, -1$ . A tali configurazioni corrispondono le tensioni di polo  $V_d/2, 0, -V_d/2$ . Esse sono anche direttamente esprimibili in funzione della funzione di commutazione  $S_a$  come:

$$V_{a0} = \frac{V_d}{2} S_a$$

Equazione 1. 19

## 1.6 Tipologie di multilivello

Le principali configurazioni degli inverter multilivello usate in ambito commerciale sono le seguenti:

- Diode-Clamped Inverter
- Flying-Capacitor Inverter
- Cascaded H-bridge
- NPC T-type

### ➤ Diode-Clamped Inverter

Si caratterizza dalle altre tipologie di inverter multilivello per la presenza del ramo di Clamp, il quale permette di fissare la tensione del punto centrale degli interruttori con valore pari a quello della tensione presente ai capi di una capacità del Bus DC. Si Riduce in tal modo il valore della tensione a cui sono sottoposti i componenti rispetto all'inverter tradizionale a due soli livelli.

La struttura di un ramo d'inverter Diode-Camped è riportata in Figura 1.19:

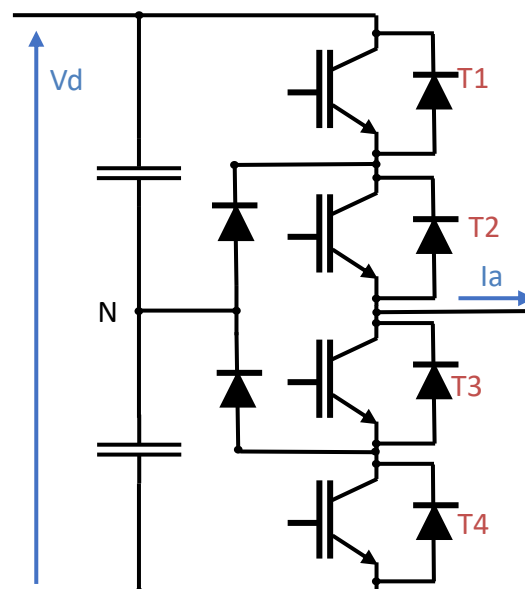


Figura 1.19 Ramo d'inverter Diode-Clamped.

L'introduzione del ramo di Clamp porta però ad un aumento del numero di componenti per il singolo ramo in quanto occorrono altri due switch, con i relativi diodi in antiparallelo, rispetto al tradizionale inverter a due livelli.

Comandando in maniera opportuna gli interruttori è possibile far assumere alla tensione di polo i valori:  $\frac{V_{dc}}{2}$  0  $-\frac{V_{dc}}{2}$ .

Si esaminano ora i tre stati dell'inverter, analizzando quali componenti sono attivi ed il corrispondente percorso della corrente:

Stato 1

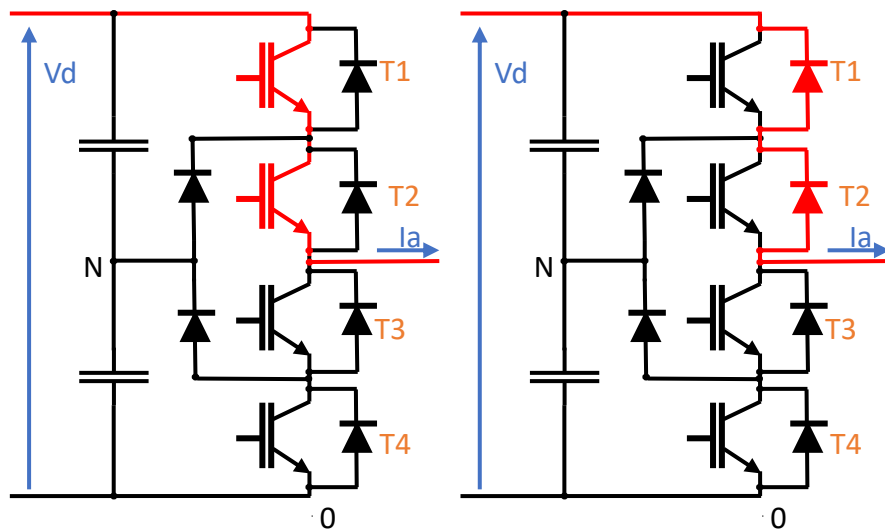


Figura 1.20 Conduzione nell'inverter Diode-Clamper nel caso 1.

Nella configurazione di Figura 1.20 sono attivi i due interruttori superiori T1 e T2, la tensione d'uscita  $V_{A0}$  è pari alla tensione d'alimentazione  $V_d$  mentre, a seconda che la corrente sul carico sia positiva o negativa, la corrente circola rispettivamente sui MOSFET o sui diodi.

Stato 2

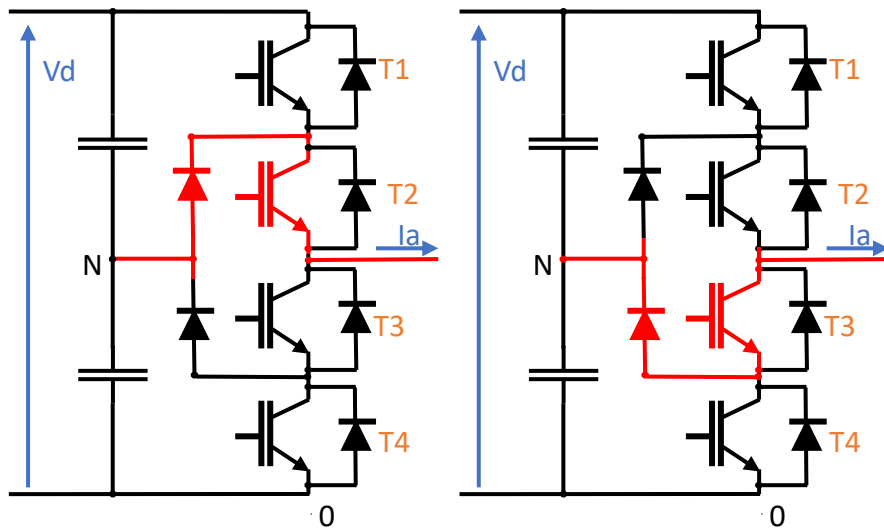


Figura 1.21 Conduzione nell'inverter Diode-Clamper nel caso 2.

Nella configurazione di Figura 1.21 sono attivi gli interruttori centrali T2 e T3, la tensione d'uscita si annulla, a seconda che la corrente sul carico circoli sullo switch T2 (corrente di carico positiva) o sullo switch T3 (corrente di carico negativa).

Stato 3

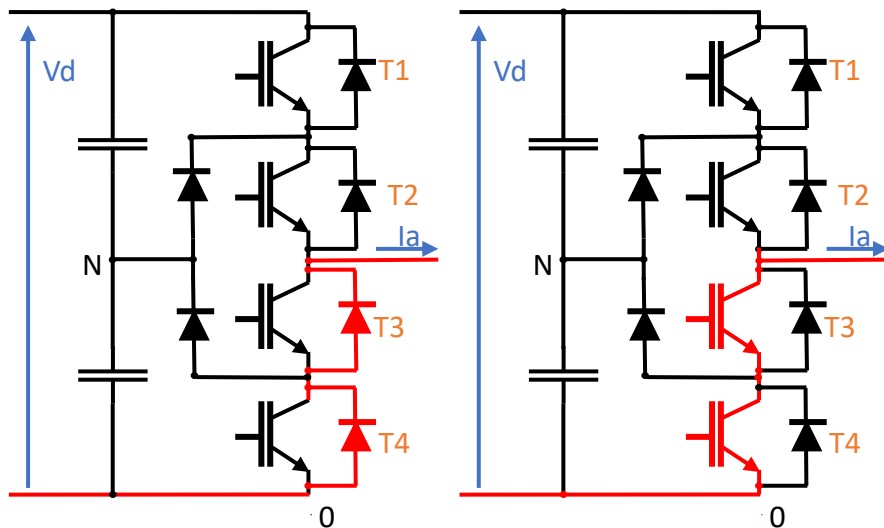


Figura 1.22 Conduzione nell'inverter Diode-Clamper nel caso 3.

Nella configurazione di Figura 1.22 sono attivi gli interruttori inferiori T3 e T4. La tensione d'uscita è nulla: la corrente circola attraverso i diodi di libera circolazione, nel caso in cui la corrente sul carico sia positiva, oppure circola sui MOSFET, quando la corrente sul carico assume valori negativi.

Nella tabella 1.2 si riassumono gli stati dell'inverter nelle varie configurazioni:

T1	T2	T3	T4	$V_{AN}$	$V_{AO}$
1	1	0	0	$V_{dc}/2$	$V_{dc}$
0	1	1	0	0	$V_{dc}/2$
0	0	1	1	$-V_{dc}/2$	0

Tabella 1. 2 Stati dell'inverter nelle varie configurazioni.

Si nota, come prevedibile, che la tensione  $V_{AO}$  rimane sempre positiva o nulla a differenza della tensione  $V_{AN}$  la quale è una tensione alternata d'ampiezza pari a  $V_{dc}/2$ .

Considerando un'applicazione trifase, è possibile definire il numero di componenti da utilizzare stabilendo il numero di livelli dell'inverter pari a  $m$ , facendo riferimento alla tabella 1.3, in cui si nota, che il numero di diodi di clamping aumenta in modo proporzionale al quadrato dei livelli dell'inverter, per cui questa struttura non si presta a realizzare un numero elevato di livelli.

Dispositivo	Numero di componenti
Capacità del Bus-DC	$(m - 1)$
Diodi di clamping	$3 [(m - 1)(m - 2)]$
Interruttori statici	$[(m - 1) 2]$

Tabella 1. 3 Caratteristiche inverter Diode-Clamped.

Il principale vantaggio dell'utilizzo dell'inverter Diode-Clamped è dato dal basso contenuto armonico della tensione d'uscita, la quale schematizza in modo migliore la sinusoide. Inoltre, il ridotto valore del gradiente  $dV/dt$ , presente sui componenti durante la commutazione, permette d'aumentarne la frequenza di commutazione.

Questa configurazione presenta anche numerosi svantaggi tra i quali la rigidità del convertitore. Infatti, per poter modificare il numero di livelli occorre riprogettare l'intero sistema come nel caso in cui si voglia aumentare il numero di rami. Inoltre, la configurazione Diode-Clamped richiede un aumento esponenziale del numero di componenti all'aumentare del numero di livelli, creando maggiori difficoltà nella ripartizione equilibrata della tensione del Bus DC tra le capacità del sistema.

➤ Flying-Capacitor inverter

Questo tipo di inverter multilivello, nella configurazione a tre livelli (Figura 1.23) si distingue dal precedente in quanto, al posto dei diodi di clamp, vi è una capacità. Poiché sono stati sostituiti due diodi con una capacità, si ottengono volumi occupati maggiori, ciò comporta che questa configurazione sia poco diffusa nonostante necessiti di un numero inferiori di componenti.

La struttura di un ramo d'inverter Flying-capacitor è rappresentato nella seguente:

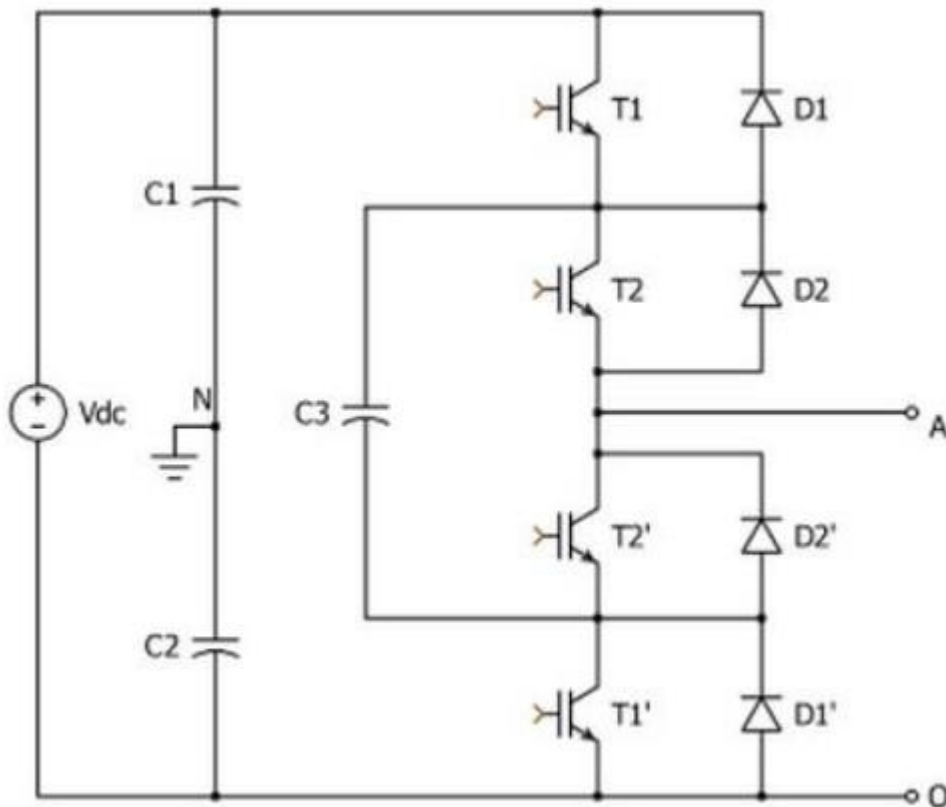


Figura 1.23 Struttura del ramo d'inverter Flying-Capacitor.

Anche in questo caso l'inverter fornisce tre livelli di tensione suddivisi come  $\frac{V_{dc}}{2}$  0  $-\frac{V_{dc}}{2}$  ma il compito di fissare il livello di tensione del punto centrale è affidato alla capacità C3 e non più a dei diodi.

A seconda delle configurazioni che si implementano, si ottiene un diverso livello della tensione d'uscita.

Nella tabella 1.4, sono riportate le configurazioni e le rispettive tensioni d'uscita da cui si può notare che la tensione nulla si ottiene per più configurazioni:

T1	T2	T3	T4	$V_{AN}$	$V_{AO}$
1	1	0	0	$V_{dc}/2$	$V_{dc}$
1	0	1	0	0	$V_{dc}/2$
0	1	0	1	0	$V_{dc}/2$
0	0	1	1	$-V_{dc}/2$	0

Tabella 1. 4 Configurazioni inverter Flying-Capacitor inverter.

Si evidenzia che, sia per la configurazione (1 0 1 0) che per la configurazione (0 1 0 1) la tensione d'uscita è nulla ma, nel primo caso, la capacità C3 si carica, mentre nel secondo caso, la capacità si scarica. Si può quindi scegliere di utilizzare una configurazione piuttosto che l'altra per mantenere la tensione costante sul condensatore C3.

Considerando un'applicazione trifase è possibile definire il numero di componenti da utilizzare ponendo il numero di livelli pari a  $m$ , facendo riferimento alla tabella 1.5:

dispositivo	Numero di componenti
Capacità del Bus-DC	$(m - 1)$
Capacità di clamping	$\frac{3 [(m - 1)(m - 2)]}{2}$
Interruttori statici	$3 [(m - 1) 2]$

Tabella 1. 5 Caratteristiche inverter Flying-Capacitor inverter.

In questo caso il componente che aumenta maggiormente, all'aumentare del numero di livelli, è il condensatore di Clamp, ciò rende anche questa configurazione di multilivello non espandibile ad un numero elevato di livelli.

I principali vantaggi di questa configurazione sono dati da tre fattori: la semplicità di progettazione; la presenza di configurazioni ridondanti della configurazione nulla, la quale permette di mantenere la tensione sui condensatori equilibrata; la tensione in uscita, la quale può seguire un andamento sinusoidale con basse componenti armoniche.

Gli svantaggi sono dati dai volumi richiesti per ottenere più livelli e dalla complessità di gestire più capacità di Clamped, in quanto per caricare contemporaneamente più capacità è richiesto un circuito driver abbastanza complesso.

➤ Cascaded H-bridge

Questa configurazione d'inverter la si ottiene ponendo in cascata più ponti H. La sua struttura base corrisponde alla struttura dell'inverter monofase, caratteristica lo rende particolarmente indicato per ottenere più livelli di tensione in quanto risulta modulabile, nel caso in cui si voglia aumentare il numero di livelli, occorre aumentare il numero di ponti H in cascata per ogni ramo.

La struttura di un ramo è quella riportata in figura 1.24:

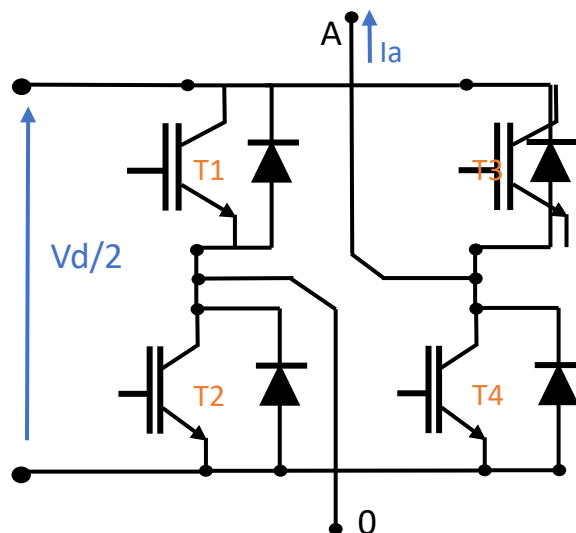


Figura 1.24 Struttura di un ramo Cascaded H-bridge d'inverter.

Comandando in maniera opportuna gli interruttori è possibile far assumere alla tensione di polo i

valori:  $\frac{V_{dc}}{2}$  0  $-\frac{V_{dc}}{2}$  .

Si analizzano ora i tre stati dell'inverter, valutando quali componenti sono attivi ed il percorso della corrente.



Stato 1

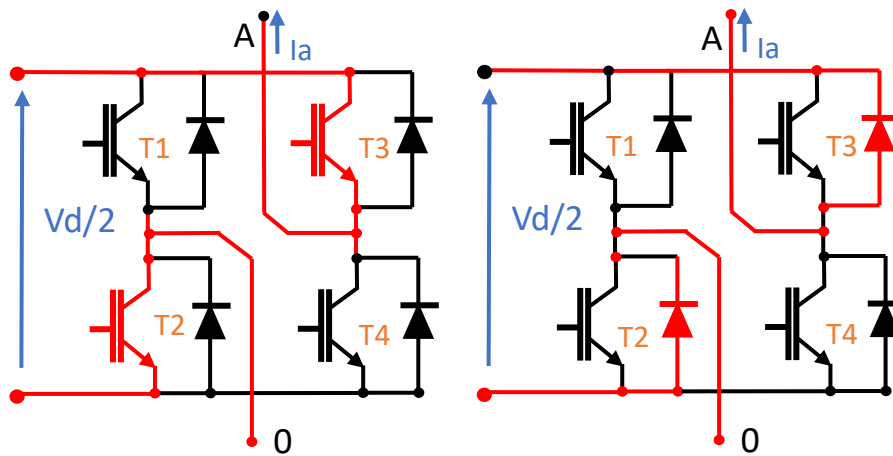


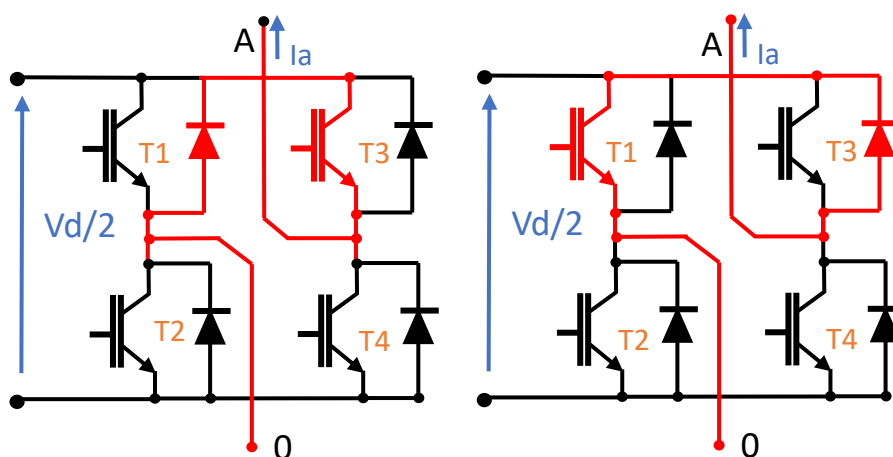
Figura 1.25 Conduzione dell'inverter nel caso di configurazione 1.

In questa configurazione (Figura 1.25) sono attivi gli interruttori T2 e T3, la tensione d'uscita vale  $V_d/2$  qualunque sia il verso della corrente sul carico.

Nel caso in cui la corrente sul carico sia positiva, la corrente circola attraverso i MOSFET mentre, se la corrente di carico diventa negativa, circola attraverso i diodi posti in antiparallelo agli switch.

Stato 2

In questo stato la tensione d'uscita risulta essere nulla. Le configurazioni corrispondenti a questo stato sono quattro, ciò costituisce un grado di libertà sulla configurazione nulla da applicare.



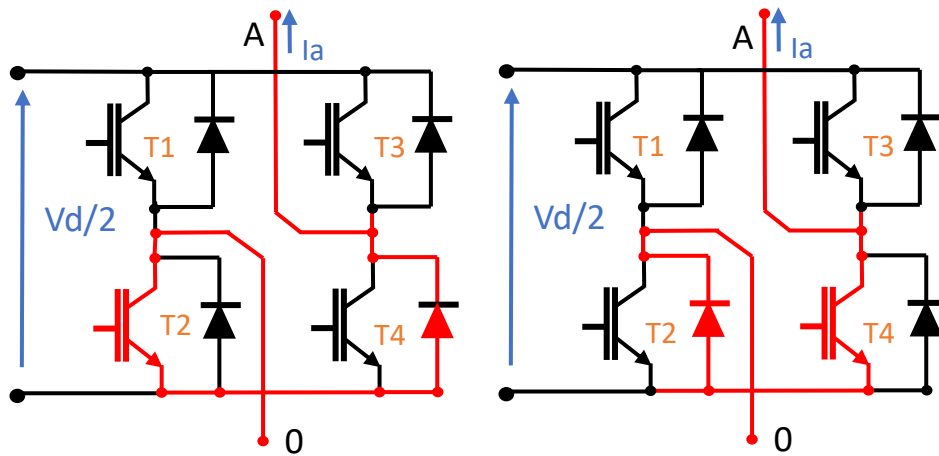


Figura 1.26 Conduzione dell'inverter nel caso di configurazione 2.

Nella prima configurazione di Figura 1.26 sono attivi gli switch alti T1 e T3, nel caso in cui la corrente sul carico sia positiva, essa circola attraverso il MOSFET T3 ed il diodo posto in antiparallelo a T1; viceversa, se la corrente sul carico è negativa, circola attraverso il MOSFET T1 ed il diodo in antiparallelo a T3.

Nella seconda configurazione sono attivi gli interruttori bassi T2 e T4, nel caso in cui la corrente sul carico sia positiva, circola attraverso il MOSFET T2 ed il diodo posto in antiparallelo a T4; viceversa, se la corrente sul carico è negativa, circola attraverso il MOSFET T4 ed il diodo in antiparallelo a T2.

Stato 3

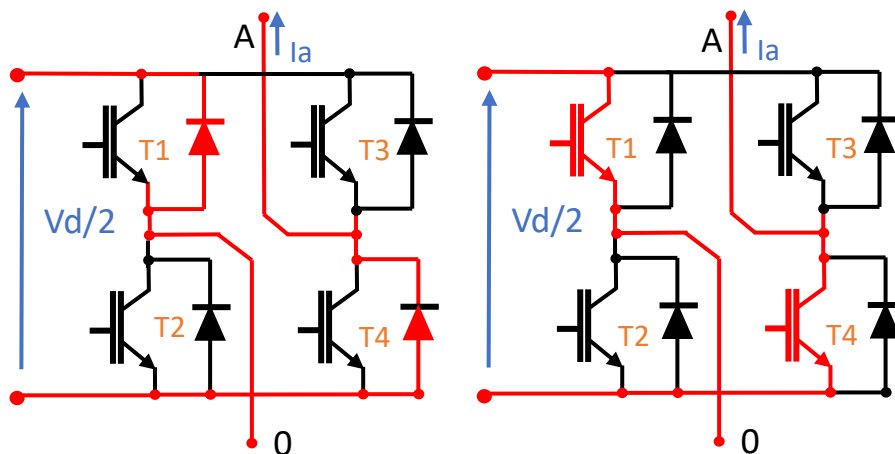


Figura 1.27 Conduzione dell'inverter nel caso di configurazione 3.

Nella configurazione proposta in Figura 1.27 sono attivi gli interruttori T1 e T4 e la tensione d'uscita vale  $-V_d/2$  qualunque sia il verso della corrente sul carico: nel caso in cui la corrente sul carico sia positiva, la corrente circola attraverso i diodi posti in antiparallelo ai MOSFET mentre se la corrente di carico diventa negativa, essa circola attraverso i MOSFET.

L'uso dell'inverter a tre livelli cascaded nella configurazione trifase è mostrato in Figura 1.28.

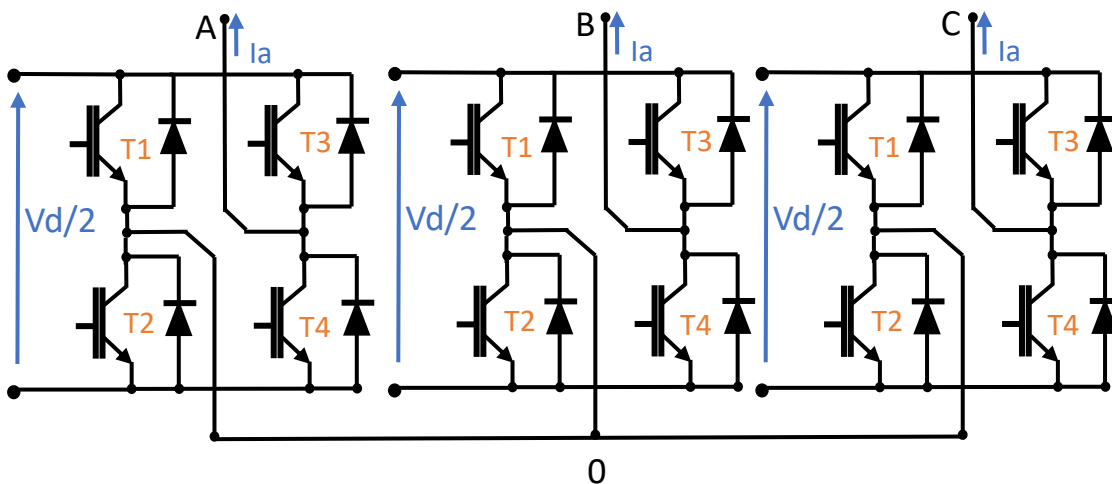


Figura 1.28 Configurazione trifase dell'inverter.

Occorre considerare che, in questa tipologia di inverter, le tensioni del Bus-DC devono essere fornite da sorgenti separate ed isolate per ogni singolo ramo, ciò rappresenta il limite di questa tecnologia d'inverter. Tuttavia, risulta essere una soluzione molto usata per applicazioni fotovoltaiche o celle a combustibile in cui le sorgenti d'alimentazione sono isolate.

L'inverter multilivello di tipo cascaded è quello che presenta il minor numero di componenti, si riportano in tabella il numero di componenti in funzione del numero di livelli  $m$ .

Componente	Numero di componenti
Capacità del Bus DC	$\frac{3(m-1)}{2}$
Alimentazioni isolate	$\frac{3(m-1)}{2}$
Interruttori statici	$3[(m-1)2]$

Tabella 1. 6 Caratteristiche inverter Cascaded H-bridge.

In questa configurazione, a differenza delle precedenti, non vi sono diodi o capacità di Clamp, ma sono richieste alimentazioni isolate. Il numero di componenti è lineare con il numero di livelli e non vi sono elementi che aumentano in modo esponenziale come nelle configurazioni precedenti.

Il principale vantaggio di questa tipologia d'inverter è dato dalla loro modularità in quanto, per aumentare il numero di livelli, è sufficiente aumentare il numero di rami in cascata.

Gli svantaggi sono dati dalla richiesta di alimentazioni separate, sempre ottenibili, e dalla complessità del driver necessario a gestire un numero elevato d'interruttori statici, quando il numero di livelli aumenta considerevolmente.

## 2 NPC T-type

Gli inverter multilivello sono ampiamente usati nelle applicazioni, sia a bassa che ad alta tensione, per azionamenti motore in quanto, offrono l'opportunità di suddividere la tensione totale del Bus DC in più condensatori.

La disponibilità di più livelli di tensione permette di sottoporre i singoli componenti ad una tensione inferiore in fase d'interdizione, ciò può portare vantaggi anche economici, poiché la scelta dei componenti può rientrare in range di tagli inferiori. Si possono ottenere vantaggi anche in termini di perdite di commutazione, in particolare nell'applicazione inverter NPC T-type si ha una riduzione delle perdite di commutazione e conduzione grazie alla loro struttura.

L' inverter, sottoposto a studio in questa tesi è l'inverter a tre livelli nella configurazione NPC T-type.

Nel seguente capitolo verrà analizzata, la struttura del ramo e la tipologia di componenti usati per la sua realizzazione; si è svolto un confronto delle diverse tecnologie disponibili e sono state analizzate le loro perdite di commutazione e conduzione.

Infine, si è studiata la configurazione trifase dell'inverter analizzandone la struttura ed il metodo di controllo.

## 2.1 Struttura del ramo

Gli inverter NPC T-type, pur appartenendo alla famiglia degli inverter NPC, sono particolarmente adatti per realizzare azionamenti ed hanno trovato applicazioni in campo eolico grazie alle loro basse perdite di commutazione e conduzione.

La struttura di un ramo d'inverter è riportata in Figura 2. 1. Si nota la caratteristica struttura a T rovesciata costituita da un ramo longitudinale e da un ramo trasversale aventi ciascuno di essi due switch. Nel ramo longitudinale, gli switch sono collegati in modo tradizionale, avendo i pin di gate e source collegati al punto centrale, mentre gli switch del ramo trasversale si differenziano poiché hanno i pin di gate collegati tra loro, anche se i diodi di libera circolazione sono installati in modo analogo.

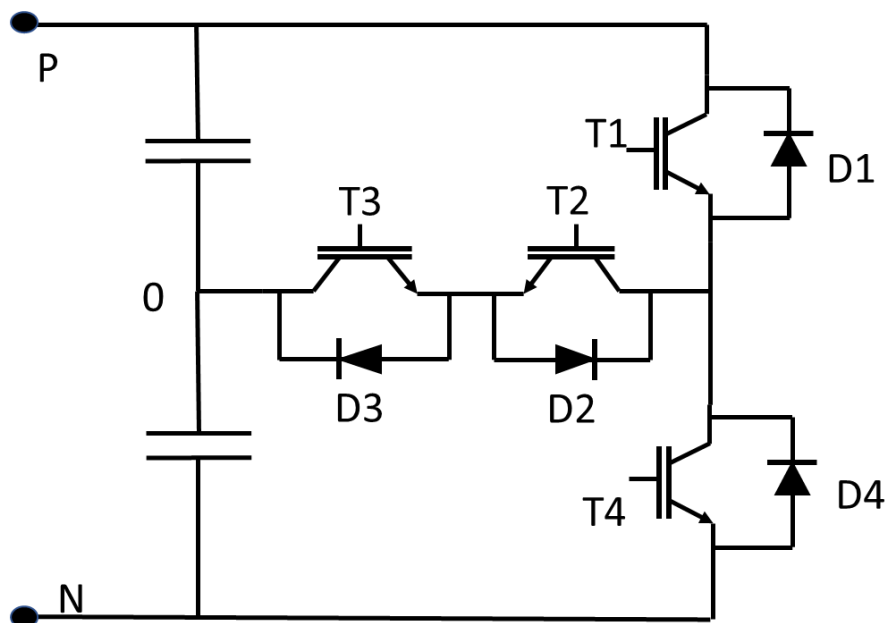


Figura 2. 1 Ramo d'inverter NPC T-type.

Dallo schema si nota la diversa tensione di funzionamento in interdizione nei componenti del ramo trasversale e nel ramo longitudinale in particolare, quelli per il ramo longitudinale. In particolare, saranno dimensionati per l'intera tensione del Bus DC, a differenza di quelli del ramo trasversale, che saranno dimensionati per una tensione pari alla metà di quella del ramo longitudinale.

Si analizzano ora le possibili configurazioni attive del ramo e i percorsi seguiti dalla corrente. Le possibili configurazioni del ramo, avendo quattro interruttori, sono  $2^4$ ; si nota che otto di esse risultano non accettabili in quanto portano a cortocircuitare la tensione del Bus-DC. Delle 8 rimanenti solo 4 saranno utilizzabili in quanto le altre quattro, come sarà mostrato, porteranno ad avere tensioni durante i tempi morti non accettabili.

Per rendere il più generale possibile la trattazione, consideriamo il caso in cui il carico sia resistivo-induttivo e l'andamento della tensione sfasata di un angolo  $\Theta$  rispetto la corrente, in questo modo è possibile distinguere 4 eventuali casi come mostrato in figura 2.2:

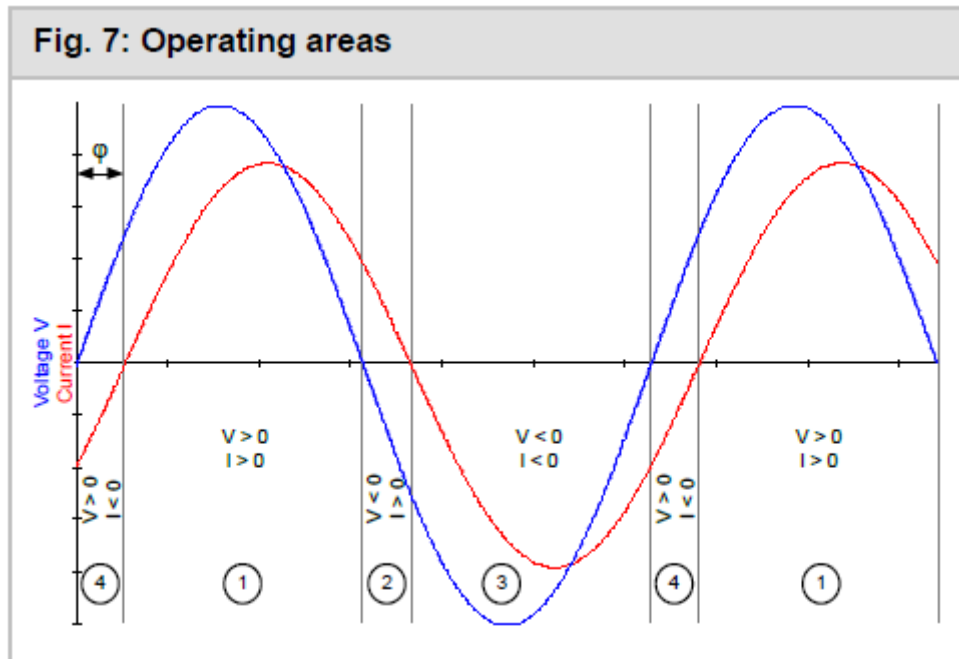


Figura 2. 2 Andamento della tensione (traccia blu) e della corrente (traccia rossa).

1. la tensione e la corrente sono entrambe positive;
2. la tensione è negativa e la corrente è positiva;
3. la tensione e la corrente sono entrambe negative;
4. la tensione è positiva e la corrente è negative;

- Caso 1:

In questo caso, sia la corrente che la tensione sono positive, la configurazione usata è quella che prevede la polarizzazione in diretta degli switch T1 e T3, mantenendo T2 in conduzione (Figura 2.3). Quando lo switch T1 è attivo, è sottoposto all'intera tensione del Bus-DC, in questo caso non si ha il corto-circuito della tensione d'alimentazione dato che il diodo D2 impedisce la richiusura della corrente; quando invece T1 è spento, essendo la corrente richiesta dal carico positiva, essa passa attraverso T3 ed il diodo D2, in queste condizioni la tensione applicata al carico corrisponde alla metà della tensione del Bus DC.

Si nota che la configurazione prevedente la sola polarizzazione dello switch T1, pur non essendo dannosa per l'inverter, non viene utilizzata in quanto, nel momento in cui T1 non è attivo l'unica via che la corrente può seguire, per non interrompersi, è passare attraverso il diodo D4 portando così la tensione a zero ed ottenendo una configurazione spuria.

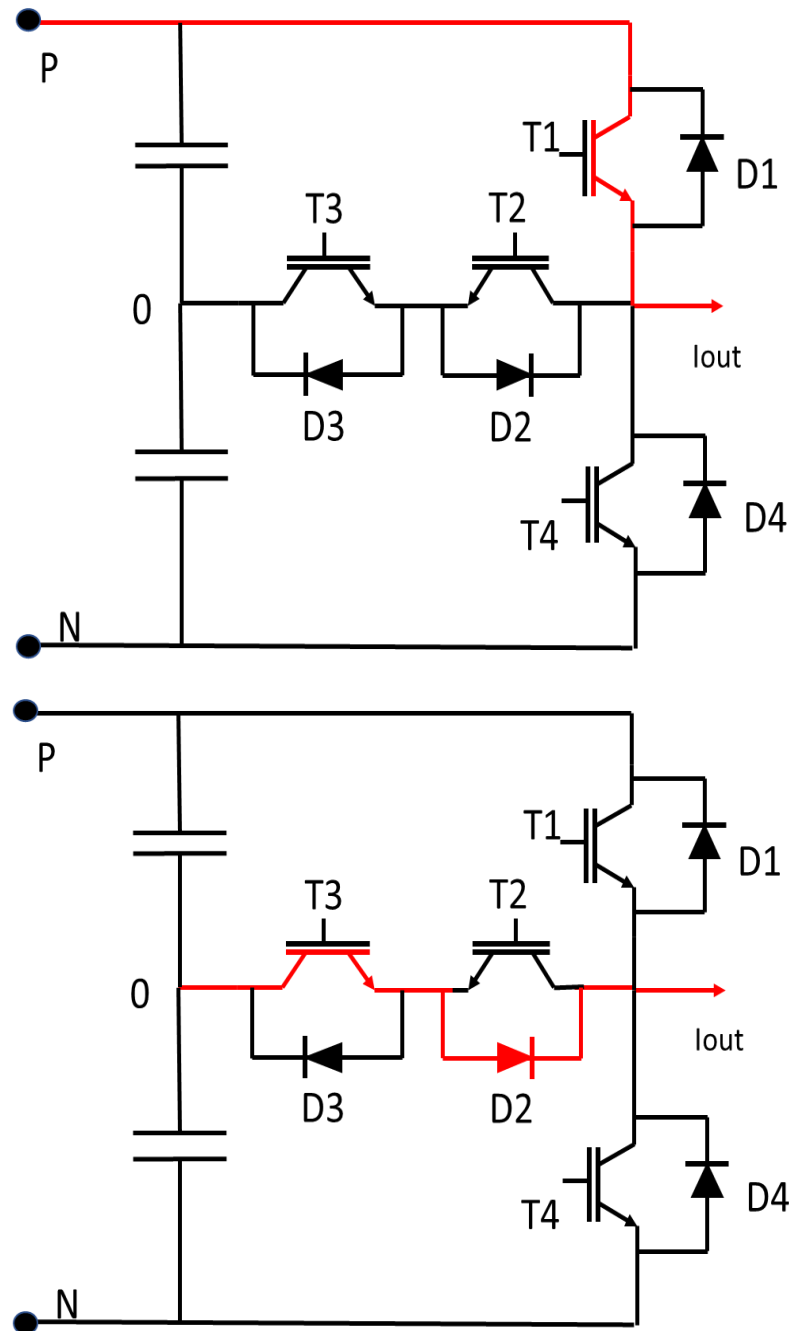


Figura 2.3 Configurazione del ramo d'inverter NPC T-type nel caso 1.



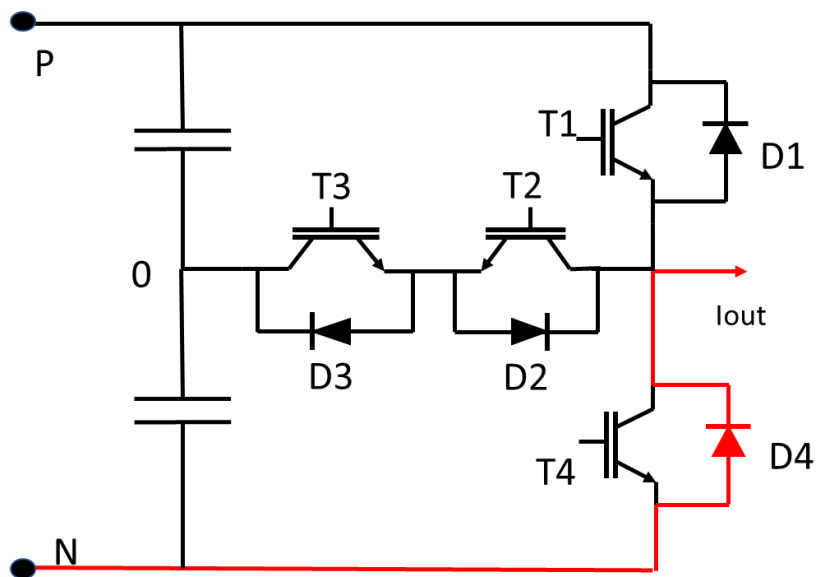
Caso 2:

In questa condizione la configurazione usata è quella che prevede la polarizzazione in diretta gli switch T4 e T2, alternativamente mantenendo T3 in conduzione (Figura 2.4).

Quando lo switch T4 è attivo, la corrente arriva al carico attraverso il diodo di libera circolazione D4, la tensione ai suoi capi corrisponde alla metà della tensione del Bus DC, in queste condizioni il diodo D2 evita la possibilità di corto circuito.

Quando T4 è spento, essendo la corrente richiesta dal carico positiva, passa attraverso T3 ed il diodo D2.

In questo modo la tensione applicata al carico corrisponde alla metà della tensione del Bus DC,  $V_d/2$ ; come si può notare dallo schema di Figura 2.4, la configurazione che prevede la sola polarizzazione dello switch T4, pur non essendo dannosa per l'inverter, non viene utilizzata in quanto, se T4 non è attivo, la corrente per non interrompersi deve passare attraverso D4 creando una configurazione spuria.



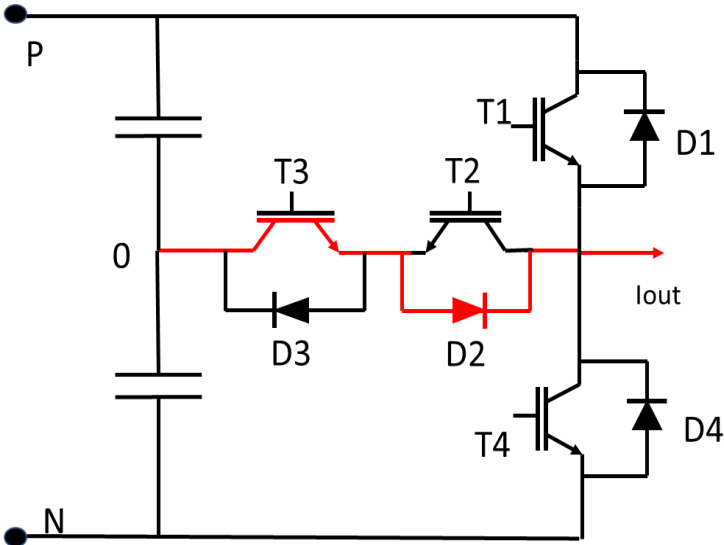
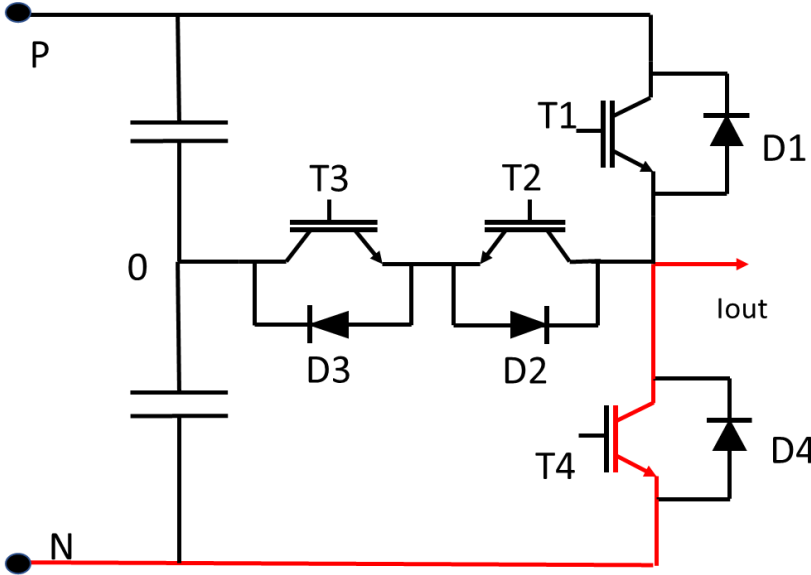


Figura 2. 4 Configurazione del ramo d'inverter NPC T-type nel caso 2.

- Caso 3

In questo caso sia la corrente che la tensione assumono valori negativi, le configurazioni usate sono quelle che prevedono la polarizzazione in diretta degli switch T4 e T3 (figura 2.5) come nel Caso 2. In questa configurazione, quando è attivo T4, la corrente circola attraverso lo switch, quando T4 non è attivo ed è attivo T3, la corrente circola attraverso T2 che resta comunque in conduzione ed al diodo di libera circolazione D3.



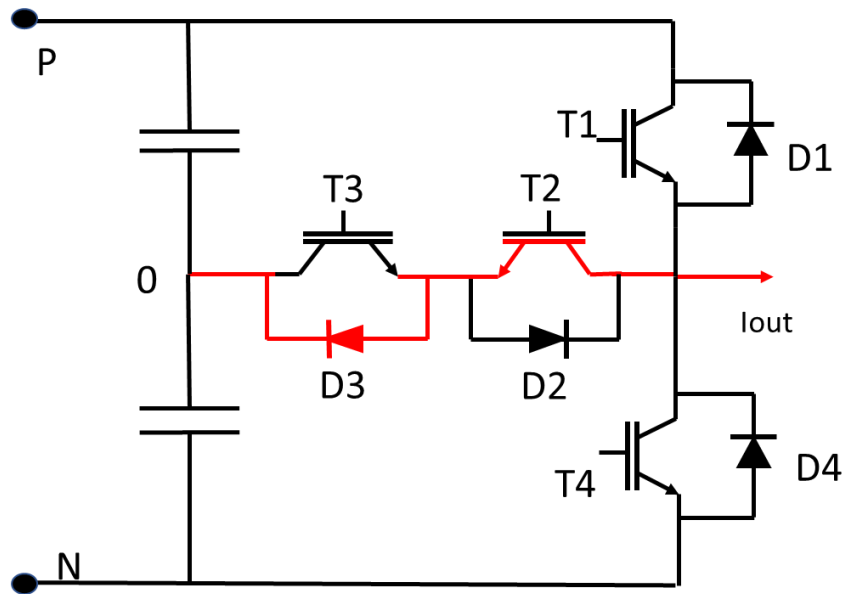
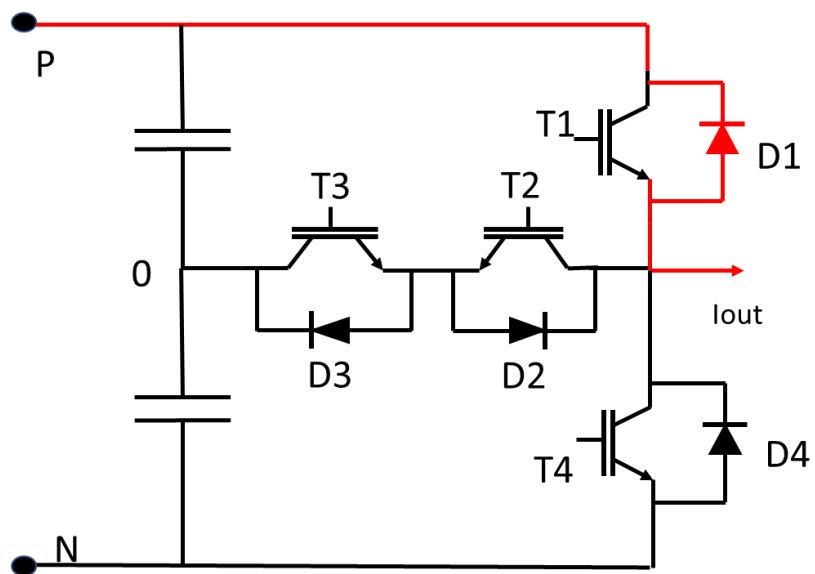


Figura 2.5 Configurazione del ramo d'inverter NPC T-type nel caso 3.

- Caso 4

In questo caso la tensione è positiva quando la corrente è negativa, le configurazioni usate sono quelle che prevedono l'uso degli switch T1 e T2, oltre alla polarizzazione indiretta dello switch T3 (Figura 2.6).

Quando T1 è in conduzione, la corrente passa per il suo diodo in antiparallelo, mentre quando è in conduzione T2, la corrente passa per T2 ed il diodo di libera circolazione D3.



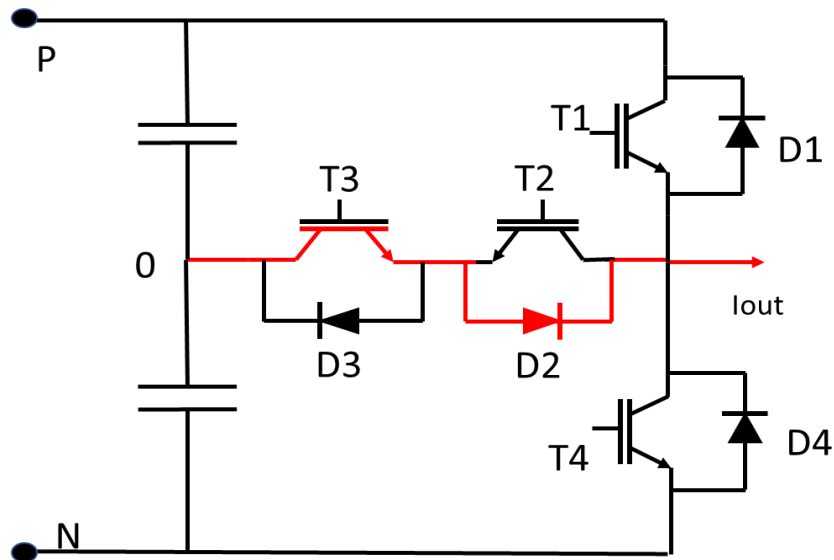


Figura 2. 6 Configurazione del ramo d'inverter NPC T-type nel caso 4.

Le altre configurazioni non sono usate in quanto causano danni all'inverter, come la contemporanea chiusura di T1 e T4, T1 e T2, T4 e T2 o la presenza di tre switch chiusi contemporaneamente i quali producono commutazioni spurie durante i tempi morti.

Si riassumono gli stati dell'inverter usati e le relative tensioni d'uscita in Tabella 2.1 indicando con 1 lo stato attivo del componente e con 0 la inattività:

T1	T2	T3	T4	$V_{AN}$	$V_{A0}$
1	0	1	0	$V_{dc}/2$	$V_{dc}$
0	0	1	1	0	$V_{dc}/2$
0	1	0	1	$-V_{dc}/2$	0

Tabella 2. 1 Configurazioni applicabili all'inverter trifase NPC T-type

## 2.2 Analisi dei componenti

### ➤ MOSFET

Nella realizzazione dell'inverter si sono utilizzati MOSFET appartenenti alla tecnologia SiC la quale risulta la miglior tecnologia utilizzabile per l'applicazione inverter NPC T-type.

I MOSFET tradizionali sono dispositivi controllati in tensione. Presentano una piccola capacità in ingresso, e una resistenza sul pin di Gate tale per cui il prodotto RC sia prossimo al tempo di commutazione, per non rallentare troppo il MOSFET; una sua rappresentazione grafica è mostrata in Figura 2.7.

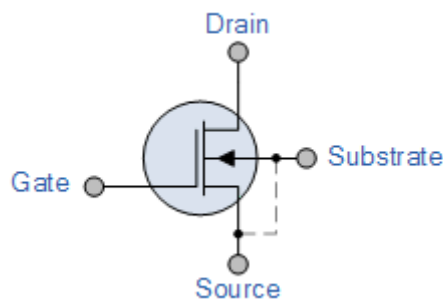


Figura 2. 7 Simbolo grafico del MOSFET.

Applicando una tensione positiva tra Gate e Source il canale entra in conduzione e, essendo questa di tipo resistivo, presenta una resistenza proporzionale al quadrato della tensione applicata tra Drain e Source. La resistenza dà luogo alle perdite di conduzione ed è il motivo per cui nell'elettronica tradizionale si preferisce utilizzare IGBT anziché MOSFET, quando si alzano i livelli di tensione, in quanto gli IGBT durante la conduzione hanno un movimento di portatori minoritari nella zona di deriva che ne abbassa il valore della resistenza di conduzione, portando a picchi di corrente durante le commutazioni.

Per questi motivi si sono studiate nuove tecnologie realizzative tra le quali la tecnologia del carburo di silicio.

I MOSFET al carburo di silicio risultano migliori rispetto ai MOSFET al silicio, persino migliori degli IGBT, in quanto hanno valori di resistenza di conduzione molto bassi e non hanno problemi di picchi di corrente durante le commutazioni. Essi danno luogo a perdite inferiori e permettono il funzionamento a frequenze di commutazioni superiori rispetto agli IGBT al silicio, nell'intervallo di

tensione 600 V - 1200 V, inoltre le perdite limitate richiedono dimensioni ridotte per il raffreddamento aumentando così la compattezza dei dispositivi.

Il SiC sopporta un campo elettrico dieci volte maggiore rispetto al silicio per cui i MOSFET realizzati con la tecnologia SiC hanno tensioni di breakdown superiori e, a parità di tensione, il MOSFET al Si presenta una resistenza più elevata e dimensioni maggiori. In figura 2.8 è mostrato il confronto tra MOSFET ed IGBT delle due tecnologie.

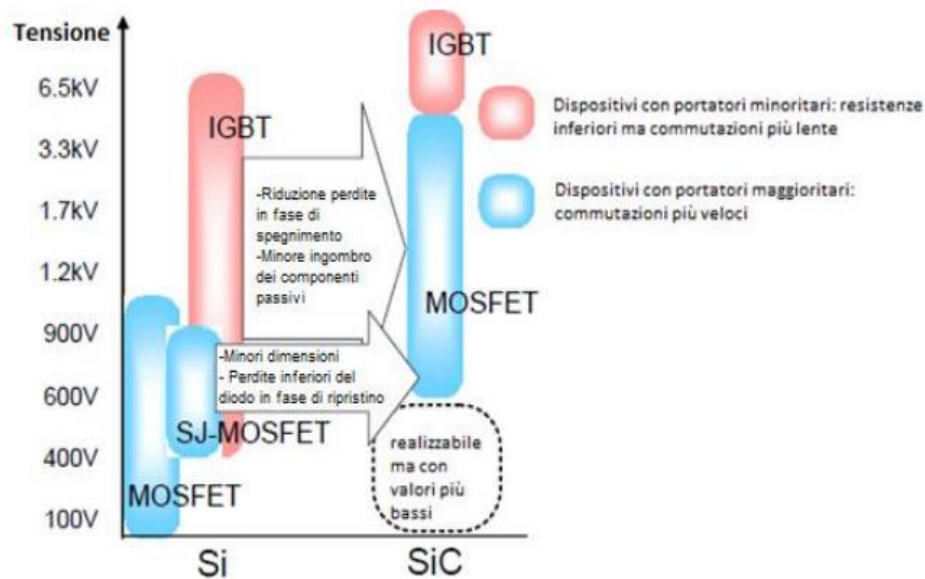


Figura 2. 8 Confronto tra MOSFET ed IGBT in Si e SiC.

Un altro grafico interessante è quello riportato in figura 2.9, in cui si evidenzia il confronto tra Si e SiC. Si notano i punti in cui la tecnologia SiC risulta più vantaggiosa del solo silicio, in particolare il carburo di silicio presenta: conducibilità termica, energia della banda di valenza e tensione di breakdown superiori al solo silicio.

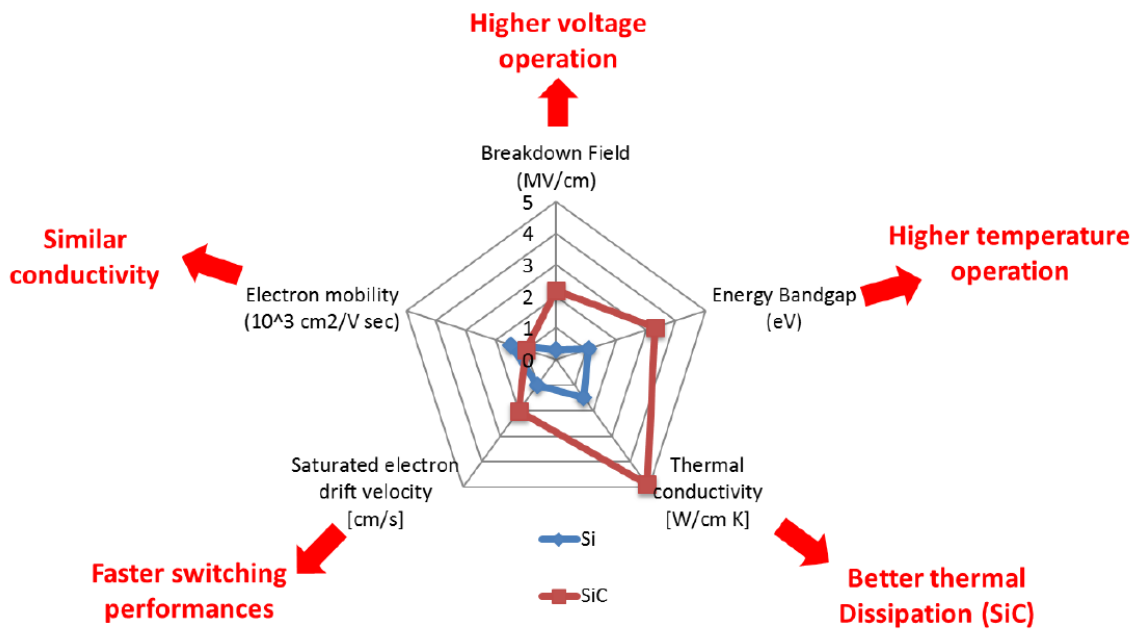


Figura 2. 9 Confronto tra tecnologia Si e SiC.

Si calcola ora l'energia dissipata nella commutazione dei MOSFET, per verificare la convenienza dell'uso di componenti al carburo di silicio rispetto a componenti al silicio. Per il confronto si analizzano prima gli andamenti delle tensioni e delle correnti nelle fasi di Turn-On e poi nella fase di Turn-Off usando il circuito semplificato dei MOSFET (Figura 2.10).

Lo schema prevede una resistenza rappresentante l'elettrodo di gate  $R_g$ , due capacità  $C_{gs}$  e  $C_{gd}$  la cui somma restituisce la capacità d'ingresso  $C_{iss}$  ed una resistenza  $R_{gd}$ :

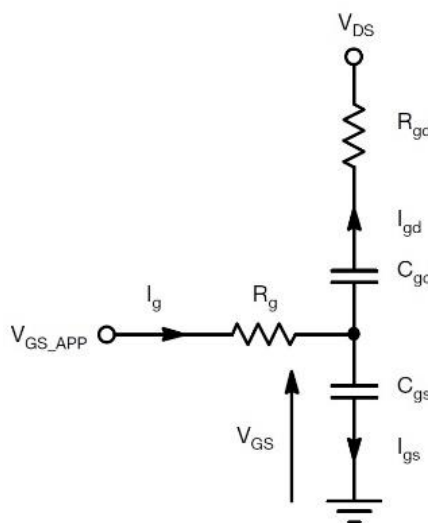


Figura 2. 10 Circuito semplificato del MOSFET.

Nella fase di Turn-On (Figura 2.11) si applica una tensione positiva ai capi del gate, la quale aumenta portando il MOSFET in conduzione. Quando si raggiunge la  $V_{th}$ , (T1) si entra nella regione lineare del MOSFET in cui la corrente aumenta velocemente fino al suo valore massimo (T2) che sarà mantenuto per tutto il tempo che resterà in conduzione; dopo di che la tensione  $V_{GS}$  continua ad aumentare lentamente fino a raggiungere il suo valore di regime, mentre la tensione  $V_{DS}$  inizia a calare drasticamente fino ad assestarsi al suo valore (T3).

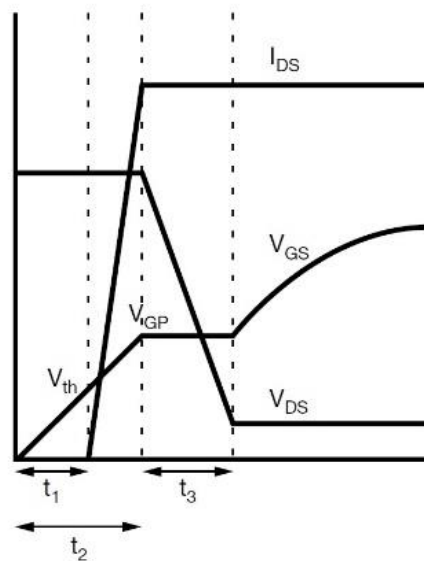


Figura 2.11 fase di Turn-On del MOSFET.

Le equazioni usate per valutare i periodi di tempo sono:

$$t_1 = (R_g + R_{g\_app}) \cdot (C_{gs} + C_{gd}) \cdot \ln \left( \frac{1}{1 - \frac{V_{th}}{V_{GS\_APP}}} \right)$$

$$t_2 = (R_g + R_{g\_app}) \cdot (C_{gs} + C_{gd}) \cdot \ln \left( \frac{1}{1 - \frac{V_{GP}}{V_{GS\_APP}}} \right)$$

$$t_3 = \frac{(R_g + R_{g\_app}) \cdot C_{gd} \cdot (V_{DS} - V_F)}{V_{GS\_APP} - V_{GP}}$$

Equazioni 2.1

Ricavando le espressioni dell'energia è possibile calcolare la potenza dissipata durante la commutazione del MOSFET, le perdite di commutazione si calcolano quando la tensione  $V_{GS}$



raggiunge il suo valore di soglia e la corrente di drain aumenta linearmente da zero fino al suo massimo. Essendo la capacità in ingresso al MOSFET carica, nell'intervallo  $t_2$  l'energia si calcola come:

$$E_{t_2} = t_2 \cdot \left( \frac{V_{in} \cdot I_{out}}{2} \right)$$

*Equazione 2.2*

Nel terzo intervallo, la tensione  $V_{DS}$  inizia a calare quando la corrente di drain raggiunge il suo valore massimo, per cui è possibile calcolare l'energia dissipata in tale intervallo con l'espressione analoga alla precedente.

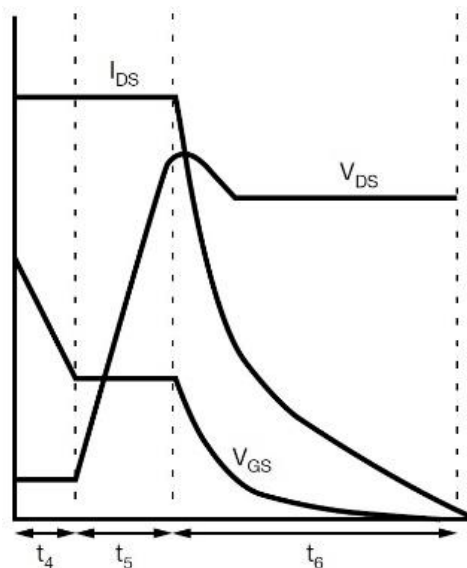
Si trova perciò l'espressione della potenza dissipata nel Turn-on, indicando con  $t_{sw-on}$  il tempo di switching nel Turn-on ( $t_{sw-on} = t_2 + t_3$ ) e  $f_{sw}$  la frequenza di commutazione.

$$P_{sw-on} = t_{sw-on} \cdot f_{sw} \cdot \left( \frac{V_{in} \cdot I_{out}}{2} \right)$$

*Equazione 2.3*

In modo duale si ottiene l'andamento delle tensioni e delle correnti nel periodo di Turn-Off (Figura 2.12).

La fase di Turn-Off ha inizio quando la tensione ai capi del gate inizia a calare e raggiunge il valore di plateau (T4), in tale istante la tensione  $V_{DS}$  inizia ad aumentare velocemente fino al valore della tensione d'alimentazione, dopo di che (T6) la corrente di Drain Source inizia a calare esponenzialmente fino ad annullarsi.



*Figura 2.12 fase di Turn-Off del MOSFET.*

Si riportano le espressioni usate per valutare gli intervalli di tempo T4, T5, T6. Solitamente T3 e T5 si stimano usando espressioni prive di parametri dinamici essendo  $V_{DS}$  e  $C_{gd}$  molto variabili.

$$t_4 = (R_g + R_{g\_app}) \cdot (C_{gs} + C_{gd}) \cdot \ln\left(\frac{V_{GS\_APP}}{V_{GP}}\right)$$

$$t_5 = (R_g + R_{g\_app}) \cdot C_{gd} \cdot \ln\left(\frac{V_{DS} - V_F}{V_{GP}}\right)$$

$$t_6 = (R_g + R_{g\_app}) \cdot (C_{gs} + C_{gd}) \cdot \left(\frac{V_{GP}}{V_{th}}\right)$$

*Equazione 2.4*

Per il calcolo dell'energia e della potenza dissipate si usano espressioni analoghe alle precedenti (Equazione 2.3) e si trova:

$$P_{sw-off} = t_{sw-off} \cdot f_{sw} \cdot \left(\frac{V_{in} \cdot I_{out}}{2}\right)$$

*Equazione 2.5*

Dove  $t_{sw-off} = t_5 + t_6$  rappresenta il tempo di spegnimento.

Sommando i due contributi si trovano le perdite di commutazione del MOSFET le quali valgono:

$$P_{sw} = P_{sw-on} + P_{sw-off}$$

*Equazione 2.6*

Determinate le perdite per commutazione, occorre definire le perdite per conduzione, le quali non dipendono dalla frequenza di commutazione del MOSFET ma solo dal tempo in cui resta in conduzione. Esse sono date dal prodotto della resistenza interna, alla temperatura di giunzione, per il quadrato della corrente, occorre inoltre considerare un fattore correttivo pari a  $\frac{V_{out}}{V_{in}}$ .

$$P_{cond} = I_{out}^2 \cdot R_{DS(on)} \cdot \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

*Equazione 2.7*

La somma delle due espressioni corrisponde alle perdite nel MOSFET.

➤ Diodi

Gli altri elementi dell'inverter che contribuiscono alle perdite sono i diodi (Figura 2.13), essi presentano due possibili stati, conduzione o interdizione, determinati dalla tensione ai suoi capi, la caratteristica dei diodi è riportata in figura 2.13.

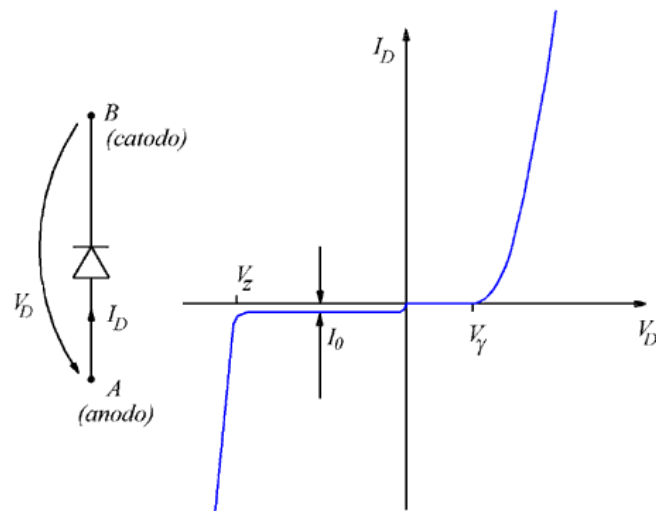


Figura 2.13 Simbolo e caratteristica del Diodo.

Esso conduce solo quando la tensione ai suoi capi supera la tensione di soglia mentre se gli si applica una tensione negativa il diodo è polarizzato in inversa e lascia fluire una piccola corrente fin tanto che la tensione non raggiunge il valore  $V_Z$ , alla quale vi è la rottura.

Uno dei principali problemi dei diodi è dato dal Reverse Recovery, il quale si verifica quando il diodo commuta dalla fase di conduzione alla fase d'interdizione, solitamente il tempo di commutazione è dell'ordine dei ns.

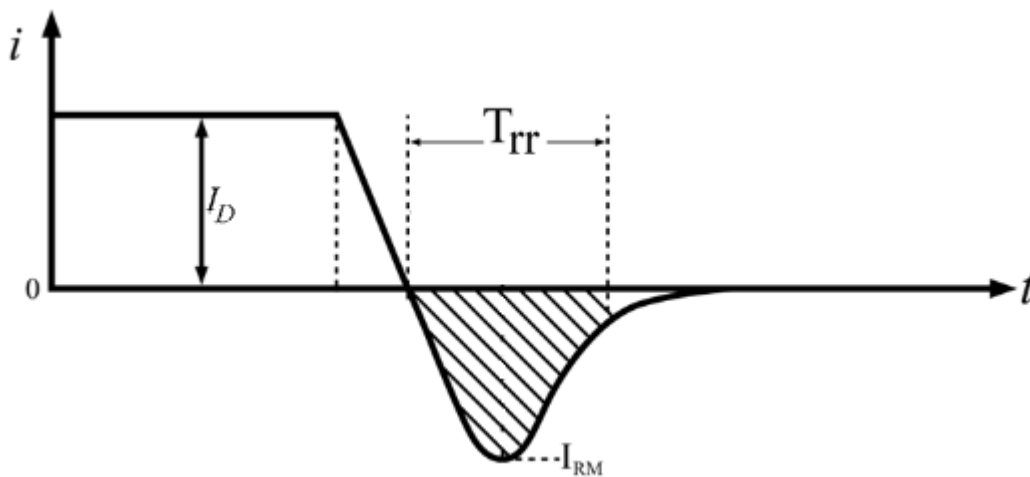


Figura 2.14 Caratteristica di Reverse Recovery nel diodo.

Durante la fase di conduzione del diodo, in prossimità della giunzione, vi è un accumulo di cariche minoritarie nelle regioni p ed n che non ne permettono l'immediata interdizione. Durante il tempo di Reverse Recovery, la corrente diventa negativa a causa della diffusione di cariche minoritarie accumulate il cui ordine di grandezza è paragonabile alla corrente diretta. In questo intervallo di tempo, anche la tensione assume valori negativi poiché si vuole portare il diodo in interdizione, ciò contribuisce alle perdite del diodo, le quali sono valutabili con un'espressione semplificata come:

$$P_{rr} = V_{rr} I_{RM} t_{rr} 0.5$$

*Equazione 2.8*

Durante la conduzione il diodo ha perdite, proporzionali alla tensione applicata, calcolabili come:

$$V_D I_D$$

*Equazione 2.9*

### 2.3 Inverter trifase NPC T-type

La configurazione trifase si ottiene collegando in parallelo tre rami di inverter, come mostrato in Figura 2.15, mantenendo una struttura abbastanza semplice anche per il controllo degli switch.

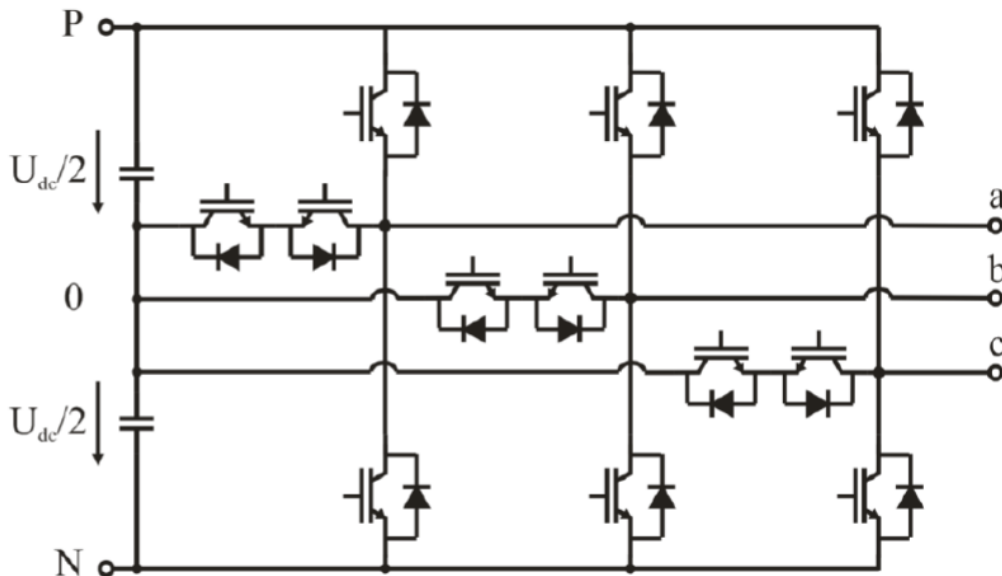


Figura 2. 15 Configurazione trifase dell'inverter NPC T-type.

Nella configurazione trifase il Bus DC presenta due capacità (m-1) come nel caso di singolo ramo, mentre il numero d'interruttori statici è triplicato.

È possibile calcolare le perdite di conduzione e commutazione usando espressioni semplificate che sono anche riportate nei datasheet di inverter commerciali, suddividendole tra il ramo di Clamp e il ramo d'inverter:

T 1 e T 2

- $$P_{cond} = \frac{M\hat{I}}{12\pi} \{3V_{ce0} \cdot [(\pi - \varphi) \cdot \cos(\varphi) + \text{sen}(\varphi)] + 2r_{ce}\hat{I} \cdot [1 + \cos(\varphi)]^2\}$$
- $$P_{sw} = f_{sw} \cdot E_{sw} \cdot \left(\frac{\hat{I}}{I_{ref}}\right)^{K_I} \cdot \left(\frac{V_{cc}}{V_{ref}}\right)^{K_V} \cdot \left(\frac{1}{2\pi} [1 + \cos(\varphi)]\right) \cdot G_I$$

T 3 e T 4

- $$P_{cond} = \frac{\hat{I}}{12\pi} \{V_{ce0} \cdot [12 + 6M(\varphi \cos(\varphi) - \text{sen}(\varphi)) - 3M\pi \cos(\varphi)] + r_{ce} \hat{I} \cdot [3\pi - 4M(1 + \cos^2(\varphi))]\}$$
- $$P_{sw} = f_{sw} \cdot E_{sw} \cdot \left(\frac{\hat{I}}{I_{ref}}\right)^{K_I} \cdot \left(\frac{V_{cc}}{V_{ref}}\right)^{K_V} \cdot \left(\frac{1}{2\pi} [1 - \cos(\varphi)]\right) \cdot G_I$$

DIODO 3 e DIODO 4

- $$P_{cond} = \frac{\hat{I}}{12\pi} \{V_{f0} \cdot [12 + 6M(\varphi \cos(\varphi) - \text{sen}(\varphi)) - 3M\pi \cos(\varphi)] + r_f \hat{I} \cdot [3\pi - 4M(1 + \cos^2(\varphi))]\}$$
- $$P_{rr} = f_{sw} \cdot E_{sw} \cdot \left(\frac{\hat{I}}{I_{ref}}\right)^{K_I} \cdot \left(\frac{V_{cc}}{V_{ref}}\right)^{K_V} \cdot \left(\frac{1}{2\pi} [1 + \cos(\varphi)]\right) \cdot G_I$$

DIODO 1 e DIODO 2

- $$P_{cond} = \frac{M\hat{I}}{12\pi} \{3V_{f0} \cdot [(-\varphi) \cdot \cos(\varphi) + \text{sen}(\varphi)] + 2r_f \hat{I} \cdot [1 - \cos(\varphi)]^2\}$$
- $$P_{rr} = f_{sw} \cdot E_{sw} \cdot \left(\frac{\hat{I}}{I_{ref}}\right)^{K_I} \cdot \left(\frac{V_{cc}}{V_{ref}}\right)^{K_V} \cdot \left(\frac{1}{2\pi} [1 - \cos(\varphi)]\right) \cdot G_I$$

*Equazione 2. 10*

I simboli e termini usati sono:

$\cos(\varphi)$	Fattore di Potenza
$E_{sw}$	Energia dissipata durante il tempo di Commutazione (turn-on e turn-off)
$f_{sw}$	Frequenza di Commutazione
$G_I$	Adaptation Factor
$\hat{I}$	Corrente di Picco
$I_{ref}$	Corrente di riferimento
$K_I$	Termine correttivo delle correnti
$K_V$	Termine correttivo delle tensioni
$M$	Indice di Modulazione
$P_{cond}$	Potenza dissipata per Conduzione
$P_{rr}$	Potenza dissipata in Reverse Recovery
$P_{sw}$	Potenza dissipata per Commutazione
$r_{ce}$	Resistenza Interna Collettore-Emettitore (IGBT)
$r_f$	Resistenza Interna (Diodo)
$V_{cc}$	Tensione di Alimentazione
$V_{ce0}$	Tensione di Soglia (IGBT)
$V_{f0}$	Tensione di Soglia (Diodo)
$V_{ref}$	Tensione di Riferimento

## 2.4 Confronto inverter 2L e 3L

Gli inverter a tre livelli, pur presentando più componenti, risultano essere più vantaggiosi rispetto ai tradizionali inverter a due livelli, in quanto il terzo livello di tensione porta ad una riduzione del fattore di distorsione armonico (THD) delle correnti in uscita, ottenendo andamenti della tensione più simili a sinusoidi.

Un altro vantaggio nell'uso dell'inverter a tre livelli, riguarda le perdite di commutazione in quanto, come già accennato in precedenza, gli inverter a tre livelli possono lavorare con frequenze di commutazione più basse rispetto al tradizionale inverter a due livelli, mantenendo lo stesso grado di distorsione, ciò porta ad avere filtri in uscita meno selettivi e meno costosi.

Si valutano le perdite di commutazione delle due diverse tipologie d'inverter a parità di condizioni iniziali considerando anche le varie tecnologie dei materiali utilizzati.

Le condizioni di prova sono:

$$P_n = 10kW$$

$$V_{dc} = 700V$$

$$I_n = 20.5A$$

$$\phi = 0^\circ$$

Iniziamo l'analisi dall'inverter a due livelli in Figura 2.16:

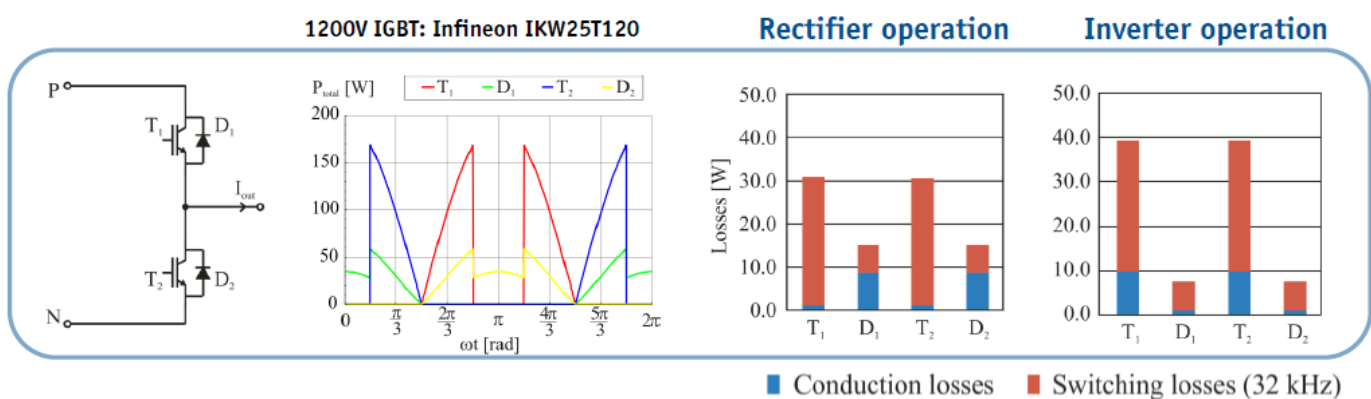


Figura 2.16 Analisi delle perdite nell'inverter a due livelli.



Nella Figura 2.17 sono riportate le perdite di conduzione e commutazione nel caso di funzionamento da inverter e da raddrizzatore, nei due casi si nota una diversa ripartizione delle perdite di conduzione e commutazione dovute al diverso comportamento della struttura.

Le stesse misure sono state svolte usando un inverter costituito da Mosfet al Silicon Carbide sottoposto alle stesse condizioni di prova. Si è ottenuta una diminuzione delle perdite di conduzione e commutazione del 25%, come mostrato in figura 2.17, per le ragioni descritte nel paragrafo precedente, maggior velocità di commutazione e maggior conducibilità termica. Da ciò s'intuisce il vantaggio dell'usare componenti con tale tecnologia anziché i tradizionali al silicio, nelle applicazioni di media-alta potenza per avere un notevole risparmio sulle perdite.

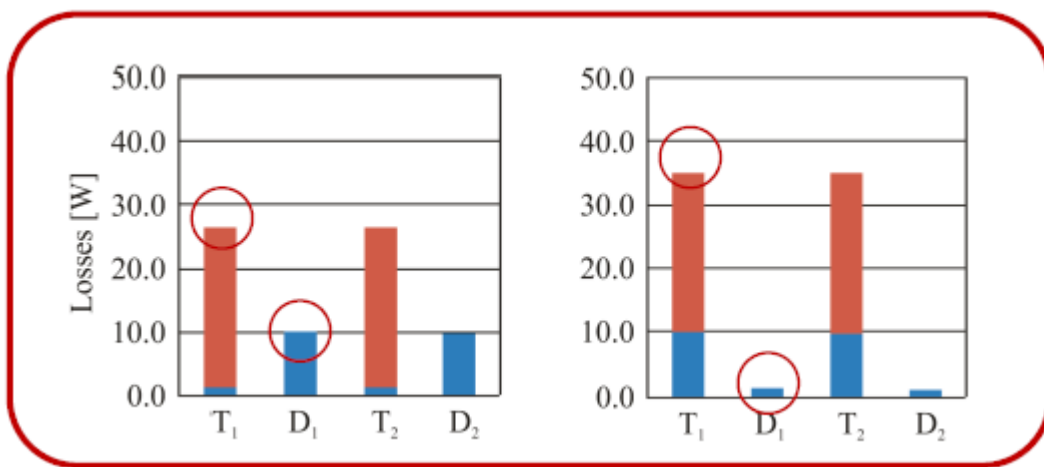


Figura 2. 17 Perdite per conduzione e commutazione nel raddrizzatore ed inverter con tecnologia SiC.

Il confronto è stato svolto usando un inverter tre livelli di tipo NPC T-type nel quale erano installati componenti appartenenti alla tecnologia SiC, analizzandone il comportamento da inverter e da raddrizzatore.

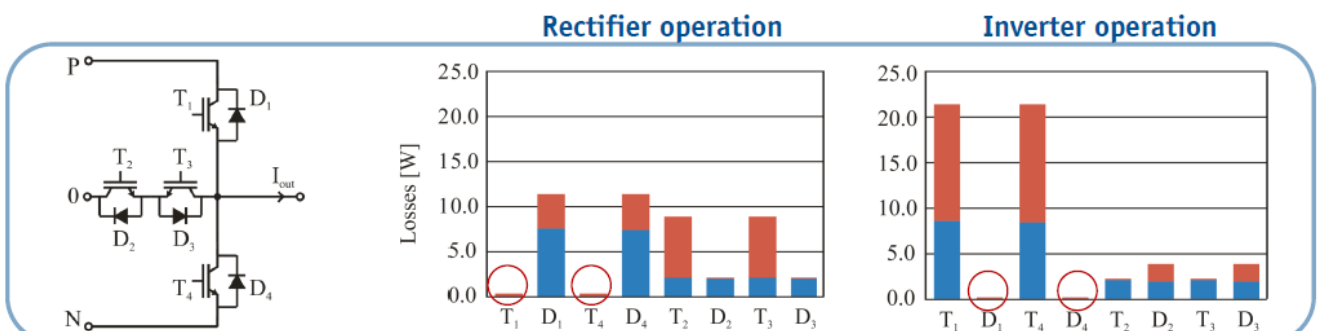


Figura 2. 18 Analisi delle perdite nell'inverter NPC T-type

Come mostrato in Figura 2.18, si nota che durante il funzionamento da raddrizzatore né T1 né T4 partecipano all'operazione in quanto essa è a carico del ramo centrale, mentre nel caso di funzionamento da inverter, sono i diodi D1 e D4 a non partecipare alla conduzione portando così ad una riduzione delle perdite rispetto al caso d'inverter a due livelli.

Si è mostrata perciò la convenienza dell'utilizzare la configurazione a 3 livelli, anziché quella a due, per giustificare la scelta della tipologia di configurazione utilizzata confrontiamo l'inverter NPC T-type con l'inverter NPC Diode-Clamped in Figura 2.19.

Considerando le configurazioni che presentano diodi al SiC, con una riduzione delle perdite di commutazione, si confrontano le due strutture dell'inverter.

L'inverter T-type presenta perdite di conduzione e commutazione più basse rispetto al Diode-Clamped inoltre presenta meno componenti, ragione per cui si è scelto d'utilizzare tale tipologia d'inverter.

L'ultima analisi proposta è quella riguardante l'efficienza delle varie tipologie d'inverter per mostrare il vantaggio nell'utilizzo dell'inverter T-type in applicazioni di media alta potenza di interesse industriale; nella Figura 2.20 sono mostrate le efficienze delle varie tipologie al variare della frequenza sia nell'applicazione da inverter che da raddrizzatore.

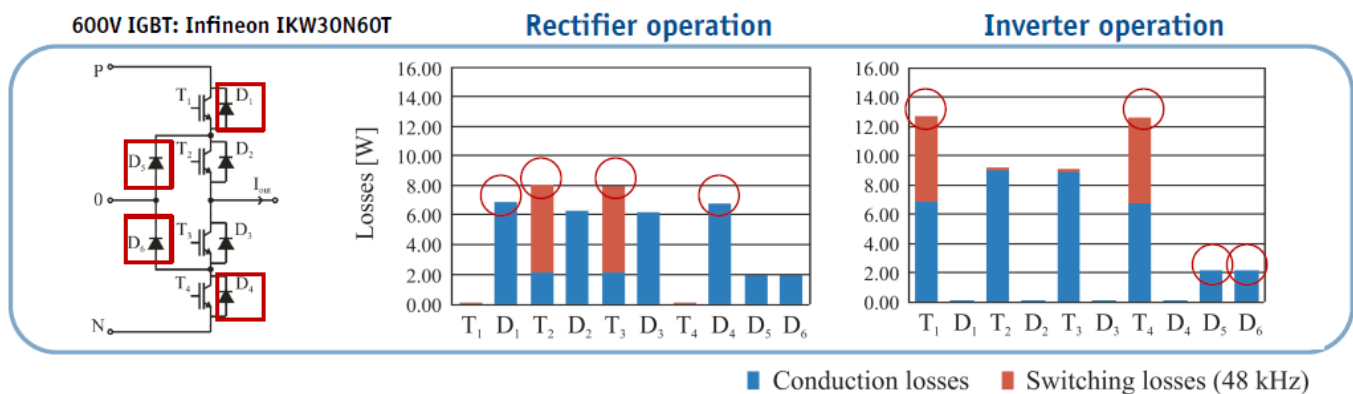


Figura 2. 19 Analisi delle perdite nell'inverter Diode-Clamped

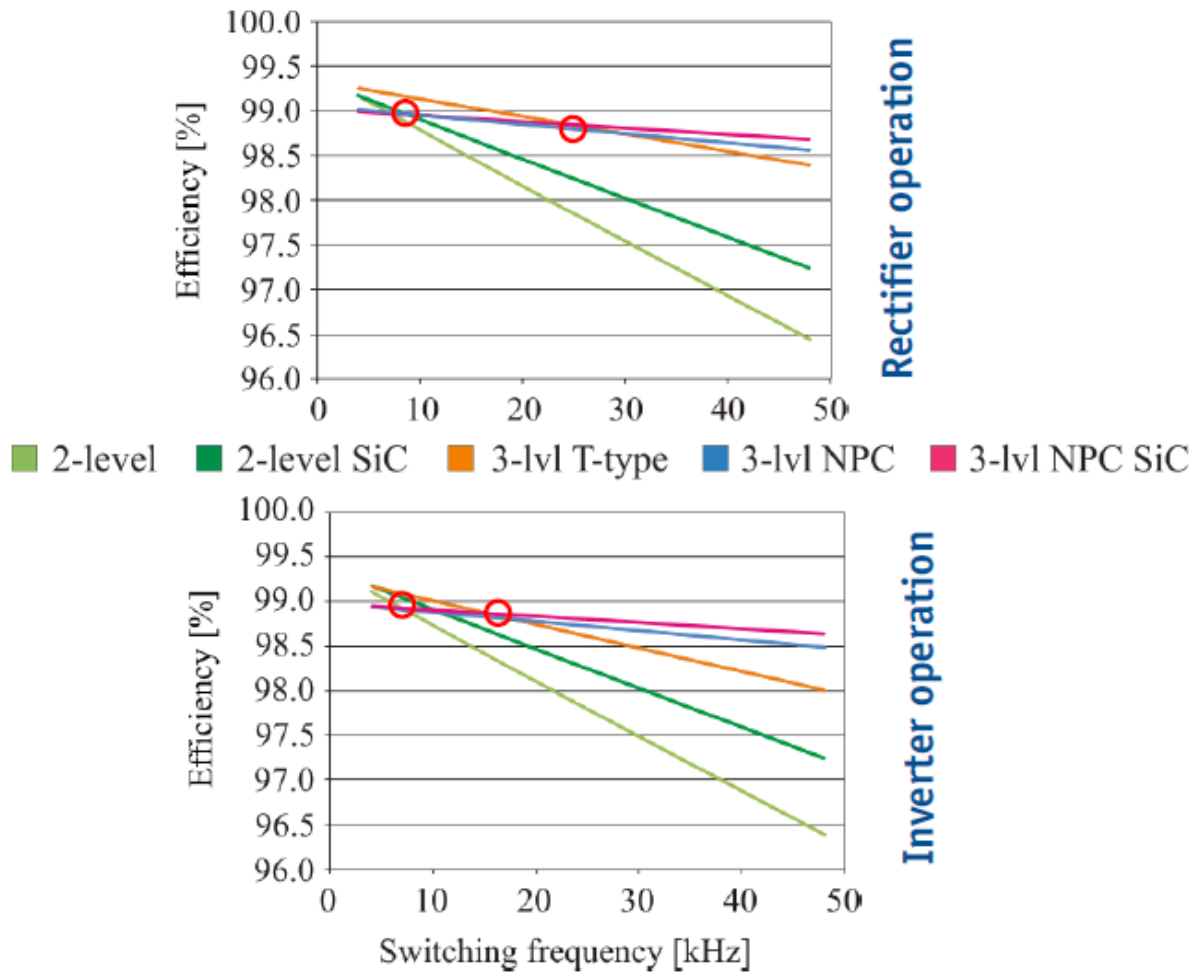


Figura 2. 20 Efficienze delle varie tipologie d'inverter al variare della frequenza.

Si nota che nel range 8-20 kHz, l'architettura T-type risulta essere la più efficiente sia nell'uso da inverter che da raddrizzatore. Per frequenze superiori conviene utilizzare un inverter NPC e per frequenze inferiori un inverter a due livelli, anche se la versatilità del T-type ne consentirebbe anche l'uso a due livelli, non utilizzando il ramo centrale, ma ciò ne limiterebbe l'efficienza portando a costi superiori.



### 3 Sistema di controllo

In questo capitolo si presenta il sistema di controllo usato per regolare la tensione ai capi dei condensatori del Bus DC dell'inverter trifase a tre livelli affinché non presentino oscillazioni, si estenderà poi il concetto nel caso di sistema multifase.

La tecnica di modulazione utilizzata per il controllo dell'inverter è basata sulla la tecnica PWM in quanto facilmente estendibile ai concetti di sistemi multifase.

Il principio di funzionamento dell'inverter è stato descritto nei capitoli precedenti, in questo si mostrerà il metodo di scelta delle modulanti e l'effetto che queste hanno sulle uscite del sistema per determinare quali utilizzate per mantenere in equilibrio la tensione del Bus-DC.

#### 3.1 Tecnica di modulazione per il sistema trifase

Nel caso di modulazione PWM di un inverter trifase a tre livelli, si ha un unico grado di libertà, corrispondente alla scelta del valore della modulante omopolare. La nostra scelta per determinare tale variabile si è basata sulla necessità di ottenere tensioni ai capi dei condensatori del Bus DC il più possibile costanti uguali tra loro, per fare ciò si è scritta la relazione della corrente del ramo centrale in funzione dell'indice di modulazione  $m$ .

Analizzando il caso del singolo ramo, rappresentato in Figura 3.1 si trovano i possibili valori delle correnti nei rami a seconda che l'indice di modulazione  $m$  assuma valori maggiori o minori di 0,5.

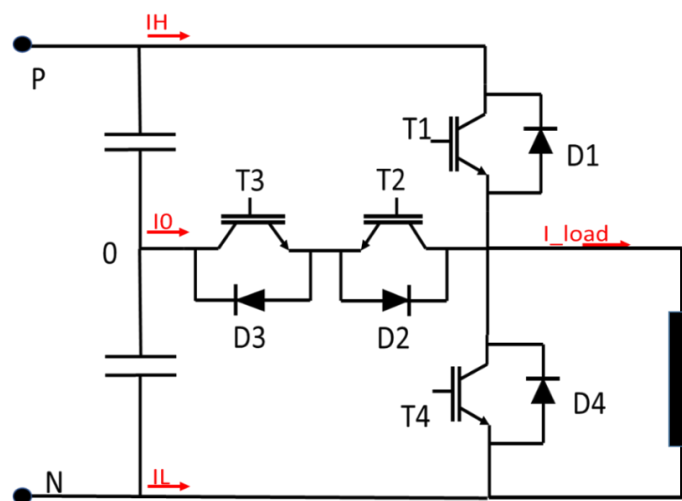


Figura 3. 1 Struttura di un ramo d'inverter trifase T-NPC.

Si scrivono le relazioni per le tre correnti  $i_H i_0 i_L$  in funzione della corrente di carico e dell'indice di modulazione  $m$ :

Se  $m$  è maggiore di 0.5:

$$i_H = (2m - 1) i$$

$$i_0 = 1 - (2m - 1) i = (2 - 2m)i$$

$$i_L = 0$$

*Equazioni 3.1*

Se  $m$  è minore di 0.5:

$$i_H = 0$$

$$i_0 = (2m)$$

$$i_L = (1 - 2m)$$

*Equazioni 3.2*

Affinché la tensione resti costante occorre che il valore di  $i_0$  risulti mediamente nullo nell'intervallo di commutazione. Esprimendo il valore delle correnti e delle modulanti utilizzando la trasformata ai vettori di spazio e componente omopolare si trova il valore della variabile  $m_0$ .

Supponendo che il vettore si trovi nel primo settore le modulanti risultano essere:

$$m_1 > 0.5$$

$$m_2 < 0.5$$

$$m_3 < 0.5$$

*Equazioni 3.3*

Le cui corrispondenti correnti del ramo centrale risultano essere:

$$i_{0,1} = (2 - 2m_1)i_1$$

$$i_{0,2} = (2m_2)i_2$$

$$i_{0,3} = (2m_3)i_3$$

*Equazioni 3.4*

Scrivendo le espressioni delle correnti e modulanti con la trasformata del vettore di spazio e della componente omopolare si ottiene:

$$i_{0\_1} = (2 - 2(m_0 + \bar{m} \cdot 1))\bar{i} \cdot 1$$

$$i_{0\_2} = 2(m_0 + \bar{m} \cdot \bar{\alpha})\bar{i} \cdot \bar{\alpha}$$

$$i_{0\_3} = 2(m_0 + \bar{m} \cdot \bar{\alpha}^2)\bar{i} \cdot \bar{\alpha}^2$$

$$\text{dove } \bar{\alpha} = \frac{2}{3}\pi$$

*Equazioni 3.5*

Da tali espressioni si ricava poi il valore della componente del ramo centrale la quale deve essere nulla per poter mantenere in equilibrio le tensioni sui due condensatori.

$$i_{0\_0} = i_{0\_1} + i_{0\_2} + i_{0\_3}$$

*Equazione 3.6*

Sostituendo si trova la seguente espressione:

$$i_{0_0} = (2 - 2(m_0 + \bar{m} \cdot 1))(\bar{i} \cdot 1) + 2(m_0 + \bar{m} \cdot \bar{\alpha})(\bar{i} \cdot \bar{\alpha}) + 2(m_0 + \bar{m} \cdot \bar{\alpha}^2)(\bar{i} \cdot \bar{\alpha}^2)$$

*Equazione 3.7*

Raggruppando i termini simili si può semplificare ulteriormente considerando che  $(1 + \bar{\alpha} + \bar{\alpha}^2) = 0$  per cui  $(-1 + \bar{\alpha} + \bar{\alpha}^2) = -2$ .

$$2m_0[\bar{i} \cdot (-1 + \bar{\alpha} + \bar{\alpha}^2)] = -4m_0(\bar{i} \cdot 1)$$

*Equazione 3.8*

Anche il terzo elemento è semplificabile sfruttando le proprietà dei prodotti scalari:

$$\begin{aligned} (\bar{m} \cdot \bar{\alpha})(\bar{i} \cdot \bar{\alpha}) &= \frac{1}{4}[(\bar{m}\bar{\alpha}^2 + \bar{m}^*\bar{\alpha})(\bar{i}\bar{\alpha}^2 + \bar{i}^*\bar{\alpha})] \\ &= \frac{1}{4}[\bar{m}\bar{i}\bar{\alpha} + \bar{m}\bar{i}^* + \bar{m}^*\bar{i} + \bar{m}^*\bar{i}^*\bar{\alpha}^2] = \frac{1}{2}[(\bar{m} \cdot \bar{i}) + (\bar{m}\bar{i}) \cdot \bar{\alpha}^2] \end{aligned}$$

*Equazione 3.9*

Analogamente:

$$(\bar{m} \cdot \bar{\alpha}^2)(\bar{i} \cdot \bar{\alpha}^2) = \frac{1}{2}[(\bar{m} \cdot \bar{i}) + (\bar{m}\bar{i}) \cdot \bar{\alpha}]$$

$$(\bar{m} \cdot 1)(\bar{i} \cdot 1) = \frac{1}{2}[(\bar{m} \cdot \bar{i}) + (\bar{m}\bar{i}) \cdot 1]$$

*Equazione 3. 10*

Effettuando le semplificazioni l'espressione può essere riscritta:

$$i_{0\_0} = 2(\bar{i} \cdot 1) - 4m_0(\bar{i} \cdot 1) + (\bar{m} \cdot \bar{i}) + (\bar{m}\bar{i}) \cdot (-1 + \bar{\alpha} + \bar{\alpha}^2)$$

*Equazione 3. 11*

In cui compare  $(-1 + \bar{\alpha} + \bar{\alpha}^2)$  semplificabile usando l'identità  $(1 + \bar{\alpha} + \bar{\alpha}^2) = 0$

L'espressione della componente omopolare della corrente  $i_0$  è esprimibile come:

$$i_{0\_0} = 2(\bar{i} \cdot 1) - 4m_0(\bar{i} \cdot 1) + (\bar{m} \cdot \bar{i}) - 2(\bar{m}\bar{i}) \cdot 1$$

*Equazione 3. 12*

Si trova il valore della modulante  $m_0$  che garantisce l'equilibratura dei condensatori quando il vettore si trova nel primo settore:

$$\begin{aligned} m_0 &= \frac{2(\bar{i} \cdot 1) + (\bar{m} \cdot \bar{i}) - 2(\bar{m}\bar{i}) \cdot 1 - i_{0\_0}}{4(\bar{i} \cdot 1)} \\ &= \frac{1}{2} + \frac{(\bar{m} \cdot \bar{i}) - 2(\bar{m}\bar{i}) \cdot 1 - i_{0\_0}}{4(\bar{i} \cdot 1)} \end{aligned}$$

*Equazione 3. 13*



Effettuando gli stessi passaggi per tutti i settori si ottengono i seguenti risultati:

Settore	Modulante $m_0$
1	$\frac{1}{2} + \frac{(\bar{m} \cdot \bar{i}) - 2(\bar{m}\bar{i}) \cdot 1 - i_{0_0}}{4(\bar{i} \cdot 1)}$
2	$\frac{1}{2} + \frac{(\bar{m} \cdot \bar{i}) - 2(\bar{m}\bar{i}) \cdot \bar{\alpha} - i_{0_0}}{4(\bar{i} \cdot \bar{\alpha}^2)}$
3	$\frac{1}{2} + \frac{(\bar{m} \cdot \bar{i}) - 2(\bar{m}\bar{i}) \cdot \bar{\alpha}^2 - i_{0_0}}{4(\bar{i} \cdot \bar{\alpha})}$
4	$\frac{1}{2} + \frac{(\bar{m} \cdot \bar{i}) - 2(\bar{m}\bar{i}) \cdot 1 - i_{0_0}}{4(\bar{i} \cdot 1)}$
5	$\frac{1}{2} + \frac{(\bar{m} \cdot \bar{i}) - 2(\bar{m}\bar{i}) \cdot \bar{\alpha} - i_{0_0}}{4(\bar{i} \cdot \bar{\alpha}^2)}$
6	$\frac{1}{2} + \frac{(\bar{m} \cdot \bar{i}) - 2(\bar{m}\bar{i}) \cdot \bar{\alpha}^2 - i_{0_0}}{4(\bar{i} \cdot \bar{\alpha})}$

Tabella 3. 1

Si nota che, le equazioni nei vari settori mantengono la stessa forma e si ripetono in modo speculare. È per cui possibile generalizzarle, sviluppando i prodotti scalari e considerando l'indica K come il numero del settore, ottenendo l'espressione è generalizzata in equazione 3.14:

$$m_0 = \frac{1}{2} + \frac{\cos(\varphi_v - \varphi_i) - 2 \cos\left(\varphi_v + \varphi_i - \frac{2}{3}\pi(k-1)\right)}{4 \cos\left(\varphi_i - \frac{4}{3}\pi(k-1)\right)} |m| - \frac{i_{0_0}}{4 \cos\left(\varphi_i - \frac{4}{3}\pi(k-1)\right) |i|}$$

Equazione 3. 14

Scrivendo la fase della corrente e della tensione come:

$$\varphi_v = \varphi_v' + \frac{(k-1)}{3}\pi$$

$$\varphi_i = \varphi_i' + \frac{(k-1)}{3}\pi$$

Equazione 3. 15

Sostituendole nell'espressione precedente si trova l'espressione semplificata:

$$m_0 = \frac{1}{2} + (-1)^{k-1} \frac{\cos(\varphi) - 2 \cos(\varphi_v' + \varphi_i')}{4 \cos(\varphi_i')} |m| - \frac{i_{0_0}}{4 \cos(\varphi_i') |i|}$$

Equazione 3. 16

### ➤ Ridefinizione dei settori

Dopo aver sommato il valore della componente omopolare al vettore di spazio, può succedere che esso si trovi in un settore differente da quello per il quale si era definito il valore di  $m_0$ , per cui il valore della componente omopolare andrebbe ricalcolato usando la definizione appartenente al settore in cui si trova. Si nota che il cambiamento del settore si ha quando il fattore di potenza del carico non è unitario.

Per semplificare la determinazione di  $m_0$  occorre trovare una definizione dinamica del settore che tenga conto dei possibili cambiamenti dovuti al fattore di potenza del carico non unitario. Per fare ciò si considera un sistema trifase simmetrico equilibrato rappresentato in Figura 3.2 le cui equazioni sono:

$$\begin{cases} V_a(t) = M \cos(\omega t) + V_0(t) \\ V_b(t) = M \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) + V_0(t) \\ V_c(t) = M \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) + V_0(t) \end{cases}$$

Equazione 3. 17

In cui  $V_0(t)$  è esprimibile come:

$$V_0(t) = M \frac{\cos(2\theta_v - \varphi) - \frac{1}{2} \sin \varphi}{2 \cos(\theta_v - \varphi)}$$

Equazione 3. 18

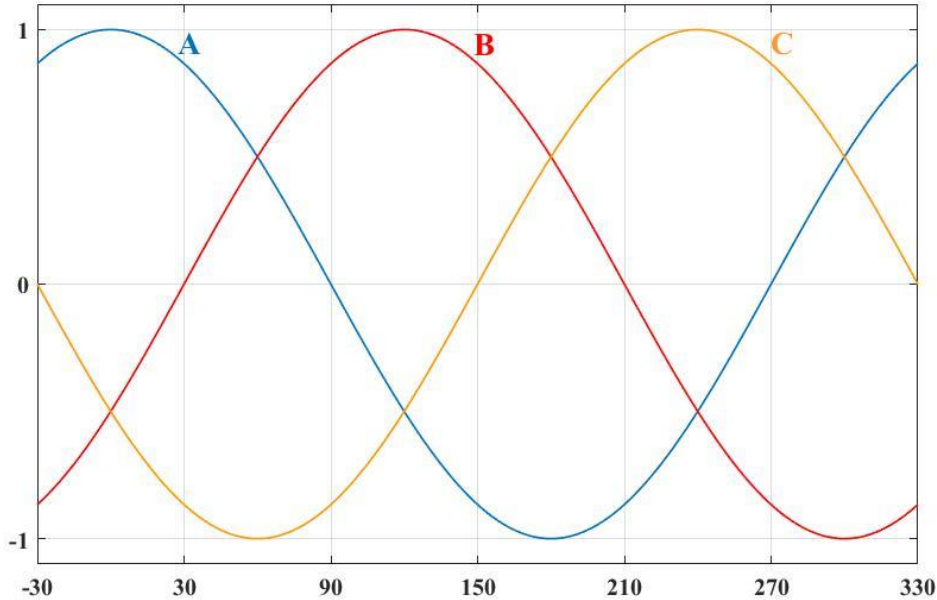


Figura 3. 2 andamento temporale di  $V_a(t)$  traccia blu,  $V_b(t)$  traccia rossa,  $V_c(t)$  traccia arancione.

Inserendo in  $V_b(t)$  l'espressione della modulante si ottiene:

$$V_b(\omega t) = -\frac{\sqrt{3}}{2} M \frac{\cos\left(2\omega t - \varphi + \frac{\pi}{6}\right) - \frac{1}{2} \sin \varphi}{\cos(\omega t - \varphi)}$$

Equazione 3. 19

Ponendo  $\omega t = \frac{\pi}{6} + \delta$  e risolvendo l'equazione  $V_b(\omega t) = 0$ , rispetto  $\delta$  si trova il valore dell'angolo di cui occorre ruotare i settori affinché il vettore non esca da settore d'appartenenza, ciò significa determinare l'angolo per cui  $V_b(\omega t)$  cambia segno ovvero l'angolo per il quale si cambia settore.

$$V_b\left(\frac{\pi}{6} + \delta\right) = 0 \rightarrow \cos\left(2\left(\frac{\pi}{6} + \delta\right) - \varphi + \frac{\pi}{6}\right) - \frac{1}{2} \sin \varphi = 0$$

Equazione 3. 20

$$\sin(2\delta - \varphi) = \frac{1}{2} \sin \varphi$$

Equazione 3. 21

$$\delta = \frac{1}{2} \left[ \sin^{-1} \left( \frac{1}{2} \sin \varphi \right) + \varphi \right]$$

Equazione 3. 22

Noto il fattore di potenza del carico alimentato, dalla 3,22 è possibile ricavare il valore dell'angolo  $\delta$  di rotazione dei settori.

L'andamento di  $\delta$  in funzione del fattore di potenza  $\varphi$  è il rappresentato in Figura 3.3:

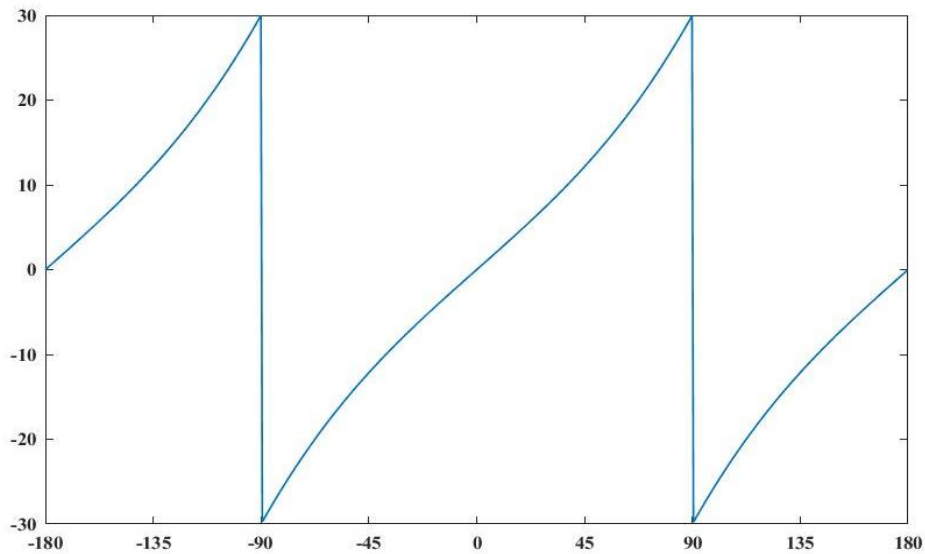
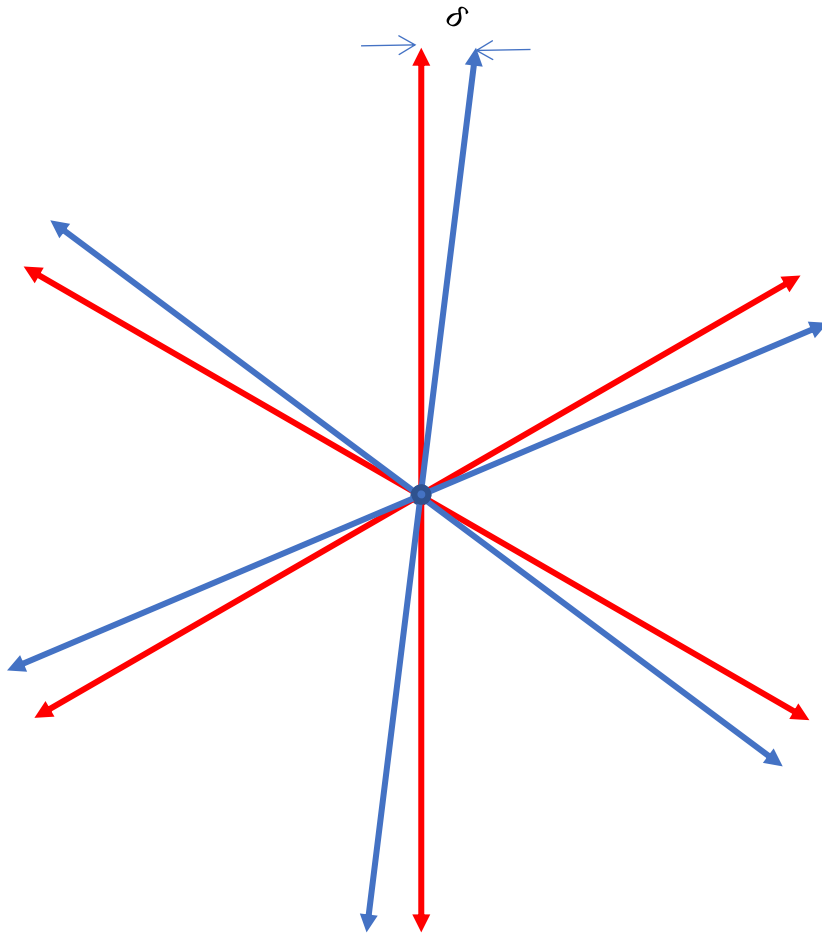


Figura 3. 3 andamento dell'angolo  $\delta$  in funzione del fattore di carico.

Si osserva che, il caso più critico si ha quando il fattore di potenza del carico corrisponde a  $90^\circ$ . In tali condizioni occorre ruotare i settori di  $30^\circ$  corrispondenti alla metà dell'ampiezza del settore, i nuovi settori sono rappresentati in Figura 3.4:



*Figura 3. 4 rotazione dei settori dell'angolo  $\delta$ .*

➤ **Indice di modulazione in funzione del carico**

Determinata la posizione dei settori è possibile trovare il valore dell'indice di modulazione in funzione del carico affinché la tensione ai capi dei condensatori del Bus-DC non subisca oscillazioni.

Per determinare tale valore si è proceduto creando un codice MatLab nel quale si definisce un vettore dell'angolo di carico  $\varphi$  ed un vettore dell'angolo delle tensioni  $\theta_v$ ; noti tali valori si calcola il settore d'appartenenza usando la relazione:

$$Sc = \frac{\left(\varphi + \delta + \frac{\pi}{6}\right)}{\frac{\pi}{3}} + 1$$

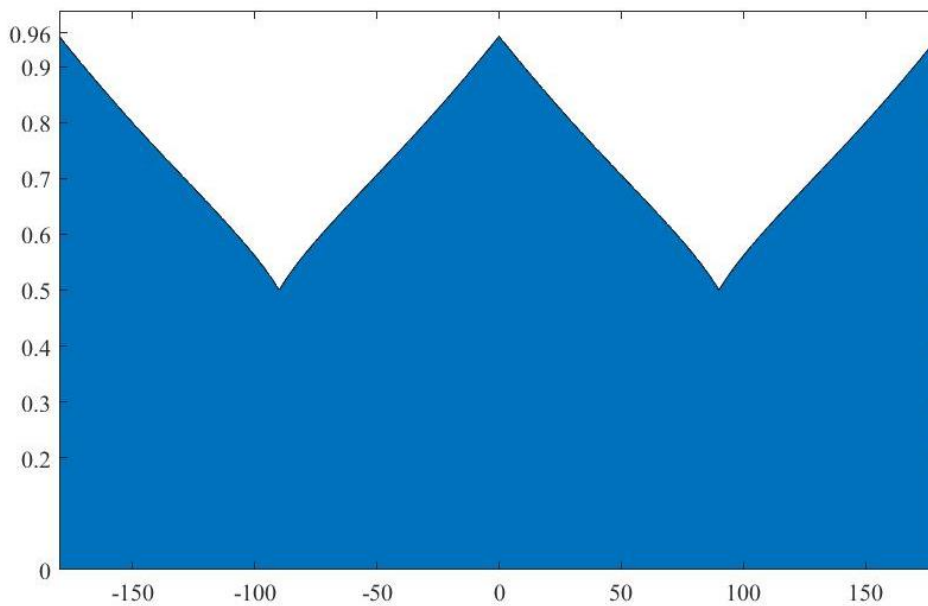
*Equazione 3. 23*

Dopo di che si determinano i valori degli angoli di tensione e corrente riferiti al primo settore per poter calcolare il valore della modulante  $m_0$ .

Per calcolare l'indice di modulazione, si somma il valore della componente omopolare al vettore di spazio della modulante e si effettua il rapporto tra il valore della modulante e la prima armonica della tensione. L'andamento in funzione dell'angolo  $\varphi$  è rappresentato in Figura 3.5:

$$Index_m = \frac{1}{(M_1 + m_0) - 0.5}$$

*Equazione 3. 24*



*Figura 3. 5 Andamento dell'indice di modulazione in funzione del fattore di carico nel caso trifase.*

Dal grafico si nota che, il valore massimo dell'indice di modulazione è pari a 0.96. Risulta perciò più basso dell'indice di modulazione ottenibile della tecnica PWM a sette intervalli in quanto, per valori più alti, non è possibile garantire l'equilibratura delle tensioni dei condensatori.

Si nota che il valore più critico dell'indice di modulazione lo si ha quando il fattore di carico vale  $90^\circ$  in cui l'indice massimo è pari a 0.5.

### 3.2 Sistemi multifase

La diffusione dell'elettronica di potenza ha permesso la nascita di convertitori elettronici con potenze superiori, in particolare, la nascita degli inverter multilivello i quali, utilizzando più componenti di potenza ridotta, permettono di ottenere azionamenti di potenza elevata pur mantenendo le perdite limitate in quanto distribuite su più componenti.

Gli azionamenti ad inverter hanno permesso lo sviluppo di sistemi con più di tre fasi in quanto, i dispositivi elettronici permettono di disaccoppiare la rete dalle macchine elettriche ed il numero di fasi è diventata una nuova variabile aumentando la flessibilità e l'affidabilità dei sistemi.

Gli inverter multifase permettono di dividere la richiesta di potenza tra le varie fasi disponibili portando ad un aumento della potenza gestita e limitando nelle macchine la corrente a statore. Nei sistemi multifase ed in particolare nei sistemi multifase e multilivello il numero di vettori ottenibili sono molto elevati, in un sistema pentafase a due livelli i vettori disponibili risultano essere 32 rappresentati nel piano  $\alpha$ - $\beta$  per lo spazio uno e tre in Figura 3.6.

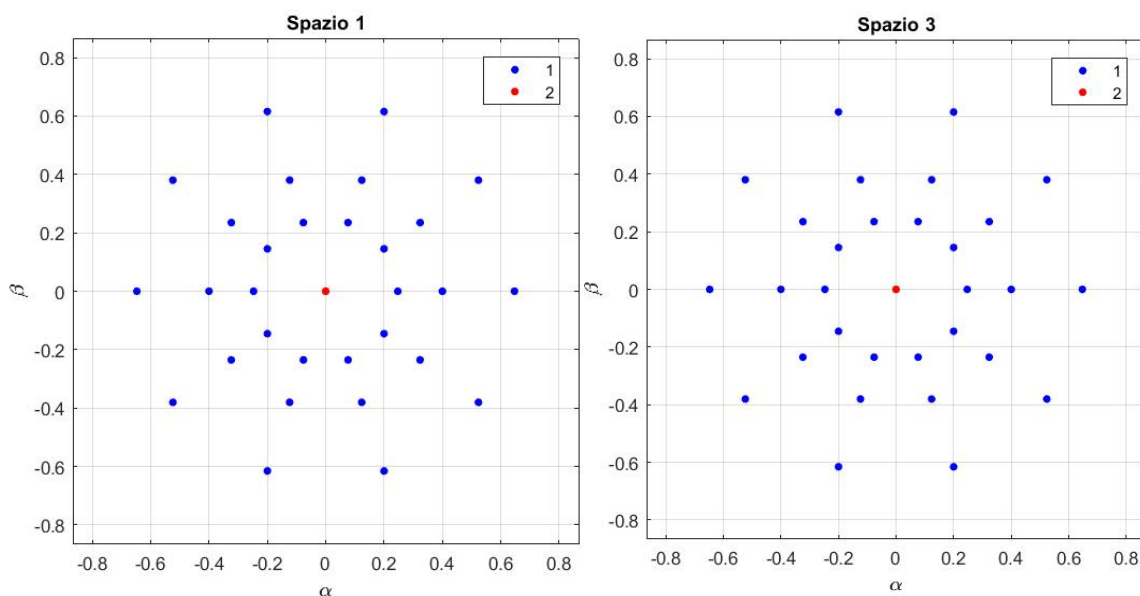


Figura 3. 6 Vettori di spazio ottenuti dall'inverter pentafase a due livelli rappresentati nello spazio uno e nello spazio tre in cui i vettori contraddistinti in rosso presentano molteplicità 2 mentre quelli in blu presentano molteplicità 1.



Per un sistema pentafase a tre livelli, i vettori disponibili sono 243, come rappresentato in Figura 3.7.

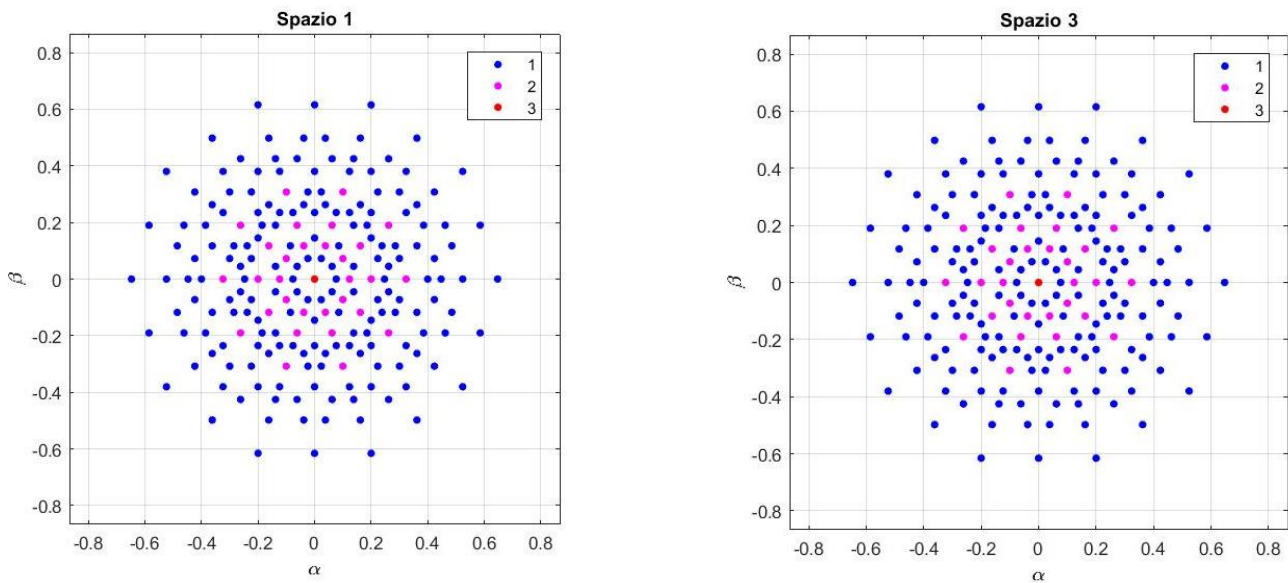


Figura 3. 7 Vettori di spazio ottenuti dall'inverter pentafase a tre livelli rappresentati nello spazio uno e nello spazio tre in cui i vettori contraddistinti in rosso presentano molteplicità 3, quelli rappresentati in viola hanno molteplicità 2 e quelli in blu molteplicità 1.

Numeri così elevati di vettori permettono d'ottenere azionamenti con ripple di flussi e di coppia molto bassi limitando anche il contenuto armonico.

Gli azionamenti multifase sono molto diffusi nelle applicazioni speciali in cui è richiesta una elevata affidabilità e continuità di servizio in quanto, a differenza delle macchine trifasi nelle quali in caso di guasto si ha la perdita del servizio, nel multifase anche nel caso di guasto ad una fase, che ne comporta l'apertura, la macchina può restare in servizio garantendone la continuità se pur con valori di potenza inferiori.

Solitamente sono utilizzati in applicazioni eoliche, per la trazione di veicoli elettrici e/o ibridi, in applicazioni aerospaziali e per la propulsione navale in cui la perdita di servizio delle macchine può compromettere la sicurezza delle persone.

Per poter controllare le macchine multifase, avendo visto che il numero di vettori di spazio aumenta molto rapidamente all'aumentare del numero di fasi, non è più sufficiente utilizzare un solo vettore di spazio ed una sola componente omopolare in quanto, il numero di variabili risulterebbe maggiore del numero di equazioni. Occorre generalizzare i concetti di vettore di spazio e di componente omopolare per ottenere la conservazione dei gradi di libertà ed ottenere trasformazioni biunivoche.

### 3.3 Vettori di spazio per sistemi multifase

➤ Vettori di spazio per sistemi trifase

Si introducono delle trasformazioni di coordinate che risultino più comode per definire un modello matematico nel caso di sistemi trifase considerando tre grandezze indipendenti ed omogenee.

Considerando le grandezze  $x_1(t)$   $x_2(t)$   $x_3(t)$  si definisce la grandezza  $y_0(t)$  chiamata componente omopolare come:

$$y_0(t) = \frac{2}{3}(x_1(t) + x_2(t) + x_3(t))$$

*Equazione 3. 25*

Si definiscono ora tre grandezze chiamate componenti a somma nulla come:

$$x'_1(t) = x_1(t) - y_0(t)$$

$$x'_2(t) = x_2(t) - y_0(t)$$

$$x'_3(t) = x_3(t) - y_0(t)$$

*Equazione 3. 26*

Risultano essere le proiezioni del vettore di spazio su tre assi passanti per l'origine e sfasati di 120°.

Il vettore di spazio viene definito come:

$$\bar{Y} = \frac{2}{3}(x'_1 + x'_2 + x'_3)$$

*Equazione 3. 27*

Definendo la variabile complessa  $\bar{\alpha} = e^{j\frac{2}{3}\pi}$  le componenti del vettore di spazio possono essere scritte come:

$$x'_1 = x_1$$

$$x'_2 = x_2 \bar{\alpha}$$

$$x'_3 = x_3 \bar{\alpha}^2$$

*Equazione 3. 28*

Si è così passati da un sistema di tre variabili indipendenti, ad un sistema di sole due variabili indipendenti mantenendo lo stesso numero di gradi di libertà in quanto la componente omopolare

$y_0$  risulta essere un numero reale per cui contribuisce a definire un solo grado di libertà mentre il vettore di spazio  $\bar{Y}$  essendo un numero complesso contribuisce a definire due gradi di libertà del sistema.

La trasformazione introdotta risulta essere biunivoca, poiché è possibile ottenere le tre grandezze iniziali note la componente omopolare ed il vettore di spazio usando le relazioni di anti trasformazione:

$$x_1(t) = \frac{y_0}{2} + \bar{Y} \cdot 1$$

$$x_2(t) = \frac{y_0}{2} + \bar{Y} \cdot \bar{\alpha}$$

$$x_3(t) = \frac{y_0}{2} + \bar{Y} \cdot \bar{\alpha}^2$$

*Equazione 3. 29*

### ➤ Vettori di spazio per sistemi polifase

Il caso trifase appena illustrato risulta essere un caso particolare ed è possibile generalizzare il concetto di vettore di spazio e componente omopolare per un sistema avente  $m$  grandezze.

Un vettore di spazio ed una componente omopolare definiscono solo tre gradi di libertà per cui se si vogliono descrivere sistemi con più di tre variabili occorre aumentare il numero di vettori di spazio e/o numero delle componenti omopolari.

Una facile generalizzazione la si ottiene analizzando le equazioni 3.30 e 3.32 rappresentanti rispettivamente la componente omopolare e l'unico vettore di spazio nel caso trifase;

la componente omopolare nel caso trifase rappresenta la sequenza di ordine zero mentre il vettore di spazio rappresenta una sequenza di ordine uno.

Nel caso in cui si voglia analizzare un sistema di  $m$  variabili indipendenti ed omogenee è sufficiente aumentare il numero delle sequenze fin tanto che esso non coincida con il numero delle variabili da rappresentare.

La generica sequenza  $h$  è espressa come:

$$\bar{Y}_h = \frac{2}{m} (x_1 + x_2 \bar{\alpha}^h + x_3 \bar{\alpha}^{2h} + x_4 \bar{\alpha}^{3h} + x_k \bar{\alpha}^{(k-1)h})$$

*Equazione 3. 30*

$$\text{dove } h = 0, 1, 2, m - 2 \quad \text{ed } \bar{\alpha} = e^{j \frac{2}{m} \pi}$$

Da tale espressione si ricavano le componenti omopolari nei casi in cui:

- $h=0$
- $h=\frac{m}{2}$  se  $m$  è pari

Per quanto riguarda i vettori di spazio occorre osservare che le combinazioni ottenibili non risultano tutte linearmente indipendenti tra loro ma si ha una ridondanza delle variabili, si osserva che il vettore di spazio ottenuto alla sequenza  $h$  risulta essere il complesso coniugato del vettore ottenuto alla sequenza  $m-h$ , la relazione esistente è la seguente:

$$\bar{Y}_{m-h} = \bar{Y}_h^*$$

*Equazione 3.31*

In generale per un sistema di  $m$  variabili esistono:

- $\frac{m-1}{2}$  coppie di vettori di spazio coniugati se  $m$  è dispari
- $\frac{m-2}{2}$  coppie di vettori di spazio coniugati se  $m$  è pari

➤ Vettori di spazio per sistemi pentafase

Nel caso di sistema pentafase si ottiene una sola componente omopolare essendo  $m$  dispari e 4 vettori di spazio di cui solo due risultano indipendenti.

Esplicitando tutti i vettori di spazio e la componente omopolare si ottengono, per un sistema pentafase, quattro vettori di spazio ed una componente omopolare:

$$\bar{Y}_0 = \frac{2}{5}(x_1\bar{\alpha}^0 + x_2\bar{\alpha}^0 + x_3\bar{\alpha} + x_4\bar{\alpha}^0 + x_5\bar{\alpha}^0)$$

$$\bar{Y}_1 = \frac{2}{5}(x_1\bar{\alpha}^0 + x_2\bar{\alpha} + x_3\bar{\alpha}^2 + x_4\bar{\alpha}^3 + x_5\bar{\alpha}^4)$$

$$\bar{Y}_2 = \frac{2}{5}(x_1\bar{\alpha}^0 + x_2\bar{\alpha}^2 + x_3\bar{\alpha}^4 + x_4\bar{\alpha} + x_5\bar{\alpha}^3)$$

$$\bar{Y}_3 = \frac{2}{5}(x_1\bar{\alpha}^0 + x_2\bar{\alpha}^3 + x_3\bar{\alpha} + x_4\bar{\alpha}^4 + x_5\bar{\alpha}^2)$$

$$\bar{Y}_4 = \frac{2}{5}(x_1\bar{\alpha}^0 + x_2\bar{\alpha}^4 + x_3\bar{\alpha}^3 + x_4\bar{\alpha}^2 + x_5\bar{\alpha})$$

*Equazione 3. 32*

Analizzando i vettori  $\bar{Y}_1 \bar{Y}_2 \bar{Y}_3 \bar{Y}_4$  risulta che  $\bar{Y}_1$  ed  $\bar{Y}_4$  non sono indipendenti essendo uno il complesso coniugato dell'altro, analogamente i vettori  $\bar{Y}_2$  e  $\bar{Y}_3$  per cui dato che per descrivere un sistema pentafase sono necessari due vettori di spazio ed una componente omopolare si ottengono quattro possibili terne le quali sono:  $\bar{Y}_0 \bar{Y}_1 \bar{Y}_2$ .

2.  $\bar{Y}_0 \bar{Y}_1 \bar{Y}_3$

3.  $\bar{Y}_0 \bar{Y}_4 \bar{Y}_2$

4.  $\bar{Y}_0 \bar{Y}_4 \bar{Y}_3$

*Equazione 3. 33*

### 3.4 Tecnica di modulazione per il sistema trifase

Per il sistema pentafase si è semplificata la trattazione analizzando il caso in cui sia presente solo lo spazio uno, nel caso sia presente solo lo spazio tre le equazioni trovate sono analoghe a quelle valide per lo spazio uno. Non si è trovata un'espressione generale valida sia in presenza di spazio uno che di spazio tre in quanto in essa compaiono termini contenenti variabili sia di spazio uno che di spazio tre che rendono la soluzione matematicamente molto complicata.

Per determinare l'espressione della componente omopolare della modulante, nel caso sia presente solo lo spazio uno, si è svolto il percorso analogo al caso trifase. Si è partiti ipotizzando che il vettore si trovasse nel primo settore in cui le modulanti sono rispettivamente:

$$m_1 > 0.5 \quad m_2 > 0.5 \quad m_3 < 0.5 \quad m_4 < 0.5 \quad m_5 > 0.5$$

Corrispondenti alla sequenza + + - - +.

Il valore della corrente del ramo centrale lo si calcola come somma delle cinque correnti espressi in funzione delle modulanti di ramo:

$$\text{quando } m_x > 0.5 \text{ si ha: } i_0 = (2 - 2\bar{m}_x)\bar{i}$$

*Equazione 3.34*

$$\text{quando } m_x < 0.5 \text{ si ha: } i_0 = (2\bar{m}_x)\bar{i}$$

*Equazione 3.35*

tenendo conto delle 3.34 e 3.35 esprimendo  $m$  ed  $i$  con la componente omopolare ed il vettore di spazio si ottiene:

$$i_0 = 2[1 - (m_0 + m \cdot \bar{\alpha}^0)](\bar{i} \cdot \bar{\alpha}^0) + 2[1 - (m_0 + m \cdot \bar{\alpha}^1)](\bar{i} \cdot \bar{\alpha}^1) + \\ + 2[(m_0 + m \cdot \bar{\alpha}^2)](\bar{i} \cdot \bar{\alpha}^2) + 2[(m_0 + m \cdot \bar{\alpha}^3)](\bar{i} \cdot \bar{\alpha}^3) + 2[1 - (m_0 + m \cdot \bar{\alpha}^4)](\bar{i} \cdot \bar{\alpha}^4)$$

*Equazione 3.36*

$$\text{dove } \bar{\alpha} = \frac{2}{5}\pi$$

$$i_0 = 2[\bar{i} \cdot (1 + \bar{\alpha} + \bar{\alpha}^4)] - 2m_0[\bar{i} \cdot (1 + \bar{\alpha} - \bar{\alpha}^2 - \bar{\alpha}^3 + \bar{\alpha}^4)] \\ - [(m \cdot \bar{i}) + m\bar{i} \cdot (1 + \bar{\alpha}^4 - \bar{\alpha}^3 - \bar{\alpha}^2 + \bar{\alpha})]$$

*Equazione 3.37*

L'espressione finale della modulante, valida per il primo settore, assume la forma:

$$m_0 = \frac{2[\bar{i} \cdot (1 + \bar{\alpha} + \bar{\alpha}^4)] - [(m \cdot \bar{i}) + m\bar{i} \cdot (1 + \bar{\alpha}^4 - \bar{\alpha}^3 - \bar{\alpha}^2 + \bar{\alpha})] - i_0}{2[i \cdot (1 + \bar{\alpha} - \bar{\alpha}^2 - \bar{\alpha}^3 + \bar{\alpha}^4)]}$$

*Equazione 3. 38*

Per trovare la formula generale valida per ogni settore si sono riportati i valori degli angoli della tensione e della corrente nel primo settore usando la relazione analoga alla 3.15 dove K indica in numero del settore:

$$\varphi_v = \varphi_v' + \frac{(k - 1)}{5} \pi$$

$$\varphi_i = \varphi_i' + \frac{(k - 1)}{5} \pi$$

*Equazione 3. 39*

Dalla 3.38 sostituendo i prodotti scalari con la loro definizione facendo comparire il coseno dell'angolo tra i vettori e, seguendo quanto fatto per determinare la 3.16 si trova la forma globale dell'espressione della modulante  $m_0$ :

$$m_0 = \frac{1}{2} + (-1)^k |m| \frac{\cos(\varphi_v - \varphi_i) - 4 \cos(\varphi_v + \varphi_i) * \cos\left(\frac{2}{5}\pi\right)}{8 * \cos(\varphi_i) * \cos\left(\frac{\pi}{5}\right)} - \frac{i_0}{|i| * 8 \cos \varphi_i * \cos\left(\frac{2}{5}\pi\right)}$$

*Equazione 3. 40*

➤ Ridefinizione dei settori

Anche per la configurazione pentafase, si è analizzato il caso in cui il settore d'appartenenza del vettore di spazio, dopo avergli sommato la componente omopolare, non coincida con quello iniziale. Anche in questo caso si è ricavata la soluzione analitica che tiene conto del fattore di potenza del carico alimentato.

Si considera il sistema simmetrico equilibrato:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_a(t) = M \cos(\omega t) + V_0(t) \\ V_b(t) = M \cos\left(\omega t - \frac{2}{5}\pi\right) + V_0(t) \\ V_c(t) = M \cos\left(\omega t - \frac{4}{5}\pi\right) + V_0(t) \\ V_d(t) = M \cos\left(\omega t + \frac{4}{5}\pi\right) + V_0(t) \\ V_e(t) = M \cos\left(\omega t + \frac{2}{5}\pi\right) + V_0(t) \end{array} \right.$$

*Equazione 3. 41*

Ponendo  $\omega t = \frac{\pi}{10} + \delta$  e risolvendo l'equazione  $V_b(\omega t) = 0$ , rispetto  $\delta$  si trova il valore dell'angolo di cui occorre ruotare i settori affinché il vettore non esca da settore d'appartenenza, ciò significa determinare l'angolo per cui  $V_b(\omega t)$  cambia segno ovvero l'angolo per il quale si cambia settore.

L'espressione di  $\delta$  trovata è:

$$\delta = \frac{1}{2} \left[ \sin^{-1} \left( -\frac{1}{2} (1 + \sqrt{5}) \sin(\varphi) \right) + \varphi \right]$$

*Equazione 3. 42*



L'andamento di  $\delta$  in funzione del fattore di potenza  $\varphi$  è rappresentato in Figura 3.8:

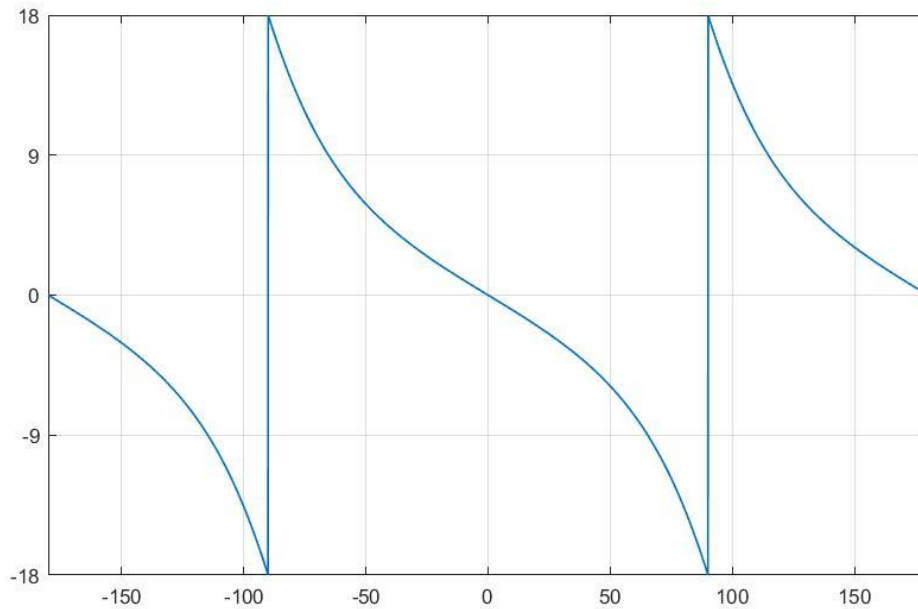


Figura 3. 8 Angolo di sfasamento dei settori in funzione del fattore di carico.

I settori sono rappresentati in Figura 3.9e:

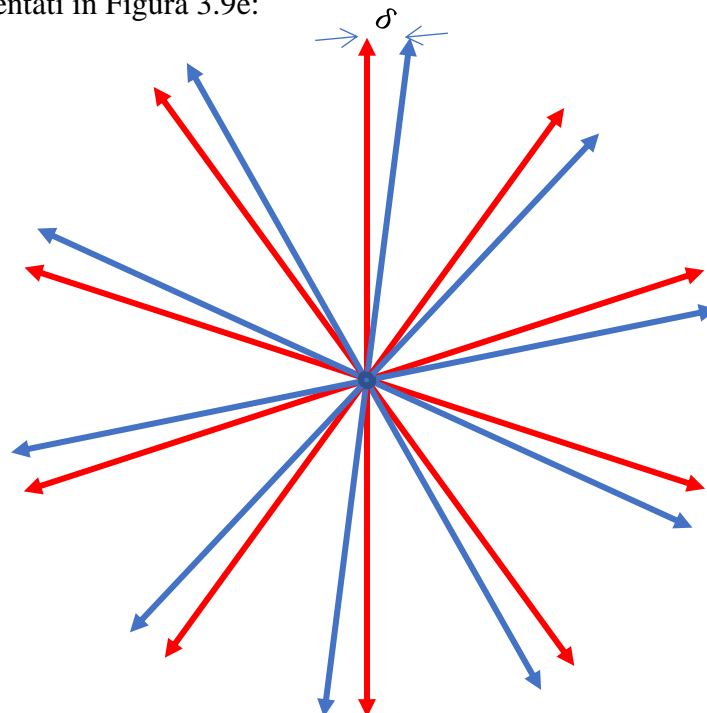


Figura 3. 9 Rotazione dei settori in un sistema pentafase avente solo lo spazio uno.

➤ **Indice di modulazione in funzione del carico**

Come nel caso trifase anche nel pentafase, si è determinato l'andamento dell'indice di modulazione massimo in funzione del carico affinché la tensione ai capi dei condensatori del Bus-DC non subisca oscillazioni.

Per determinare tale curva, si è proceduto in modo analogo al caso trifase. Si è creato un codice MatLab nel quale si definisce un vettore dell'angolo di carico  $\varphi$  ed un vettore dell'angolo delle tensioni  $\theta_v$ ; noti tali valori si calcola il settore d'appartenenza usando la relazione:

$$Sc = \frac{\left(\varphi + \delta + \frac{\pi}{10}\right)}{\frac{\pi}{5}} + 1$$

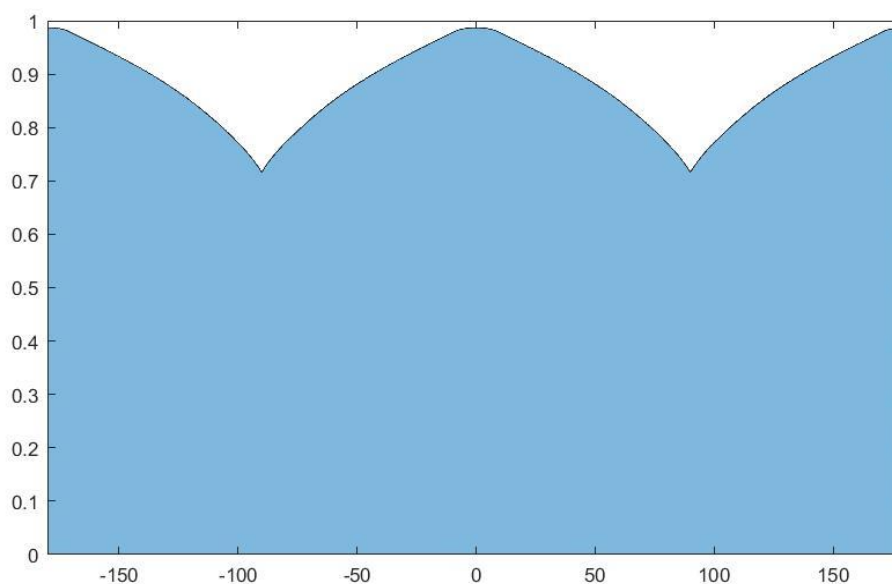
*Equazione 3. 43*

Dopo di che si determinano i valori degli angoli di tensione e corrente riferiti al primo settore per poter calcolare il valore della modulante  $m_0$  utilizzando l'equazione 3.40.

Per calcolare l'indice di modulazione si somma il valore della componente omopolare al vettore di spazio della modulante e si effettua il rapporto tra il valore della modulante e la prima armonica della tensione l'andamento in funzione dell'angolo  $\varphi$  è rappresentato in Figura 3.10:

$$Index_m = \frac{1}{(M_1 + m_0) - 0.5}$$

*Equazione 3. 44*



*Figura 3. 10 Andamento dell'indice di modulazione in funzione del fattore di carico nel caso pentafase.*

Dal grafico si nota che il valore massimo dell'indice di modulazione è pari a 0.987, per cui risulta più elevato di quello trovato nel caso trifase, anche il valore relativo al caso più critico, in cui il fattore di potenza del carico vale  $90^\circ$ , risulta più elevato del caso trifase e pari a 0.715.



# 4 Assemblaggio dell'inverter trifase e progettazione scheda d' interfaccia

In questo capitolo è descritta la progettazione della scheda d'interfaccia tra i due inverter e l'assemblaggio dell'inverter trifase NPC T-type con riferimento agli schemi circuitali dell'inverter precedentemente progettato e realizzato.

Saranno poi riportati i risultati dei collaudi effettuati, per i quali gli strumenti usati sono stati:

- Oscilloscopio.
- Generatore di tensione e corrente.
- Multimetro.
- DSP.

## 4.1 Inverter trifase

### ➤ Alimentazione della scheda 5V

La fase d'assemblaggio ha avuto inizio con la realizzazione dell'alimentatore il cui schema di progetto è rappresentato in figura 4.1.

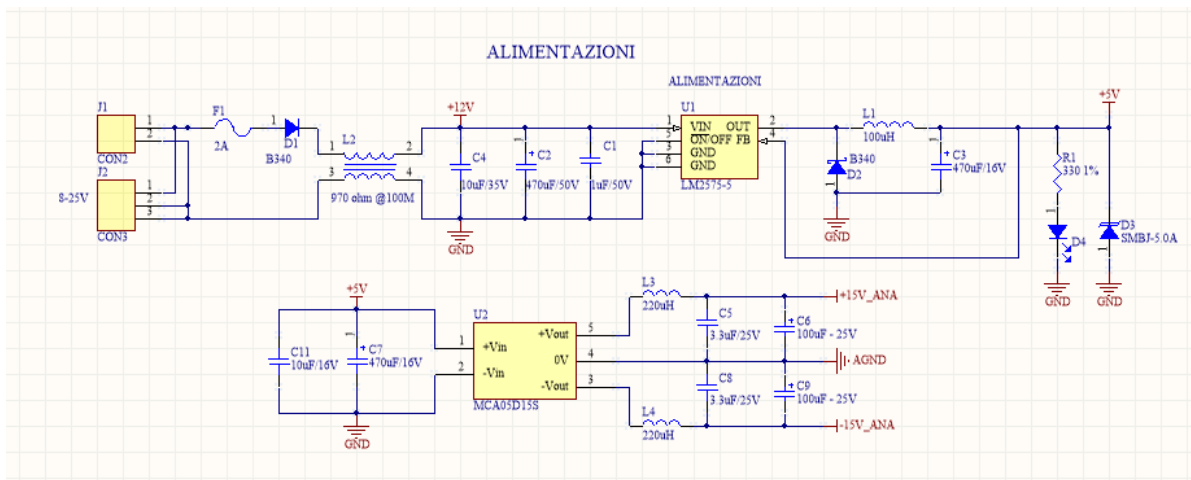


Figura 4. 1 Alimentatore da 5V.

Nella fase di collaudo si è verificata l'effettiva presenza di 5V ai capi del condensatore C3 e ai capi del diodo led D4, inoltre la presenza della tensione differenziale +/- 15V ai capi dei condensatori C6 e C9.

➤ Ricezione segnali dal DSP e tempi morti

Il passo successivo è stato l'assemblaggio dei componenti usati per la ricezione dei segnali PWM provenienti dalla DSP.

All'inverter, i segnali possono essere inviati con due metodi:

1. attraverso segnali differenziali, in cui i due segnali sono uno il negato dell'altro, il segnale utile lo si ottiene dalla differenza dei due. Il vantaggio di questo tipo di trasmissione è dato dal fatto che i rumori si sommano ad entrambi i segnali e quando si effettua la differenza dei segnali il rumore si annulla. Questo tipo di trasmissione è immune alla tensione di modo comune.

Lo svantaggio di questo tipo di trasmissione è dato dal maggior numero di componenti richieste.

Lo schema della ricezione dei segnali differenziali è rappresentato nella figura 4.2 .

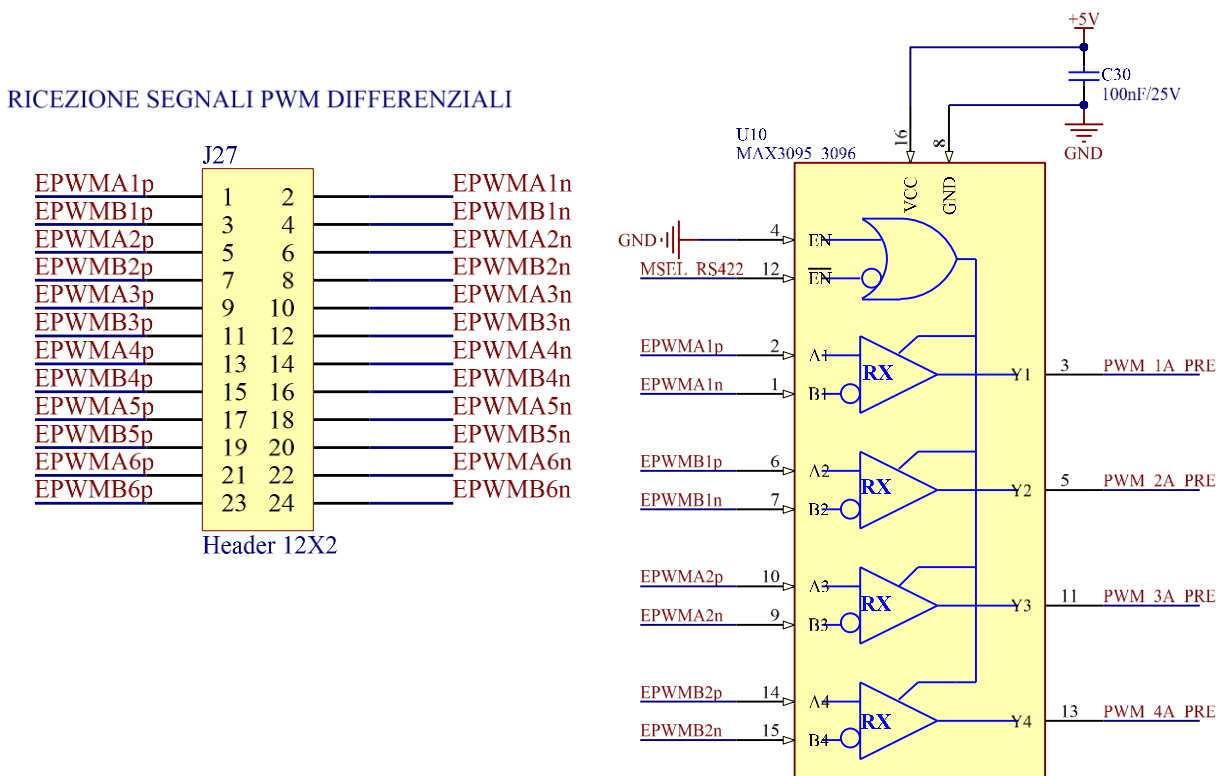


Figura 4. 2 Ricezione segnali PWM differenziali.

Il componente MAX3095\_3096 richiede l'alimentazione di 5V stabilizzata con una capacità di 100 nF e fornisce in uscita il valore del segnale PWM privo del rumore di modo comune, usando questo tipo di segnali sono richiesti tre componenti MAX3095\_3096, uno per ogni ramo d'inverter.

- Attraverso segnali unipolari, i quali risentono del rumore di modo comune. Per la trasmissione dei dati è sufficiente un componente il SN74ABT5402A, rappresentato in Figura 4.3, il quale richiede una tensione di 5V stabilizzata con una capacità di 100nF. Esso consiste in un buffer a 12 bit il quale possiede 2 segnali di gate (OE1 OE2) che abilitano la trasmissione se sono posti ad un segnale basso e ciò avviene con l'ausilio di un jumper con il quale è possibile selezionare il metodo con cui ricevere i segnali.

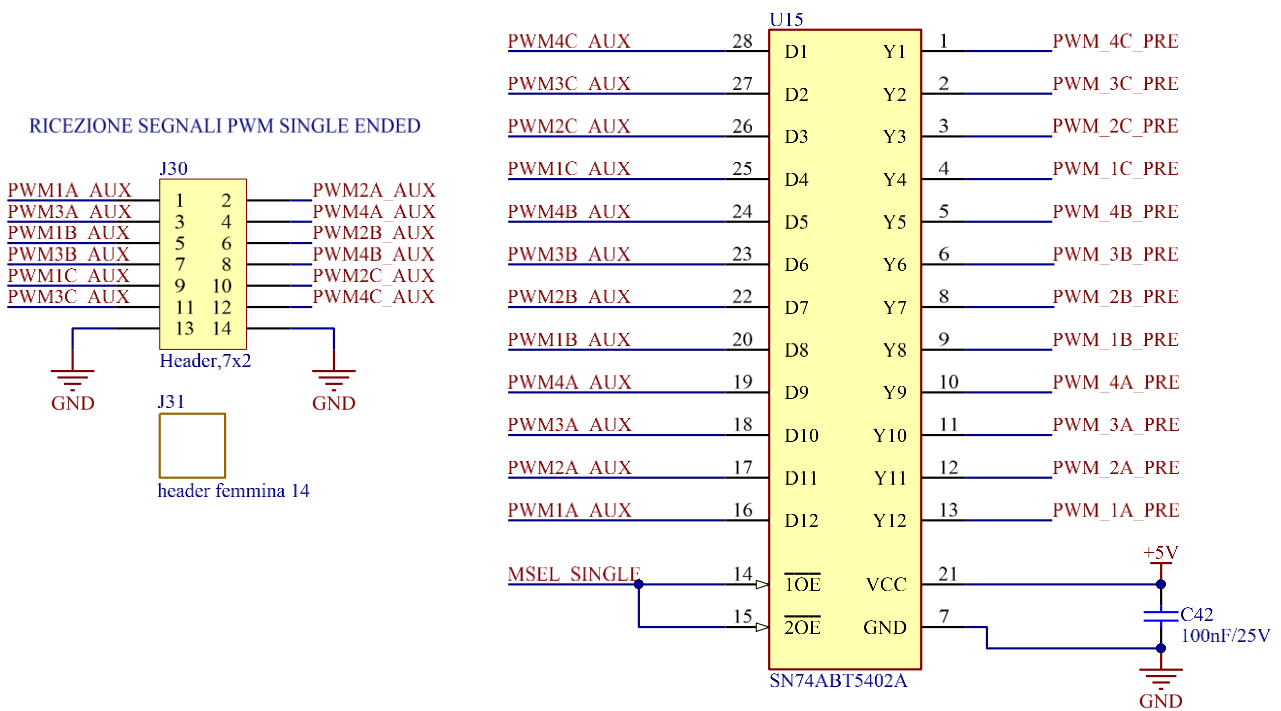


Figura 4.3 Ricezione segnali PWM unipolari.

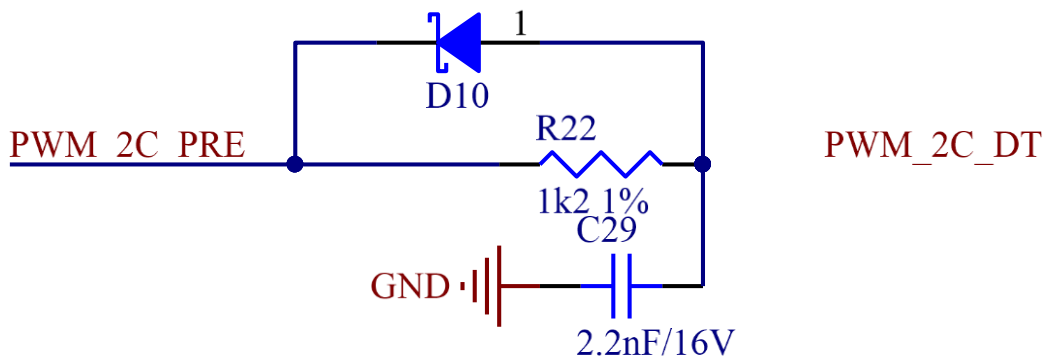


Figura 4.4 circuito RC.

I segnali ricevuti sono poi inviati in ingresso ad un filtro RC (Figura 4.4) il quale aggiunge i tempi morti ai segnali in modo da evitare l'accensione contemporanea di due MOSFET relativi a due configurazioni diverse.

Il circuito RC, avente valore di resistenza pari a 1.2 k $\Omega$  e capacit  di 2.2 nF, introduce un ritardo di 2.64  $\mu$ s, le uscite sono poi inviate ad un ulteriore buffer, il quale viene abilitato dal segnale di Fault proveniente dalla rete di Enable che in caso di configurazioni incompatibili fornisce un segnale alto che disabilita le uscite del buffer altrimenti invia i segnali ai driver dei MOSFET.

Terminato l'assemblaggio della ricezione dei segnali, si   poi verificato l'effettivo funzionamento dei componenti e l'introduzione dei tempi morti (Figura 4.5) per ogni segnale PWM inviato dalla DSP come segnale unipolare.

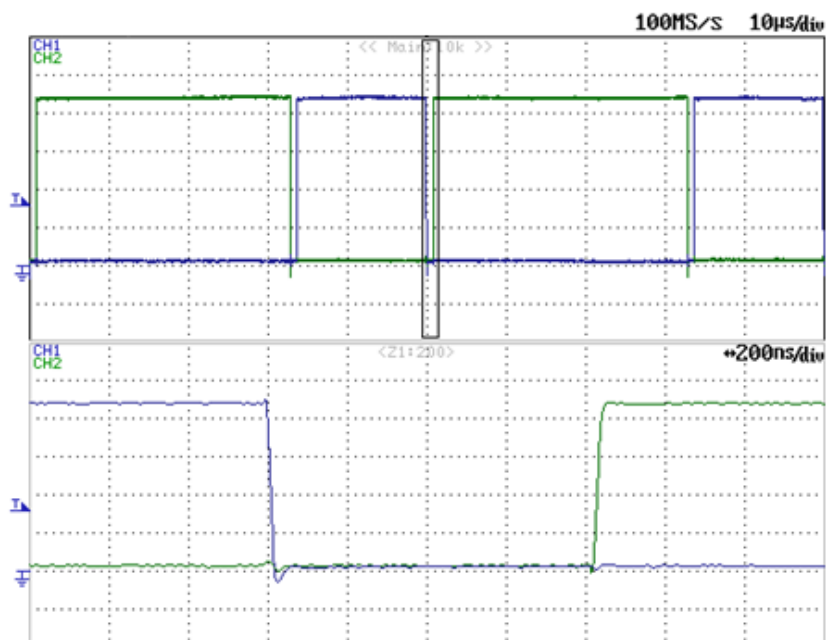


Figura 4. 5 Tempo morto del canale 1 e 2 della PWM 1 e 2 ramo A.

### ➤ Rete di Enable

La rete di Enable consiste in una rete logica costituita da porte AND, NAN, OR con le quali   possibile verificare che le configurazioni provenienti dalla DSP siano effettivamente applicabili senza causarne danni all'inverter.

I segnali in ingresso alla rete di Enable (Figura 5.6) sono i segnali in uscita dai filtri passa-basso per l'introduzione dei tempi morti, se la configurazione inviata non risultasse applicabile all'inverter, la rete Enable fornisce un segnale di Fault alto ed un segnale di Ready basso, i quali comandano il Buffer SN74ABT5402A della ricezione dei segnali ed impone l'apertura degli interruttori dei rami



dell'inverter. Le configurazioni dannose per l'inverter sono quelle che prevedono la contemporanea conduzione dei MOSFET Q1:Q4; Q1:Q2; Q2:Q3, Q3:Q4.

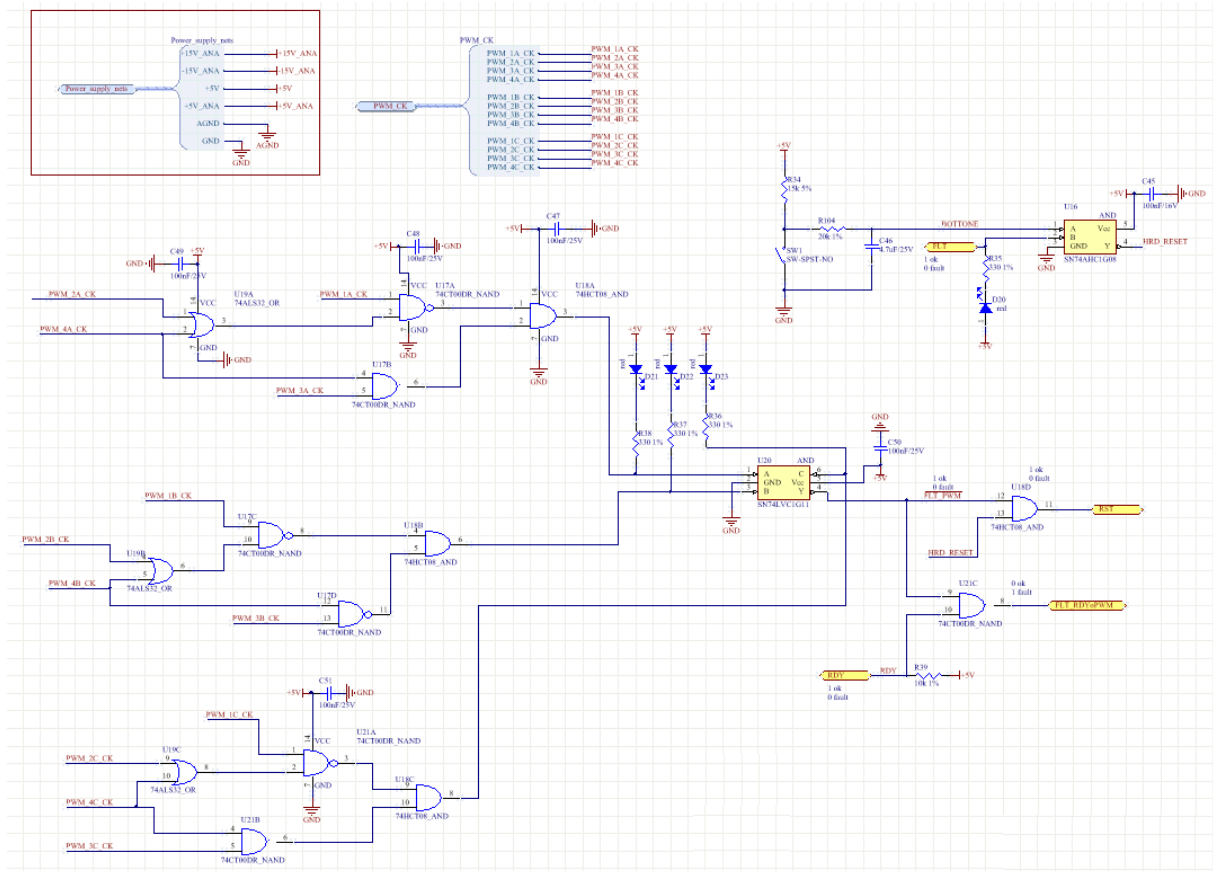


Figura 4. 6 Rete di Enable.

Per il collaudo si sono inviate dalla DSP delle configurazioni non applicabili all'inverter e verificato che il segnale di Fault diventasse alto disabilitando il Buffer come mostrato in Figura 4.7:

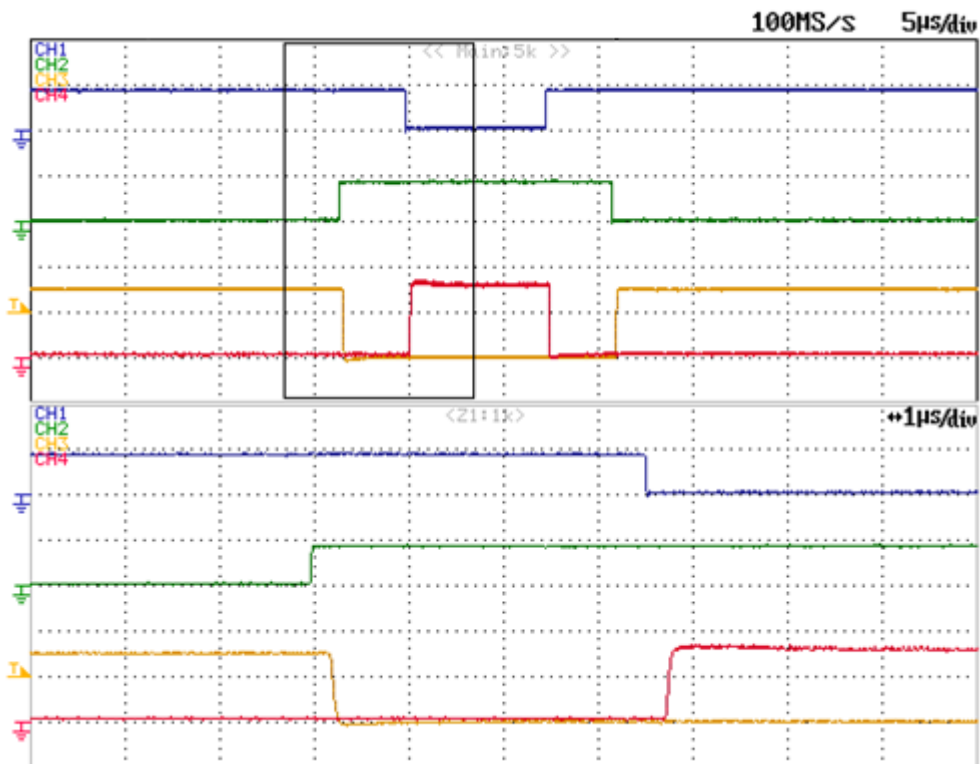


Figura 4. 7 Fault derivante dalla attivazione contemporanea delle PWM.

➤ Ramo di inverter

L'assemblaggio del ramo d'inverter è avvenuta dopo aver installato il sistema di dissipazione, il quale è costituito da un dissipatore in alluminio e 3 ventole alimentate a 12V.

Il ramo d'inverter è costituito da 4 MOSFET C2M0080120D Silicon Carbide Power MOSFET della CREETM (Figura 5.8), avente tensione di blocco di 1200 V, corrente di drain di 36 A e resistenza drain-source di 80 mΩ. Nel ramo di Clamp è stato utilizzato il C3M0065090D Silicon Carbide Power MOSFET della CREETM avente tensione di blocco di 900 V, corrente di drain di 36 A e resistenza drain-source 65 mΩ.

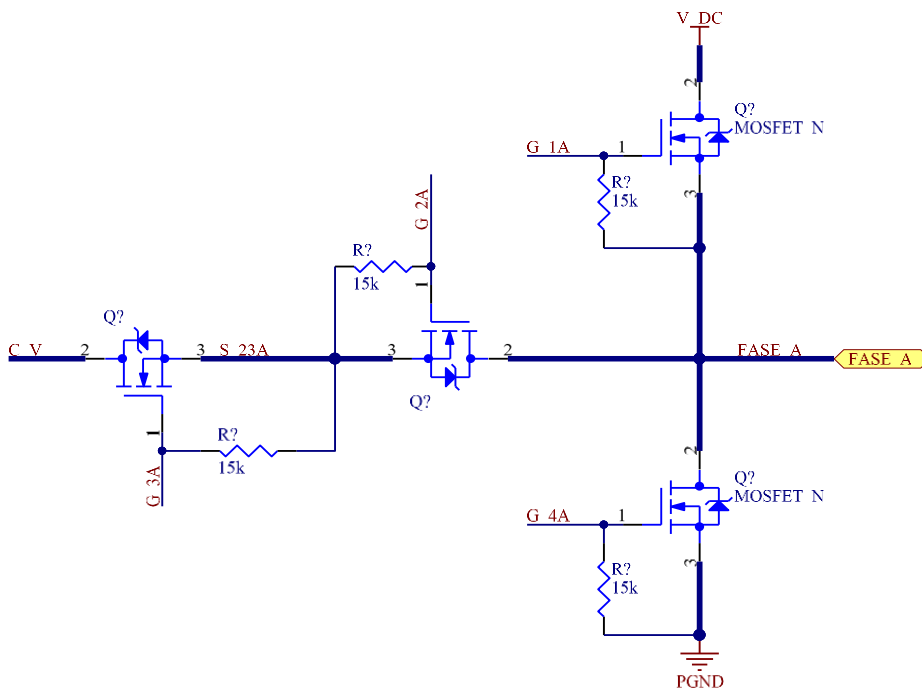


Figura 4. 8 Ramo di inverter.

### ➤ Driver

Le schede Driver (Figura 5.9) sono costituite da singole schede realizzate separatamente e poi installate sull'inverter, esse sono 12, quattro per ogni ramo di inverter. I driver pilotano i MOSFET ricevendo in ingresso i segnali PWM, uscenti dal Buffer di ricezione in cui sono inseriti i tempi morti. I segnali hanno un'ampiezza di 5V e un altro segnale d'ampiezza 16V il quale costituirà l'ingresso dei MOSFET.

Il secondo scopo delle schede Driver è garantire l'isolamento galvanico tra la parte di potenza e la parte di segnale della scheda.

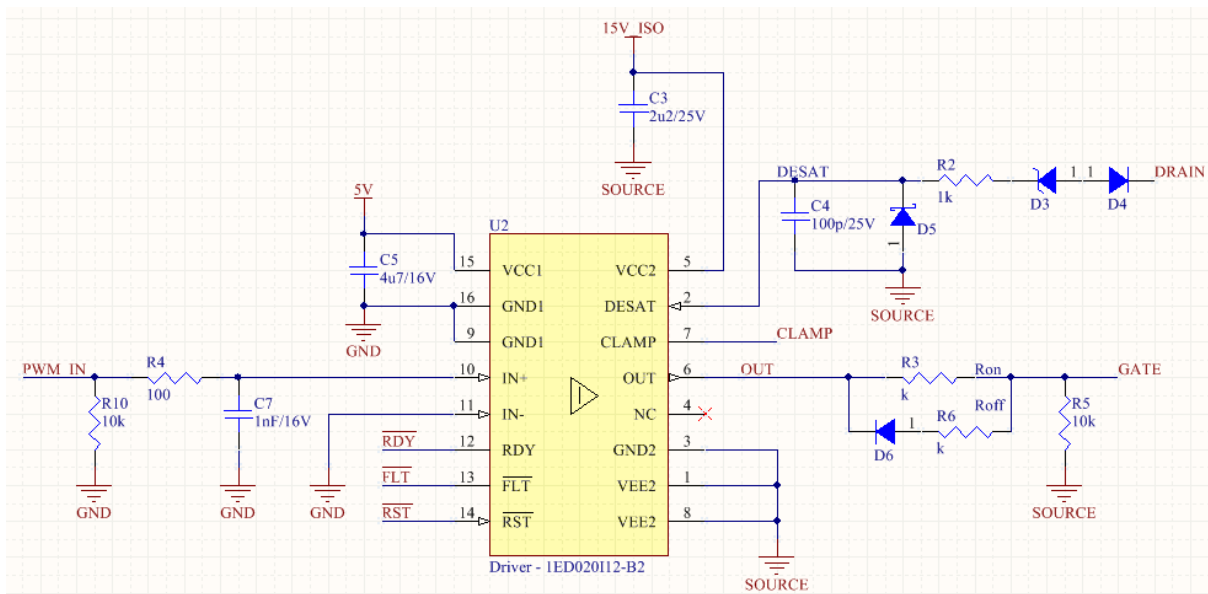


Figura 4. 9 Schema Driver.

➤ Ramo di frenatura

Il ramo di frenatura (Figura 4.10) ha lo scopo di proteggere i componenti dell'inverter nel caso in cui il flusso di potenza si inverta e la tensione ai capi del Bus DC aumenti. In tal caso si potrebbero raggiungere valori di tensione troppo elevati e non supportati dai componenti per cui, si utilizza un chopper di frenatura che collega il Bus DC ad una resistenza esterna nella quale l'energia viene dissipata sotto forma di calore, proteggendo quindi i componenti.

Per determinare quando collegare il Bus DC con la resistenza esterna si usa un comparatore ad isteresi il quale confronta un segnale, proporzionale alla tensione del Bus DC, ottenuto con un partitore resistivo ed un valore di Off-Set fissato agendo sulla resistenza variabile R57, nel caso in cui la tensione superi tale soglia avvien il collegamento.

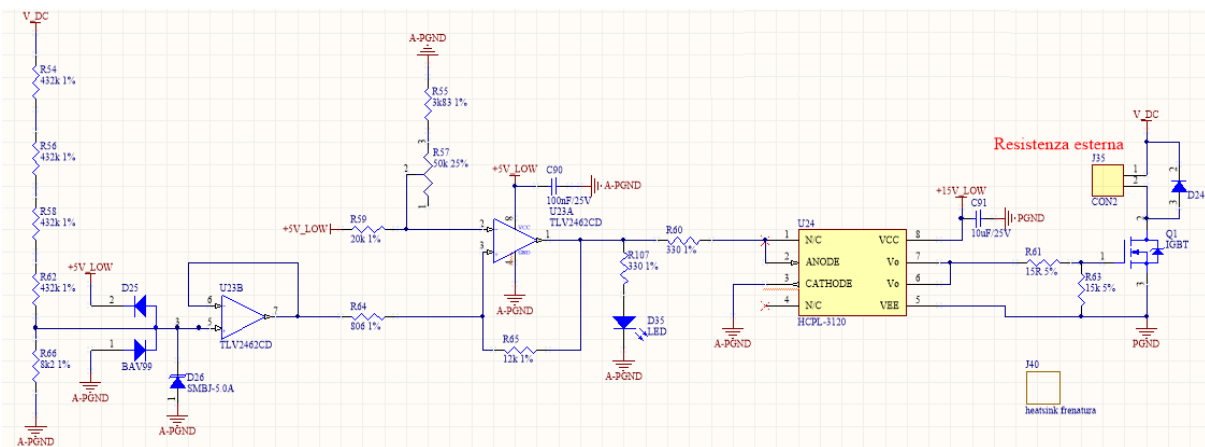


Figura 4. 10 Ramo di frenatura.

### ➤ Sensori

I sensori effettuano le misure di tensioni e correnti presenti nell'inverter ed attraverso i connettori BNC inviano tali informazioni al DSP, il quale fornisce un determinato numero di bit ad un corrispondente valore di tensione, per poi riconvertire le grandezze in tensioni. Per fare ciò occorre definire un valore di Off-set e Gain a seconda della grandezza misurata e successivamente si implementa la relazione:

$$I_A = (ADC_{res} - Offset) * GAIN$$

Dove:

$ADC_{res}$  è il valore di che varia tra 0 e 4096 bit corrispondenti ad una tensione variabile tra 0 e 3 V.

*Offset* è un valore definito autonomamente.

*GAIN* è un valore ricavato per via sperimentale, misurando grandezze note e ricavando tale valore con la formula inversa alla precedente ponendo come incognita il *GAIN*.

### ➤ Sensori di corrente

Si sono utilizzati 3 sensori ACS712-30 A per le correnti di fase, i quali sono sensori ad effetto Hall in cui un avvolgimento in rame avvolto su un nucleo ferromagnetico crea un campo magnetico, il quale è poi convertito in una tensione proporzionale alla corrente, come rappresentato in Figura 4.11:

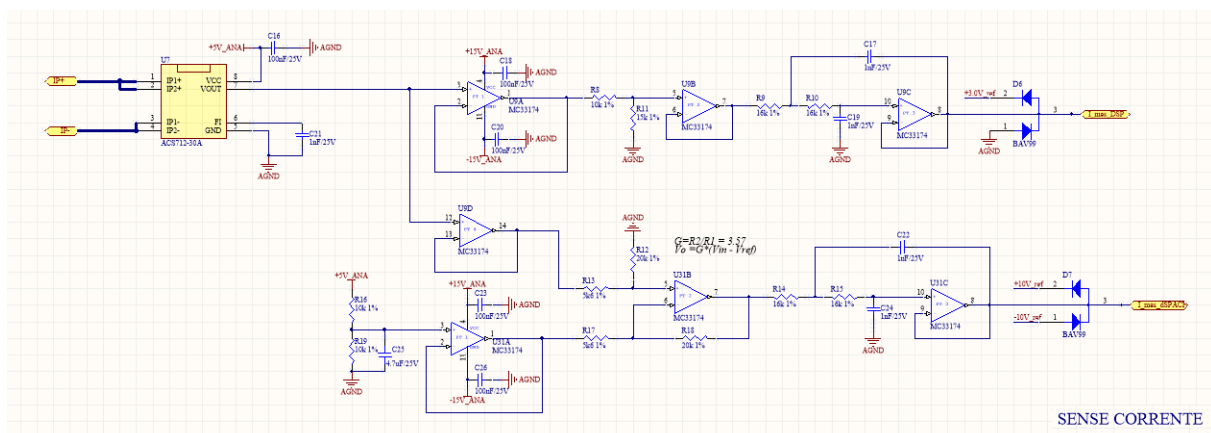


Figura 4. 11 Sensori di corrente.

I sensori sono stati tarati con i valori di tabella 4.1.

	I <sub>A</sub>	I <sub>B</sub>	I <sub>C</sub>
Offset	2051	2057	2055
Gain	0.01825 mV	0.01814 mV	0.01805 mV

Tabella 4.1 Taratura preliminare dei sensori di corrente.

➤ Sensori delle tensioni concatenate

Per determinare i valori della tensione di rete si sono utilizzati tre sensori ACPL-C79A (Figura 4.12), i quali garantiscono l'isolamento elettrico. Le informazioni sono trasmesse tra ingresso ed uscita in forma ottica, in ingresso ricevono un segnale proporzionale alla tensione di rete tramite il partitore resistivo e forniscono un segnale in tensione già al livello richiesto dal DSP.

Questi sensori hanno ingressi ed uscite differenziali che rendendo così i valori misurati più precisi e con rumori limitati.

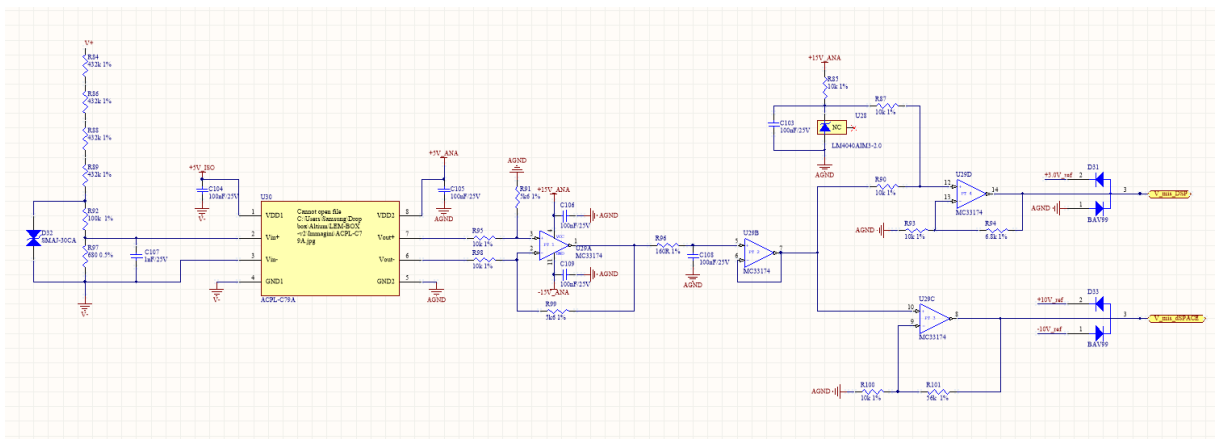


Figura 4.12 Sensori delle tensioni concatenate.

I sensori sono stati tarati tramite i valori di tabella 4.2.

	V <sub>12</sub> [mV]	V <sub>23</sub> [mV]	V <sub>31</sub> [mV]
Off-Set	0	0	0
Gain	0.5259	0.5281	0.5271

Tabella 4. 2 Taratura preliminare dei sensori di tensione.

➤ Sensori di tensione del Bus DC

Per le misure di tensione del Bus Dc sono stati usati due sensori analoghi a quelli usati per le misure della tensione di rete, ciò che cambia sono i due partitori usati per la misura della tensione del Bus-DC e la misura del punto centrale.

I sensori sono stati tarati mediante i valori di tavella 4.3.

	V <sub>dc</sub> [mV]	V <sub>dc/2</sub> [mV]
Off-Set	0	0
Gain	0.2202	0.1135

Tabella 4. 3 Taratura preliminare dei sensori di tensione.

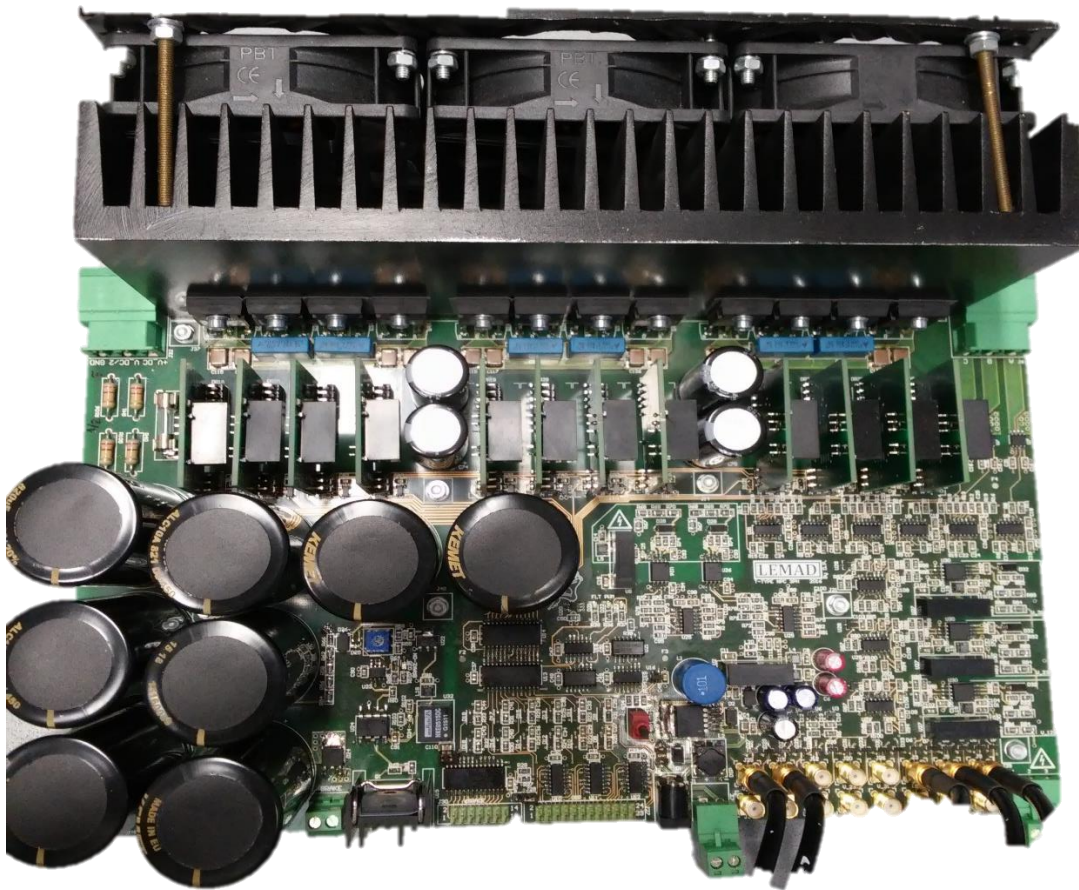
➤ Bus DC

Il Bus DC è costituito da 12 condensatori elettrolitici, i quali hanno una capacità di 1.8 mF necessaria ad ottenere un ripple della tensione V<sub>dc</sub> di 31 V; e da 12 condensatori in poliestere i quali sopperiscono alle rapide richieste di corrente, questi sono situati il più vicino possibile ai rami in modo tale da limitare gli effetti degli accoppiamenti induttivi parassiti.

In parallelo ai condensatori vi sono resistenze da 330 kΩ il cui scopo è bilanciare la tensione ai capi dei condensatori e rendere la fase di scarica più rapida.



L'inverter realizzato è quello rappresentato in Figura 4.13 nel quale si possono osservare tutte le parti precedentemente descritte.



*Figura 4. 13 Inverter NPC T-type al termine dell'assemblaggio.*

## 4.2 Progettazione della scheda per l'interfaccia dei due inverter

La DSP utilizzata può gestire solo 12 segnali PWM ma, poiché ciascun inverter, ne richiede 12, è stato necessario ottenere altrettanti segnali PWM per poter pilotare i due inverter. È stato quindi necessario progettare una scheda, rappresentata in Figura 4.14 e 4.15, la quale riceve in ingresso 6 segnali PWM differenziali e, attraverso una rete logica, crea i rispettivi reciproci che saranno poi utilizzati per pilotare due MOSFET dei rami.

Per la progettazione, si è sfruttata la caratteristica dell'inverter NPC T-type, precedentemente descritta, secondo la quale non ci possono essere 4 segnali PWM uguali in un ramo. Se Q1 e Q2 sono attivi non lo possono essere anche Q3 e Q4 perciò, si utilizzano porte Not per effettuare i negati dei segnali ricevuti dalla DSP.

In questo modo la DSP gestisce 6 segnali PWM per ciascun inverter, due per ramo e non più quattro.

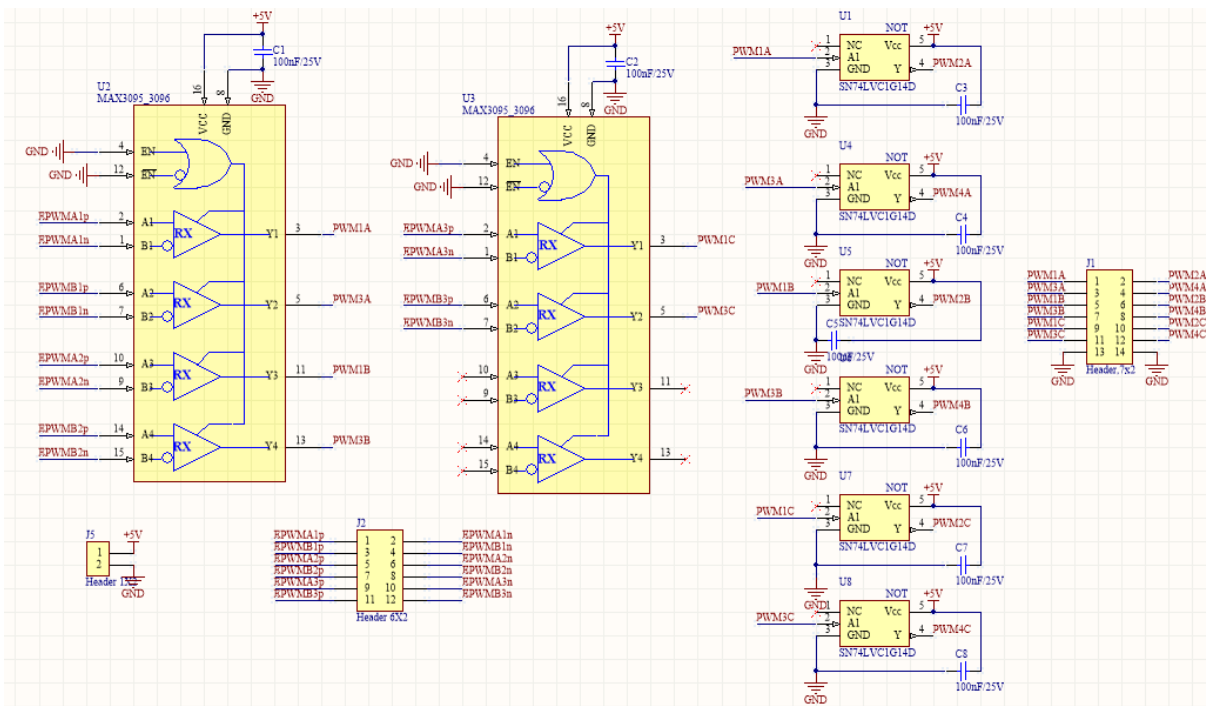
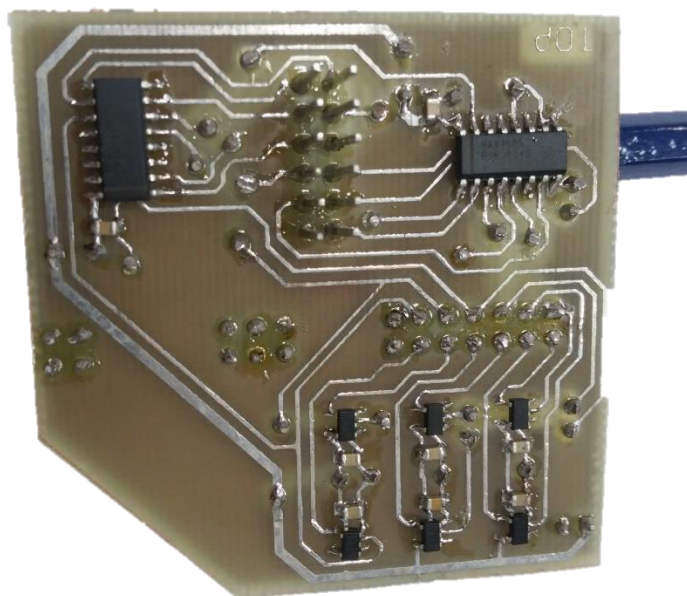


Figura 4. 14 Interfaccia inverter.



*Figura 4. 15 Scheda d'interfaccia inverter realizzata.*



## 5 Simulazioni

In questo capitolo viene mostrato come è stato simulato il funzionamento dell'inverter NPC T-type in ambiente Simulink MatLab per poter verificare il corretto funzionamento della strategia di controllo dell'inverter sia nel caso trifase che nel caso pentase.

Per la simulazione si è utilizzato Simulink, un Toolbox di MatLab che permette di modellizzare sistemi dinamici con diagrammi a blocchi utilizzando i moduli predefiniti presenti nella sua libreria oppure, offre la possibilità di creare nuovi moduli e di simularne il funzionamento visualizzando in tempo reale l'andamento delle grandezze d'interesse e salvare i dati nel Workspace di MatLab per poterli rielaborare successivamente.

Un altro Toolbox utilizzato è stato Plecs, il quale permette di realizzare circuiti elettrici in modo più intuitivo rispetto all'uso di Simulink ed anche l'utilizzo dei relativi oscilloscopi per alleggerire la simulazione.

## 5.1 Descrizione dello schema di controllo dell'inverter trifase

Il controllo dell'inverter è stato effettuato utilizzando un regolatore PIR (proporzionale integrale risonante) in retroazione negativa in cui, il valore attuale del sistema, è determinato dal segnale errore calcolato come differenza tra l'uscita del sistema ed il segnale di riferimento voluto.

Il PIR risponde in modo tale da annullare il segnale al suo ingresso per ottenere in uscita un valore coincidente con il riferimento. Il PIR, presenta:

- un termine proporzionale, il quale corrisponde ad un fattore moltiplicativo che varia il guadagno del regolatore;
- un termine integrale, il quale aiuta la convergenza verso lo zero;
- un termine risonante, che richiede il valore della frequenza in quanto rende idealmente infinito il guadagno alla frequenza di risonanza e nullo per gli alti valori,

Nella realtà l'andamento del termine risonante non è un delta di Dirac ma presenta un valore non nullo, ma molto limitato, per valori prossimi alla frequenza di risonanza.

Per tarare i PIR si sono usate le relazioni seguenti le quali tengono conto delle proprietà del carico e della frequenza di commutazione utilizzata:

$$K_i = \frac{R}{8T_c}$$

$$K_p = K_i \frac{L}{R}$$

*Equazione 5.1*

In cui  $R$  è la resistenza del carico,  $L$  l'induttanza ed  $T_c$  il tempo di commutazione.

Nel controllo implementato, rappresentato in Figura 5.1, sono stati utilizzati due regolatori PIR, in quanto il segnale sinusoidale di riferimento è scomposto secondo l'asse  $d$  e l'asse  $q$ . Ciò è stato possibile grazie all'utilizzo di blocchi contenenti le trasformate diretta ed inversa di Clarke.

Attraverso la trasformata inversa di Clarke si ottengono gli andamenti delle tre modulanti.

Inserendo, all'interno del blocco *cmv4* (Figura 5.21), i valori delle modulanti, i valori delle tensioni del Bus DC ed i valori delle correnti d'uscita, è possibile implementare l'algoritmo di controllo precedentemente illustrato. Il procedimento, inizialmente elimina la componente omopolare. Dopo di



Dal valore delle tensioni sui condensatori del Bus DC si ricava il valore dell'errore espresso in per unità.

$$e = \frac{E_{dc1} - E_{dc2}}{E_{dc1} + E_{dc2}}$$

Equazione 5.2

Si trova il valore della corrente di squilibrio dalla relazione del condensatore tramite l'Equazione 5.3.

$$E_{dc} = \frac{1}{C} \int_0^t \frac{i_o}{2} dt + E_0$$

Equazione 5.3

Nella nostra condizione i condensatori si trovano già caricati al loro valore di  $E_0$  per cui, non è necessario sommare il suo valore; applicando la trasformata di Laplace si trova:

$$E_{dc}(s) = \frac{i_o(s)}{2sC}$$

Equazione 5.4

La corrente di squilibrio è perciò modulabile attraverso un coefficiente di proporzionalità, il quale deve tenere in considerazione l'errore precedentemente calcolato:

$$i_o = K e$$

Equazione 5.5

Il valore del coefficiente di proporzionalità K è stato calcolato risolvendo lo schema a blocchi rappresentato in Figura 5.2:

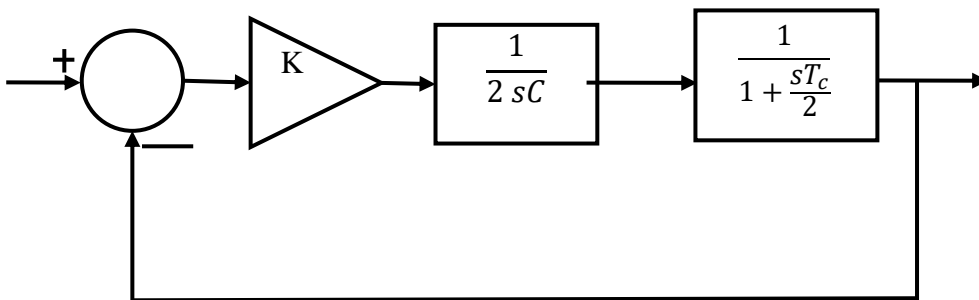


Figura 5.2 Schema a blocchi per la determinazione di K.

In cui, il blocco  $\frac{1}{2sC}$  rappresenta il banco di condensatori di capacità C ed il blocco  $\frac{1}{1 + \frac{sT_c}{2}}$  rappresenta la funzione di trasferimento dell'inverter in cui  $T_c$  è il tempo di commutazione. Per



risolvere lo schema si calcola prima la funzione di trasferimento della catena diretta e successivamente la funzione di trasferimento complessiva:

$$G_{(s)} = K \frac{1}{2sC} \frac{1}{1 + \frac{sT_c}{2}}$$

$$G_{(s)} = \frac{K}{2sC + s^2CT_c}$$

*Equazione 5.6*

La funzione di trasferimento complessiva della retrazione vale:

$$F_{(s)} = \frac{G_{(s)}}{G_{(s)} + 1}$$

$$F_{(s)} = \frac{\frac{K}{2sC + s^2CT_c}}{\frac{K}{2sC + s^2CT_c} + 1} = \frac{K}{K + 2sC + s^2CT_c}$$

*Equazione 5.7*

Il valore di K viene determinato con la formula risolutiva delle equazioni di secondo grado applicata a denominatore ed imponendo che il discriminante sia nullo:

$$\Delta = (2C)^2 - 4CT_cK = 0$$

*Equazione 5.8*

Da cui si trova:

$$K = \frac{C}{T_c} (E_{dc1} + E_{dc2})$$

*Equazione 5.9*

Il termine  $E_{dc1} + E_{dc2}$  tiene conto dell'espressione in per-unità del segnale errore.

Il valore di K è poi stato verificato utilizzando Sisotool (Figura 5.4) il quale permette di dimensionare il regolatore fornendogli la funzione di trasferimento del sistema nel dominio di Laplace, avendo utilizzato MatLab per la risoluzione si è abbandonata la semplificazione introdotta con l'approssimante di Padè per la modellizzazione dell'inverter e si è modellizzato come un ritardo pari al tempo di ciclo. Lo schema inserito in Sisotool è quello mostrato in figura 5.3.

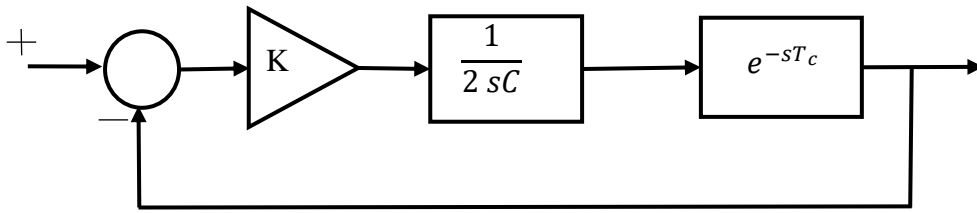


Figura 5. 3 Schema a blocchi implementato in Sisotool per determinare K.

Il valore di K è stato trovato imponendo un valore del margine di fase pari a  $75^\circ$ , tale valore ottiene una risposta al gradino unitario del primo ordine senza sovra elongazioni.

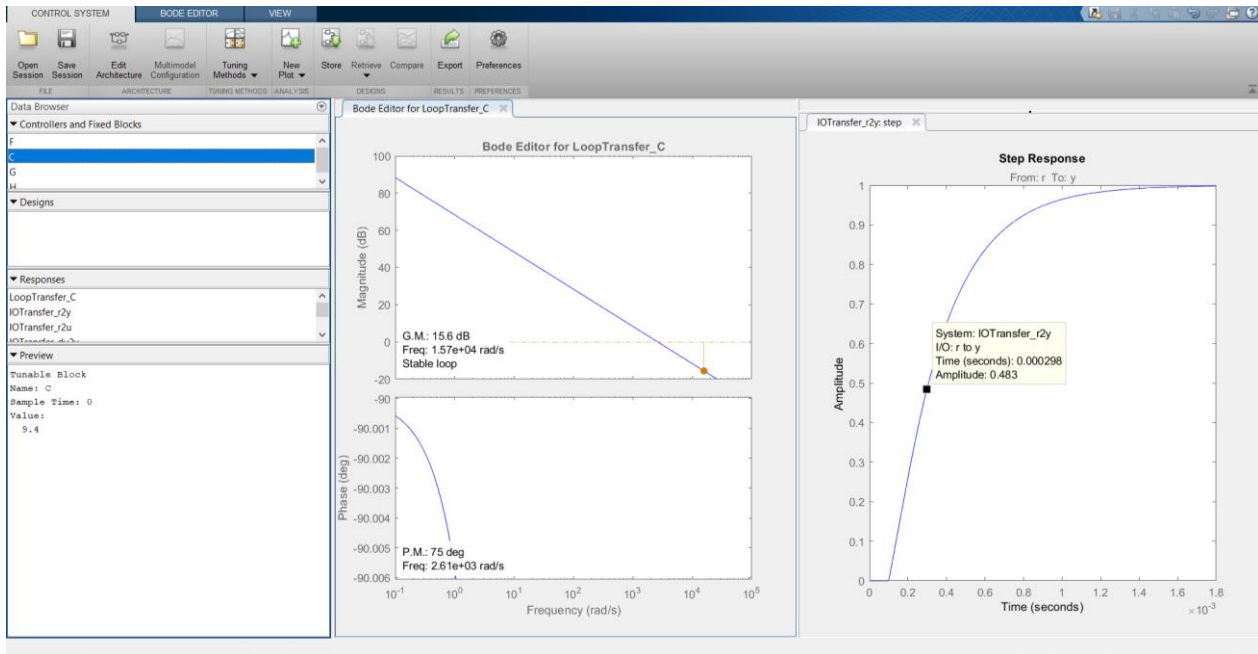


Figura 5. 4 Grafici di Sisotool per la determinazione del parametro K.

Dopo di che, noto il valore della corrente  $I_0$ , si è realizzato un blocco contenente codice MatLab che, prendendo in ingresso i valori delle modulanti prive della componente omopolare ed il valore delle correnti d'uscita misurate, determina il settore in cui ci si trova ed implementa la relazione trovata per il calcolo di  $m_0$ . Determinato il valore di  $m_0$ , si verifica che tale valore sia compreso tra il massimo ed il minimo delle modulanti, infine il valore della componente omopolare trovato è sommato alle modulati ed inviato come uscita del blocco per poter ottenere la modulazione PWM.

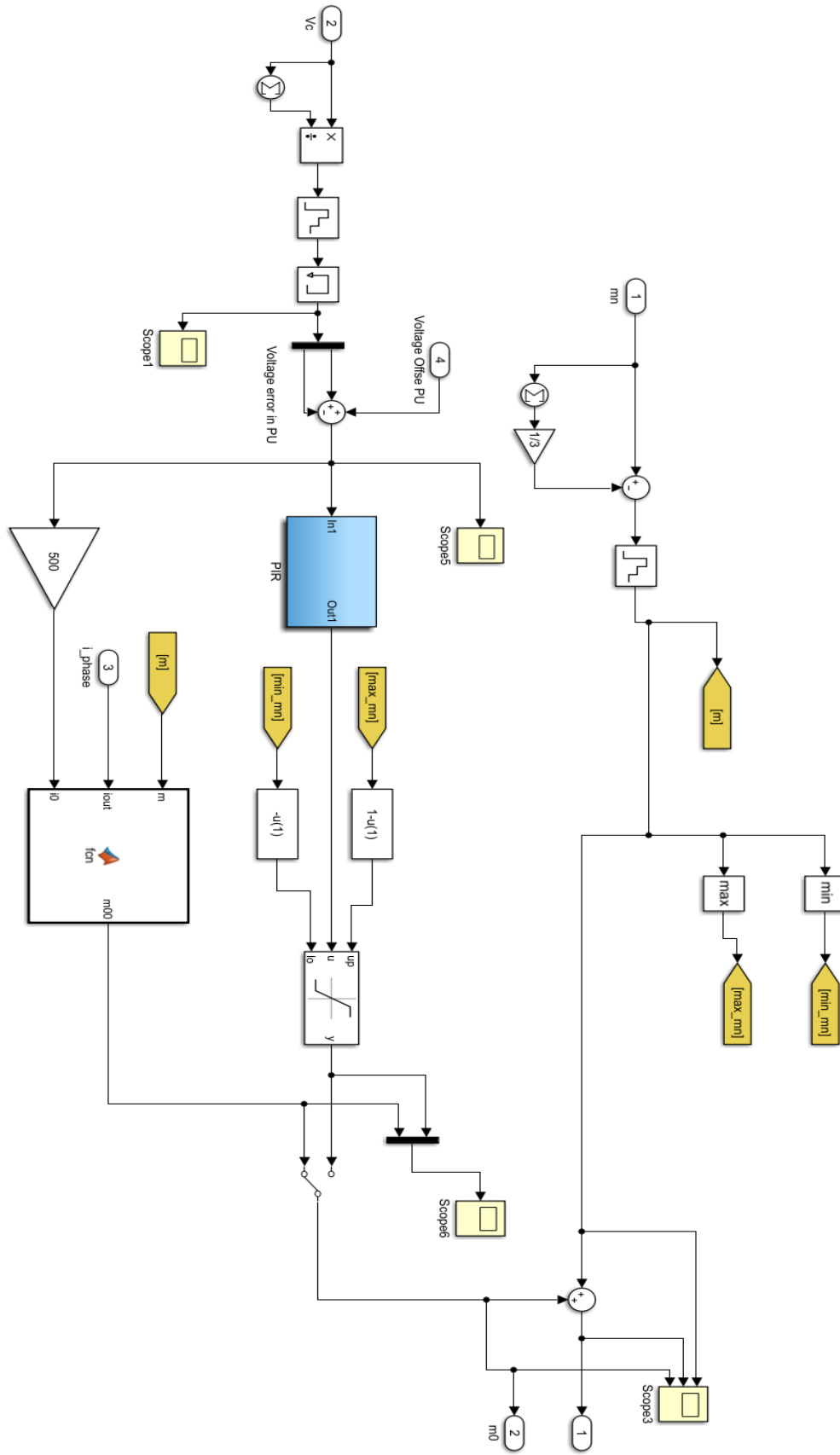


Figura 5. 5 Schema contenuto nel blocco *cmv4* per la determinazione della modulante  $m_0$ .

Gli impulsi PWM per il pilotaggio dei MOSFET sono realizzati all'interno del blocco PWM (Figura 5.6), esso riceve come ingressi i valori delle modulanti calcolate nel blocco precedente secondo l'algoritmo implementato ed il valore delle tensioni del Bus DC.

Al suo interno si realizzano due portanti triangolari, una portante bassa ( $p_l$ ) ed una portante alta ( $p_h$ ). All'interno di un blocco si inserisce il codice MatLab, il quale verifica che le modulanti siano comprese tra 0 ed 1, altrimenti le riporta in tale intervallo. Successivamente si confronta la modulante con la portante e si forniscono in uscita i segnali PWM, essi valgono 1 se la modulante, alta o bassa, risulta maggiore della portante rispettivamente alta o basse, e vale zero altrimenti.

Ai segnali PWM ottenuti sono sommati i tempi morti, prima di essere inviati come uscita ai rispettivi MOSFET.

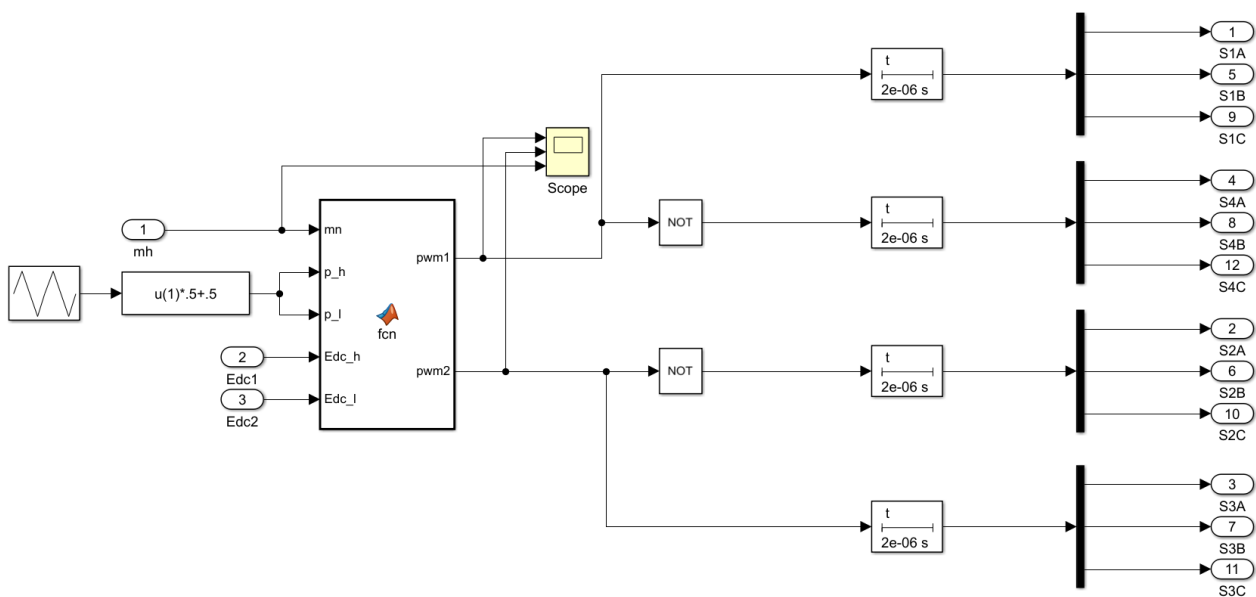


Figura 5. 6 Generazione degli impulsi PWM.

Lo schema circuitale dell'inverter è stato realizzato usando il Tool Plecs (Figura 5.7). Si sono collegati tutti i MOSFET superiori con il collettore in comune e tutti i MOSFET inferiori con l'emettitore in comune ed inseriti i rami trasversali secondo lo schema dell'inverter NPC T-type visto precedentemente in cui in parallelo ad ogni MOSFET è presente il diodo di libera circolazione.

Il carico è stato schematizzato con una stella trifase simmetrica di resistenza ed induttanza fissate a piacere attraverso due variabili definite nel file di dati MatLab. Si è preferito il collegamento a stella rispetto al collegamento a triangoli in quanto nella stella le correnti di linea coincidono con le correnti di fase ed è più facile verificare la simmetria delle correnti.

Determinato lo schema dell'inverter sono stati inseriti gli amperometri, in modo da ottenere gli andamenti delle tre correnti sul carico e delle tre correnti del Bus-DC; si sono inseriti i voltmetri per ottenere gli andamenti delle tensioni sia ai capi del carico che sul Bus-DC in modo tale da poter verificare la loro equilibratura durante la simulazione.

Le tensioni e le correnti del carico sono racchiuse tramite un Multiplexer in due segnali rispettivamente  $V_{out}$  ed  $I_{out}$  ed inviate come uscita del blocco Inverter assieme alle tensioni del Bus-DC  $V_{c1}$ ,  $V_{c2}$ , le quali saranno poi retro azionate per costituire il controllo dell'inverter.

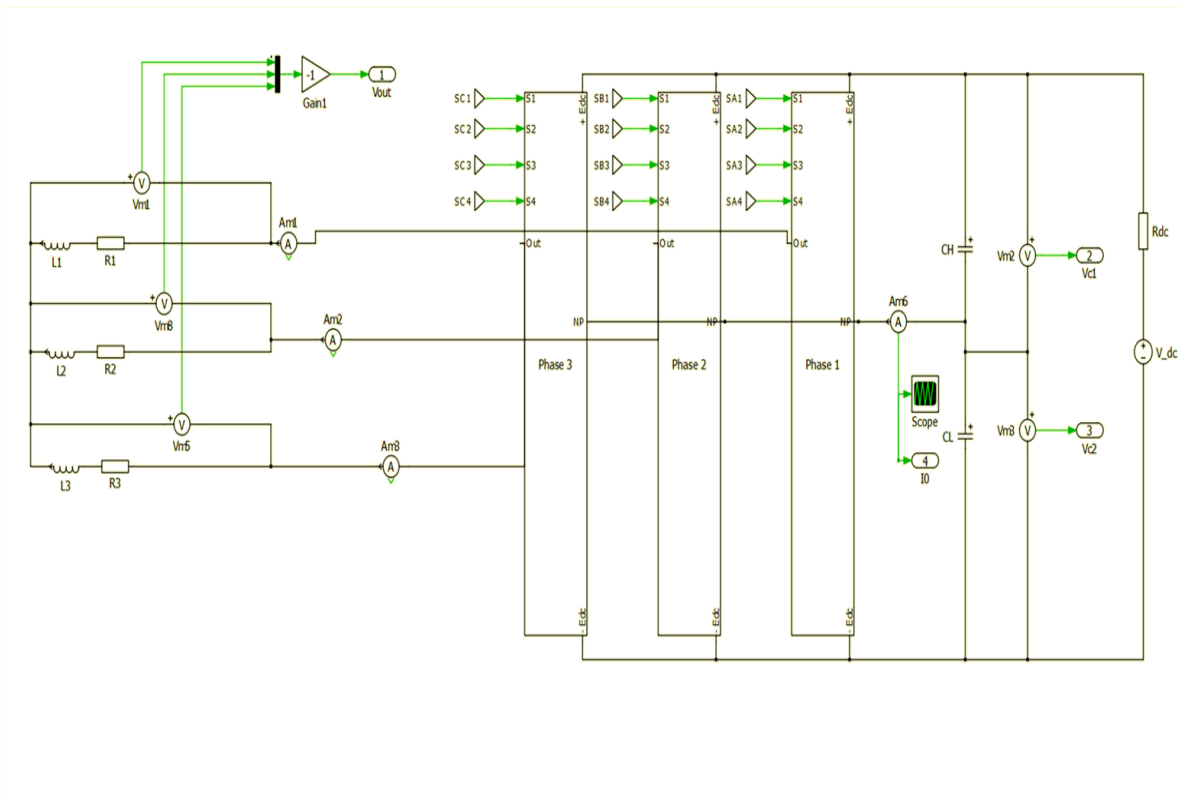


Figura 5. 7 Schema dell'inverter e del carico R-L nel caso trifase.

## 5.2 Simulazione del sistema trifase

Per simulare il funzionamento dell'inverter, si sono impostate le stesse condizioni nelle quali saranno poi svolte le prove sperimentali dell'inverter reale. Si è impostato il livello di tensione pari a 100 V e realizzato un banco di resistenze di valore  $2.2 \Omega$  ed induttanze pari a 3.54 mH.

Durante la simulazione, si sono analizzati gli andamenti delle tensioni del Bus-DC e l'andamento della modulante  $m_0$  per poter confrontare i risultati con diverse tecniche, le tecniche di modulazione utilizzate sono state la sette intervalli simmetrica e la modulazione ottimale precedentemente illustrate.

Nella configurazione trifase dell'inverter si sono svolte varie prove in diverse condizioni di carico per poter confermare con le simulazioni la curva, trovata per via numerica, rappresentata in figura 3.5.

Le prove sono state effettuate nelle seguenti condizioni:

Prova	Tensione [V]	Frequenza [Hz]	Fattore di carico
1	100	50	0.89
2	100	100	0.75
3	100	150	0.68

*Tabella 5. 1 Prove svolte in configurazione trifase.*

➤ Prova 1

La prima prova è stata svolta con un fattore di carico pari a 0.89. In queste condizioni l'indice di modulazione massimo, dai risultati teorici ottenuti, dovrebbe essere pari a 0.82.

Si sono svolte due prove per verificare tale valore: la prima (Figura 5.8) è stata effettuata utilizzando un indice di modulazione inferiore, pari a 0.75, per verificare che in tale range la nuova modulazione riuscisse ad annullare l'oscillazione della tensione ai capi dei condensatori del Bus-DC; la seconda, è stata svolta con un indice di modulazione leggermente superiore al valore massimo previsto per verificare che la tensione in tale condizioni subisse oscillazioni. Infine, si è confrontata l'ampiezza delle oscillazioni ottenute utilizzando la tecnica di modulazione ottima (Figura 5.10) in condizioni di indice di modulazione troppo elevato, con le oscillazioni ottenute utilizzando la tecnica di modulazione a sette intervalli simmetrica (Figura 5.11).

Prova 1.1

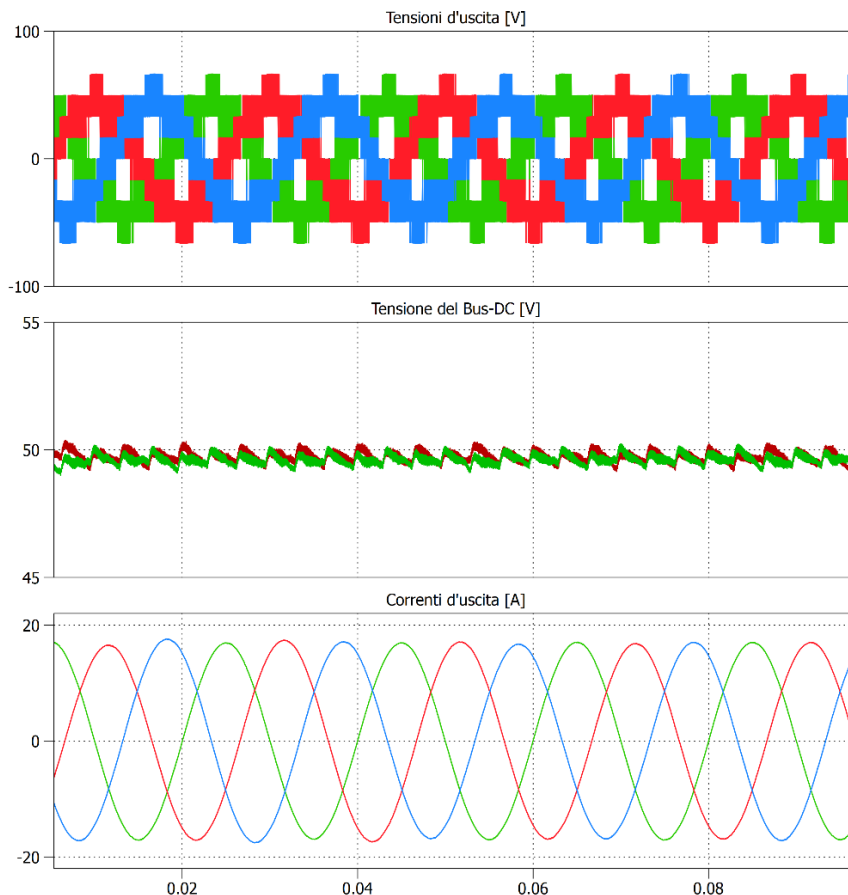


Figura 5.8 Prova 1.1 Modulazione ottima con indice di modulazione 0.75, Frequenza della prova 50Hz dall'alto: andamento delle tensioni d'uscita [V], andamento delle tensioni due condensatori del Bus-DC [V], andamento delle correnti d'uscita [A].

Dai risultati della simulazione, riportati in Figura 5.8, si nota che, le oscillazioni delle tensioni ai capi dei condensatori sono state annullate dalla tecnica di modulazione utilizzata come previsto nella teoria.

Analizzando lo spettro delle tensioni dei condensatori del Bus-DC, riportato in figura 5.9, si osserva che l'armonica di ordine 3 (150Hz), attribuibile all'oscillazione del Bus-DC, è molto limitata.



Figura 5. 9 Spettro delle tensioni ai capi dei condensatori del Bus-DC durante la prima prova.



➤ Prova 1.2

Aumentando il valore del riferimento di corrente fino ad ottenere un valore dell'indice di modulazione per cui la tecnica non riesce più ad annullare l'oscillazione della tensione, si ottiene l'andamento mostrato nella Figura 5.10:

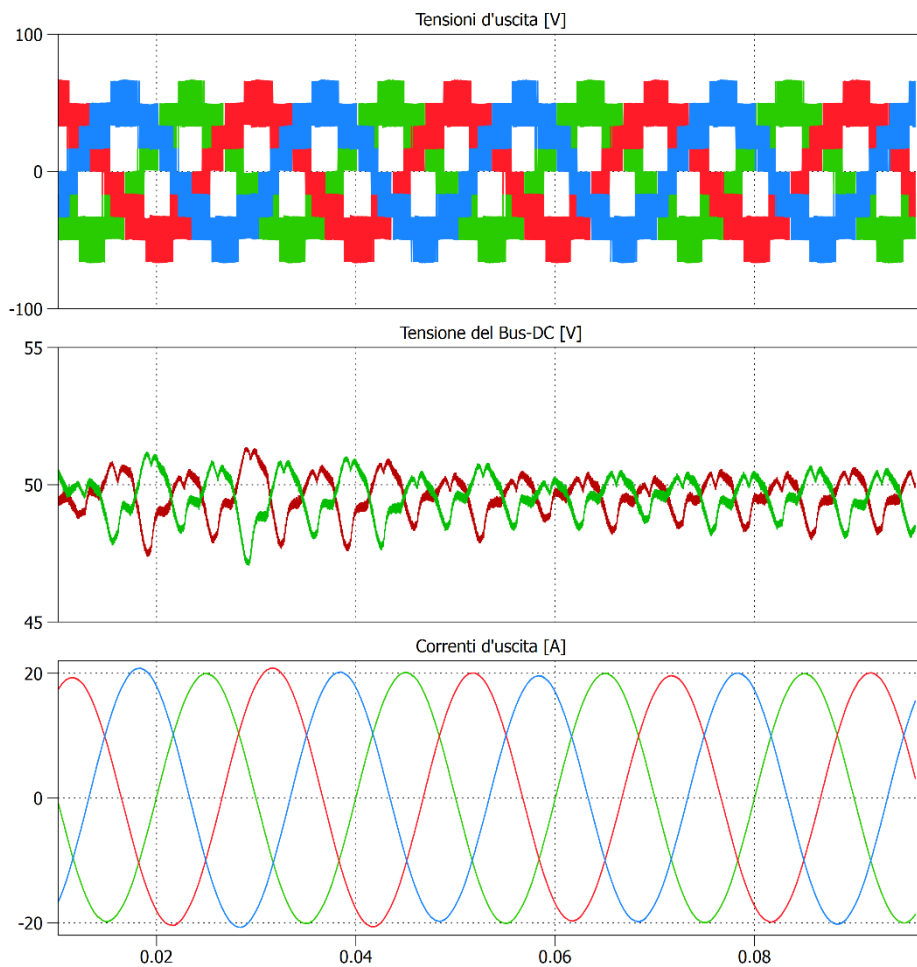
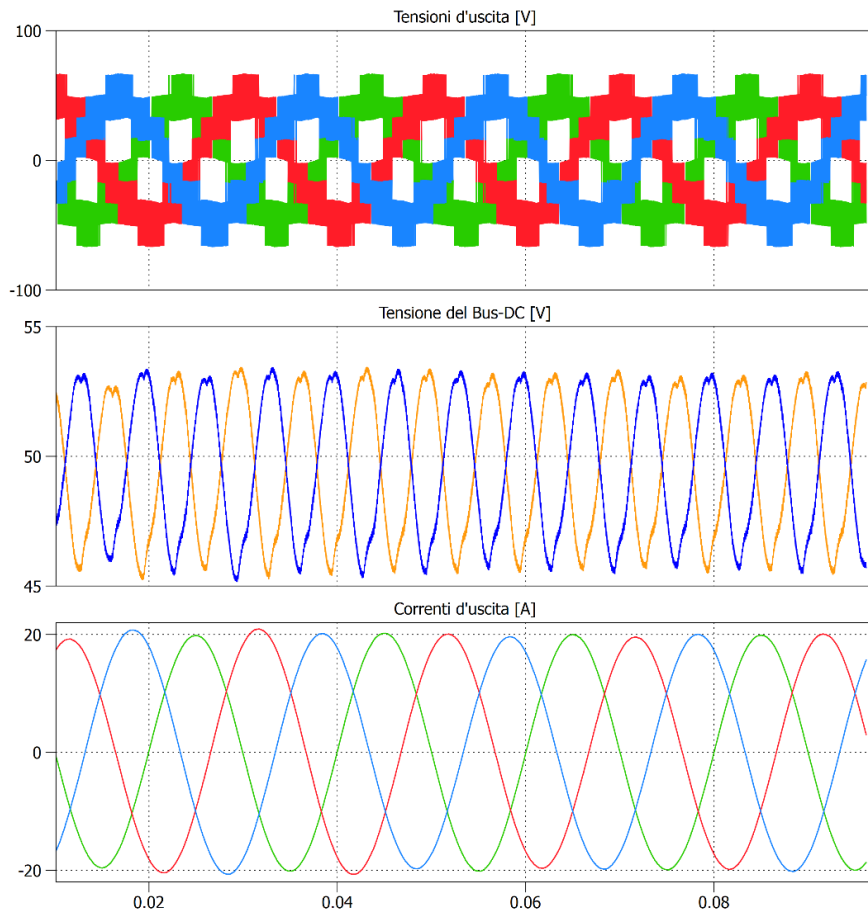


Figura 5. 10 Prova 1.2 Modulazione ottima con indice di modulazione 0.85, Frequenza della prova 50Hz.

Dall'alto: andamento delle tensioni d'uscita [V], andamento delle tensioni due condensatori del Bus-DC [V], andamento delle correnti d'uscita [A].

Nella prova si è imposta una corrente di riferimento di 20 A, a cui corrisponde l'indice di modulazione pari a 0.85, superiore al limite massimo previsto per il punto in esame pari a 0.82. In tali condizioni si nota una piccola oscillazione della tensione del Bus-DC, la quale non è stata annullata dalla tecnica di modulazione ma solo limitata.

Si confronta ora l'oscillazione ottenuta con quella che si ottiene utilizzando la tecnica PWM a sette intervalli simmetrica nelle stesse condizioni:



*Figura 5. 11 Prova 1.2 Modulazione a sette intervalli con indice di modulazione 0.85, Frequenza della prova 50Hz.*

*Dall'alto: andamento delle tensioni d'uscita [V], andamento delle tensioni due condensatori del Bus-DC [V], andamento delle correnti d'uscita [A].*

Dai risultati riportati in Figura 5.11, si nota che l'oscillazione risulta molto più ampia rispetto alla modulazione precedente, ciò lo si può osservare meglio dal confronto degli spettri delle tensioni ai capi dei condensatori del Bus-DC riportati nella Figura 5.12, in cui si nota che la componente dovuta alla terza armonica (150Hz), nel caso si utilizzi la PWM a sette intervalli simmetrica, risulta maggiore al caso in cui si utilizza la modulazione ottimale.

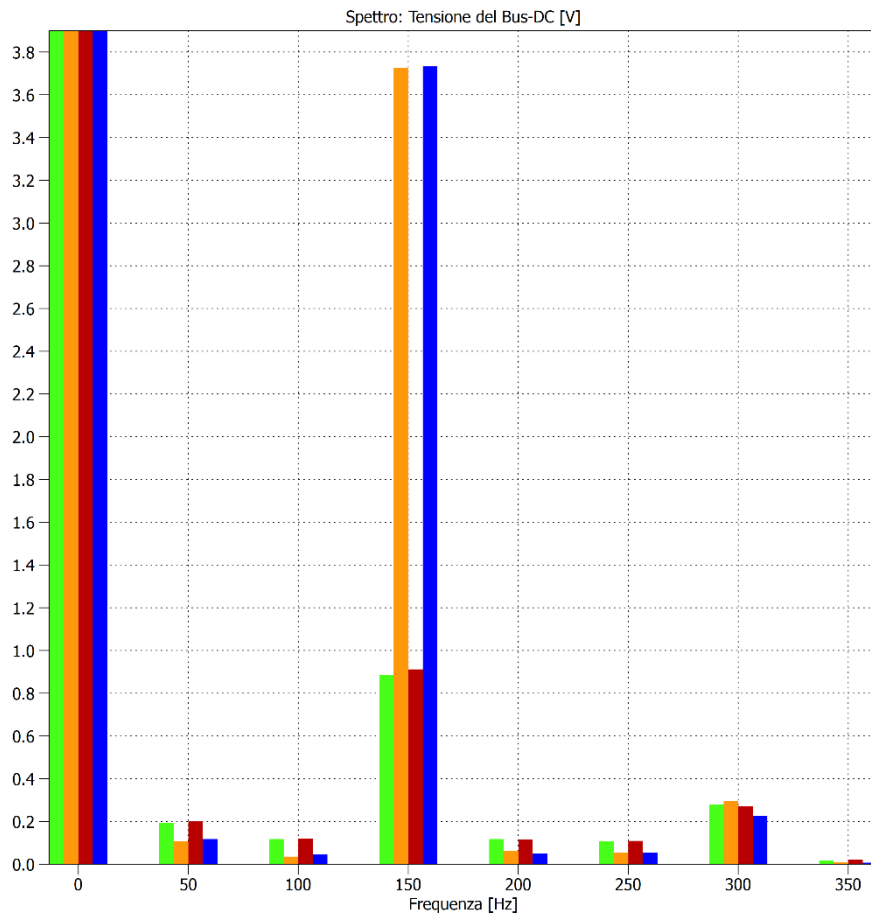


Figura 5. 12 Confronto dello spettro delle tensioni ai capi dei condensatori utilizzando la modulazione a sette intervalli (arancione Edc1 Blu Edc2) e la modulazione ottimale (verde Edc1 rossa Edc2).

È evidente che, anche se l'oscillazione non è stata annullata a causa della richiesta di un riferimento di corrente troppo elevato, la tecnica di modulazione ottimale riesce a garantire la minima oscillazione della tensione ai capi dei condensatori del Bus-DC. Dal confronto si nota che l'ampiezza delle oscillazioni introdotte dalla modulazione a sette intervalli, è quattro volte superiore a quella ottenuta con la modulazione ottimale.

➤ Prova 2

La seconda prova è stata svolta ad una frequenza di 100Hz per ottenere un diverso valore del fattore di potenza del carico e poter analizzare una zona differente della curva riportata in Figura 3.5.

Alla frequenza di 100Hz si ha un fattore di potenza del carico pari a 0.75. In tali condizioni l'indice di modulazione massimo per il quale la tecnica ottimale riesce a garantire l'annullamento dell'oscillazione della tensione ai capi dei condensatori del Bus-DC risulta essere 0.74, come appare dalla curva Figura 3.5. Come nel caso precedente, si sono effettuate due simulazioni in condizioni simili. In tali simulazioni l'unico parametro variato è stato il valore dell'indice di modulazione, posto prima pari a 0.69 (Figura 5.13) e poi pari a 0.8 (Figura 5.14) per verificare sia la validità dell'algoritmo sia il valore dell'indice di modulazione massimo per il quale la tecnica proposta può essere efficacemente implementata.

➤ Prova 2.1

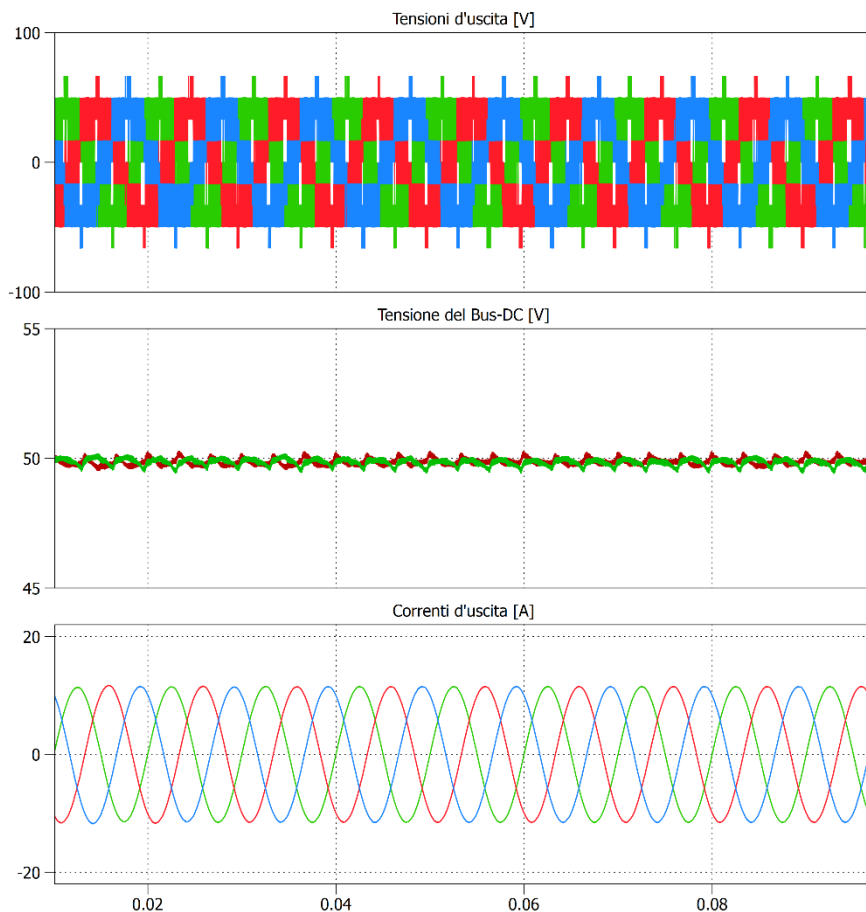


Figura 5. 13 Prova 2.1 Modulazione ottima con indice di modulazione 0.69, Frequenza della prova 100Hz.

Dall'alto: andamento delle tensioni d'uscita [V], andamento delle tensioni due condensatori del Bus-DC [V], andamento delle correnti d'uscita [A].

Come si può notare dalla Figura 5.13, anche in questo caso la tecnica di modulazione è riuscita ad annullare l'oscillazione della tensione ai capi dei condensatori come previsto dalla teoria, in quanto l'indice di modulazione utilizzato 0.69 risulta inferiore all'indice di modulazione massimo per tale punto.

➤ Prova 2.2

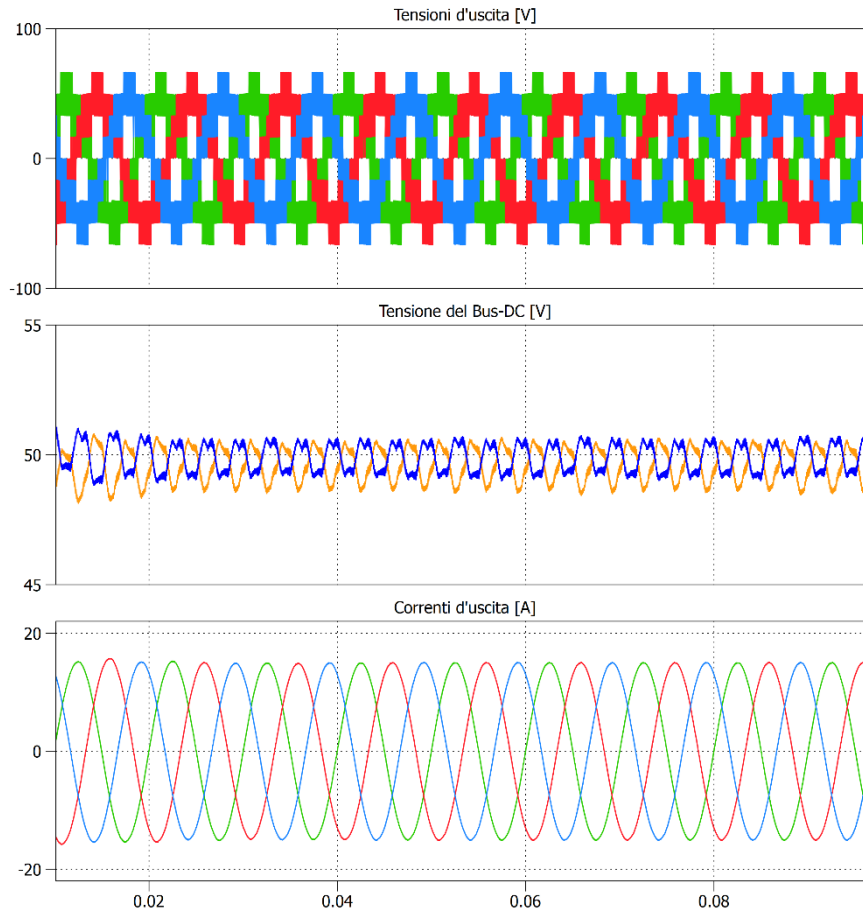


Figura 5. 14 Modulazione ottima con indice di modulazione 0.8, Frequenza della prova 100Hz.

Dall'alto: andamento delle tensioni d'uscita [V], andamento delle tensioni due condensatori del Bus-DC [V], andamento delle correnti d'uscita [A].

In questo caso, a differenza del precedente, si nota una piccola oscillazione della tensione ai capi dei condensatori. La tecnica di modulazione non è riuscita ad annullarla completamente in quanto il valore dell'indice di modulazione, utilizzato in questa simulazione, è superiore all'indice di modulazione massimo previsto anche dalla teoria per questo punto di funzionamento. Confrontando gli spettri, riportati in Figura 5.15 si nota però che l'oscillazione presente risulta comunque limitata.

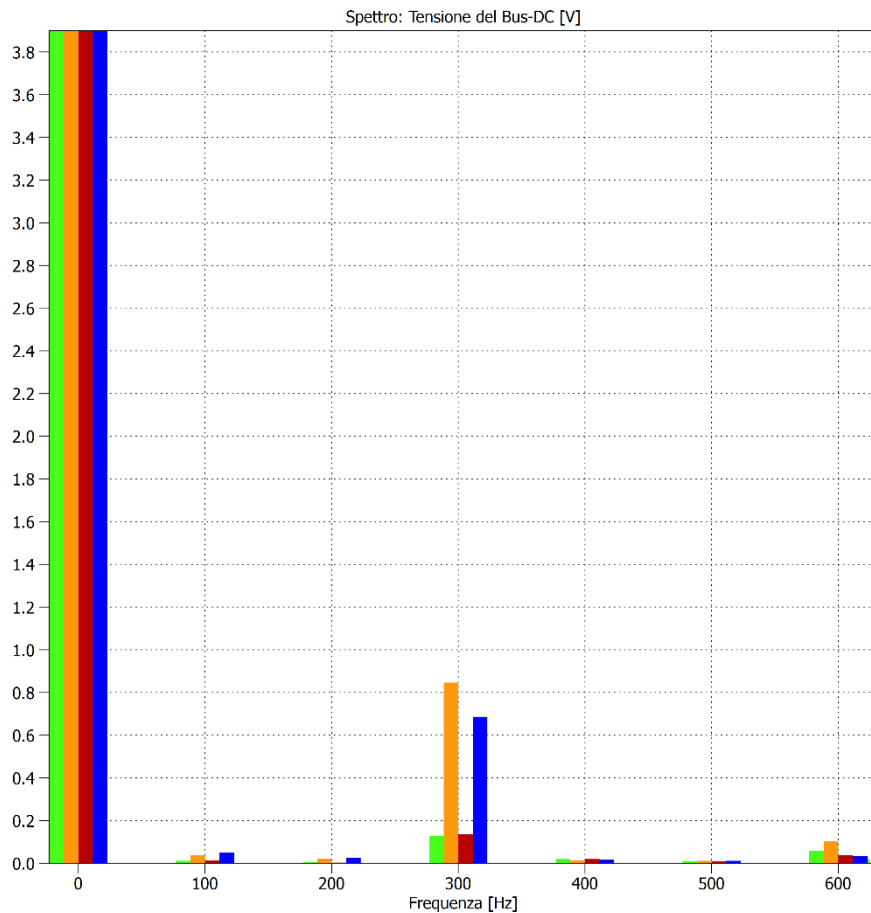


Figura 5. 15 Confronto dello spettro delle tensioni ai capi dei condensatori utilizzando la modulazione ottimale con indice di modulazione entro il limite massimo (verde Edc1 rossa Edc2) e con indice di modulazione superiore al limite massimo (arancione Edc1 Blu Edc2).

In questa prova si nota che la componente a frequenza tripla è più elevata rispetto alla prova precedente in quanto, essa è prodotta sia dalla tecnica di modulazione ma anche dal ponte raddrizzatore trifase. Per tanto i differenti valori tra le due prove non sono attribuibili solo all'inefficacia della tecnica di modulazione in condizioni di sovr modulazione.

Seppur le oscillazioni della tensione in queste condizioni di prova non sono state annullate dalla tecnica di modulazione risultano comunque attenuate rispetto all'utilizzo della tecnica di modulazione a sette intervalli simmetrica come mostrato in figura 5.16.

In tale Figura 5.16 si nota che l'oscillazione ottenuta utilizzando la modulazione a sette intervalli porta ad una componente di terza armonica (300Hz) con un'ampiezza doppia rispetto al caso in cui è stata utilizzata la modulazione ottimale.

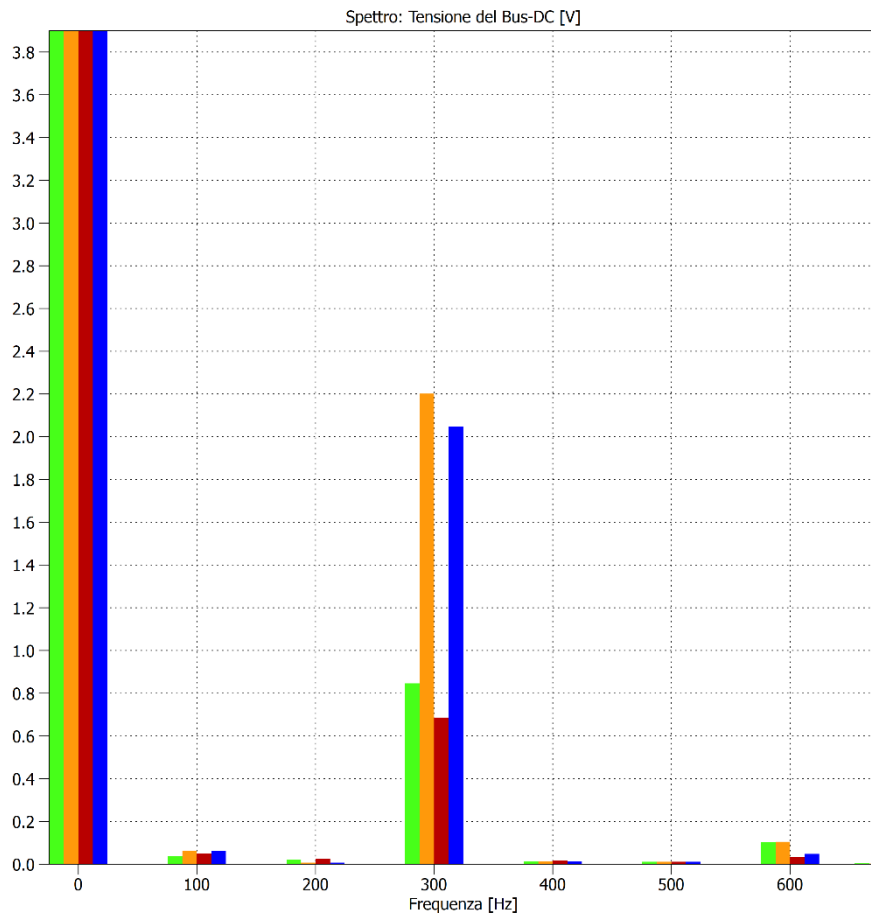


Figura 5. 16 Confronto dello spettro delle tensioni ai capi dei condensatori utilizzando la modulazione ottimale con indice di modulazione oltre il limite massimo (verde Edc1 rossa Edc2) e con tecnica di modulazione a sette intervalli simmetrica (arancione Edc1 Blu Edc2).

➤ Prova 3

Per la terza prova ci si è posti in una condizione ancor più sfavorevole, nella quale il carico risulta particolarmente reattivo. Si è effettuata la prova alla frequenza di 150Hz a cui corrisponde un fattore di carico per il quale, secondo la curva riportata in Figura 3.5, il valore massimo dell'indice di modulazione massimo risulta essere pari a 0.68.

Anche in questo caso si sono svolte due prove. Nella prima è stato utilizzato un indice di modulazione superiore, pari a 0.73 (Figura 5.17) in cui anche la modulazione ottimale presenta oscillazioni. Nella seconda si è utilizzato un indice di modulazione di 0.61 (Figura 5.18).

➤ Prova 3.1

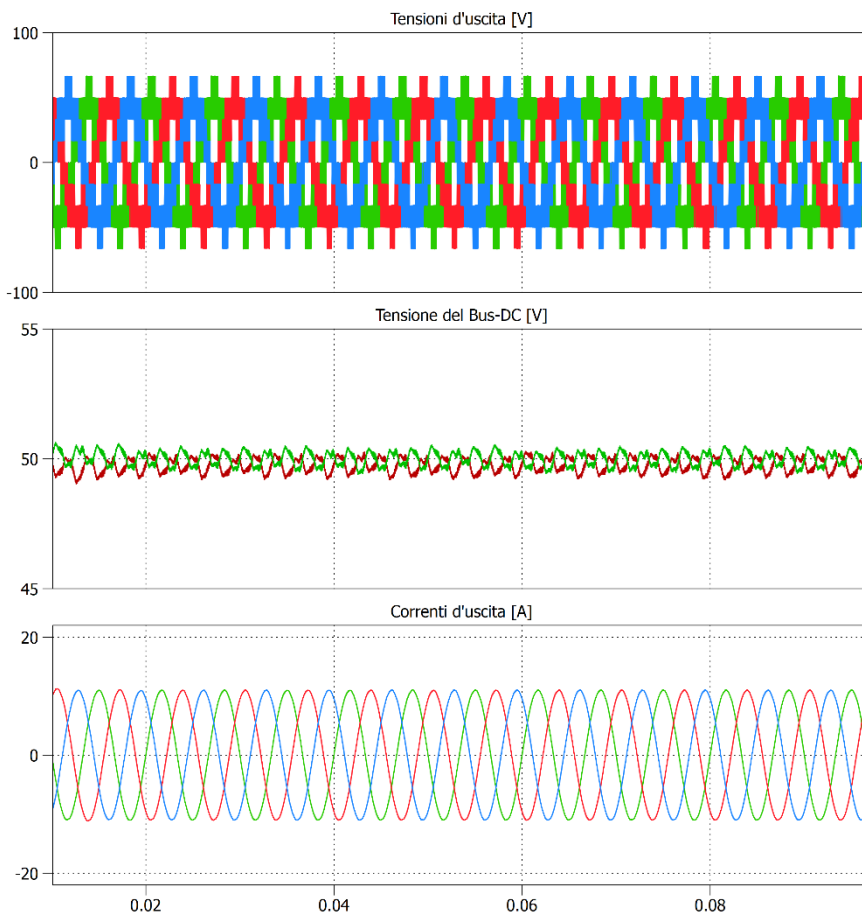


Figura 5. 17 Modulazione ottima con indice di modulazione 0.73, Frequenza della prova 150Hz.

Dall'alto: andamento delle tensioni d'uscita [V], andamento delle tensioni due condensatori del Bus-DC [V], andamento delle correnti d'uscita [A].

Nella prova i cui risultati sono mostrati in Figura 5.17, essendo l'indice di modulazione elevato, la tecnica di modulazione non ha completamente annullato l'oscillazione ma ne ha limitato l'ampiezza.



➤ Prova 3.2

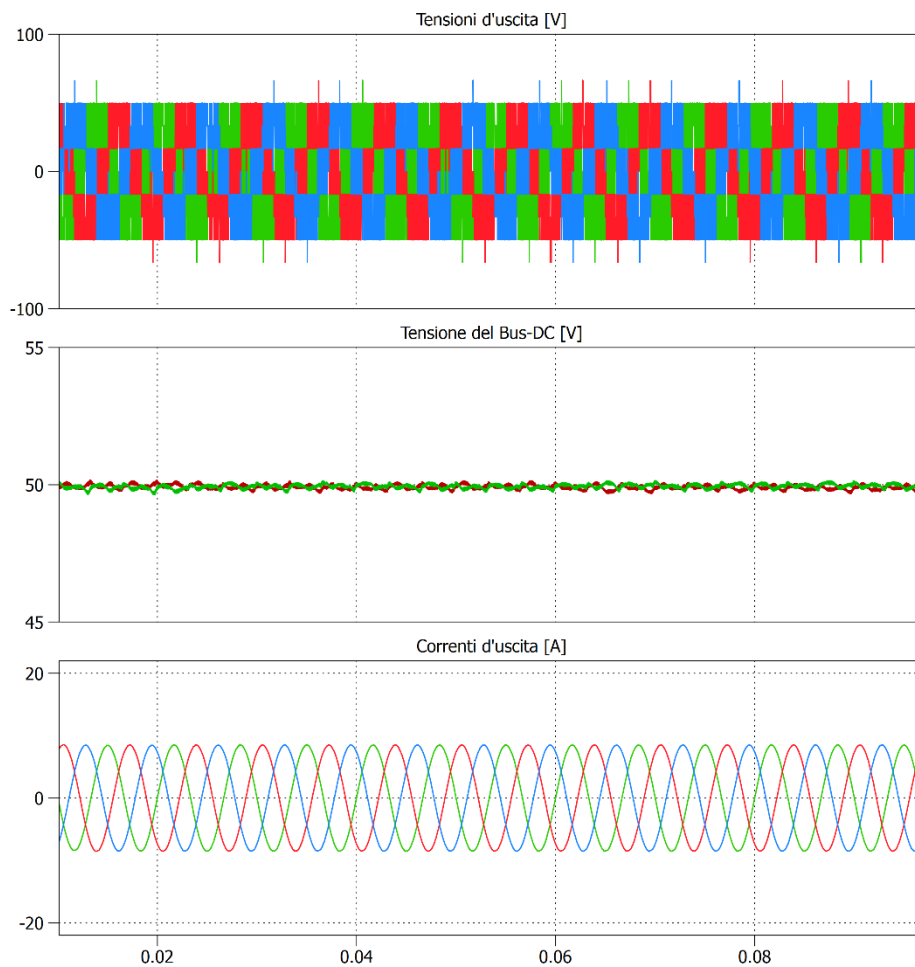


Figura 5. 18 Modulazione ottima con indice di modulazione 0.61, Frequenza della prova 150Hz.

Dall'alto: andamento delle tensioni d'uscita [V], andamento delle tensioni due condensatori del Bus-DC [V], andamento delle correnti d'uscita [A].

Nelle condizioni di carico ed alimentazione, precedentemente descritte, si ottengono i risultati mostrati in Figura 5.18. Si nota che l'oscillazione della tensione è stata annullata dalla tecnica di modulazione utilizzata come atteso dalla teoria.

In tutte le simulazioni svolte si è trovata la conferma della curva dedotta analiticamente e rappresentata in Figura 3.5.

I punti corrispondenti alle simulazioni effettuate nel caso trifase sono rappresentati in Figura 5.19 ove si notano punti di prova con valore di modulazione inferiore o superiore al valore massimo teorico.

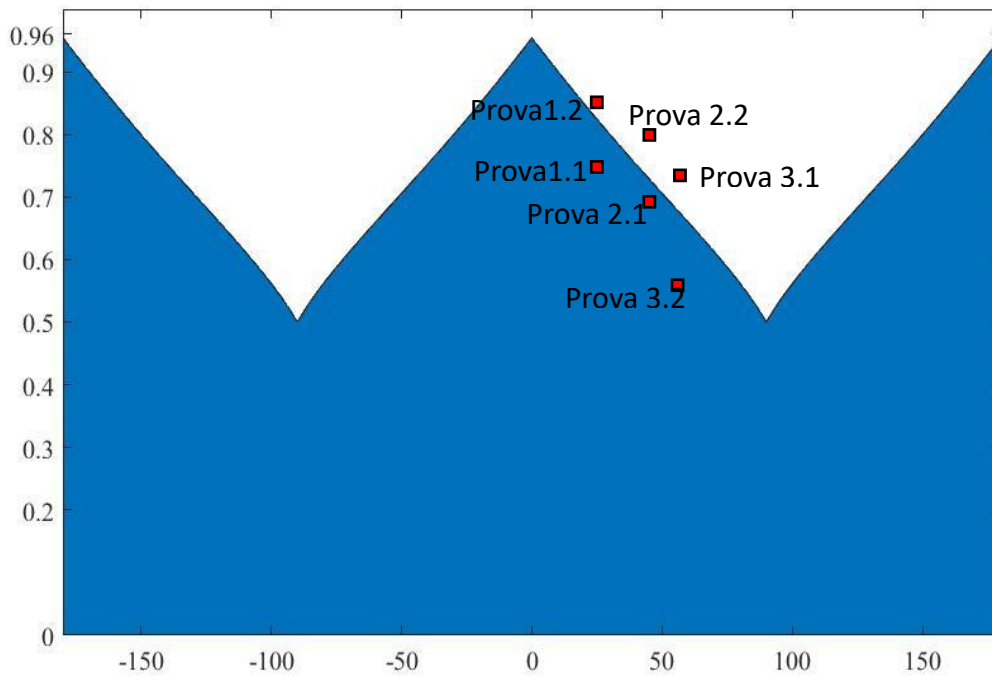


Figura 5. 19 Posizione delle simulazioni effettuate sull'inverter trifase.

### 5.3 Descrizione dello schema di controllo dell'inverter pentafase

Il controllo dell'inverter pentafase (Figura 5.20) è stato effettuato utilizzando due regolatori PIR (Proporzionale Integrale Risonante), uno che regola lo spazio 1 e l'altro che regola lo spazio 3. Poiché l'espressione trovata per la determinazione della modulante  $m_0$  è valida solo in presenza di uno spazio per volata, i guadagni in ingresso ai PIR, che rappresentano i valori del segnale di riferimento non possono essere entrambi contemporaneamente diversi da zero.

Come per lo schema trifase, anche nel pentafase il valore attuale del segnale d'uscita è determinato dal segnale errore, calcolato come differenza tra l'uscita del sistema ed il segnale di riferimento voluto.

Il PIR opera in modo da annullare il segnale al suo ingresso, in tal modo si ottiene in uscita un valore coincidente con il riferimento. Il PIR presenta un guadagno proporzionale, corrispondente ad un fattore moltiplicativo che varia il guadagno del regolatore, un termine integrale il quale aiuta la convergenza verso lo zero ed in fine un termine risonante, quest'ultimo necessita la conoscenza il valore della frequenza di risonanza in quanto rende idealmente infinito il guadagno a tale frequenza e nullo per gli altri valori. Nella realtà il termine risonante non segue l'andamento del "delta di Dirac" ma presenta un valore non nullo ma molto elevato per valori prossimi alla frequenza di risonanza.

Per tarare i PIR si sono usate le relazioni seguenti, le quali tengono conto delle proprietà del carico e della frequenza di commutazione utilizzata:

$$K_i = \frac{R}{8T_c}$$

$$K_p = K_i \frac{L}{R}$$

*Equazione 5. 10*

Nelle precedenti  $R$  è la resistenza del carico,  $L$  l'induttanza e  $T_c$  il tempo di commutazione.

Nel controllo implementato sono stati utilizzati due regolatori PIR per ogni spazio, in quanto il segnale sinusoidale di riferimento è stato scomposto secondo l'asse  $d$  e l'asse  $q$ . Ciò è stato reso possibile grazie dall'utilizzo di blocchi contenenti le trasformate diretta ed inversa di Clarke.

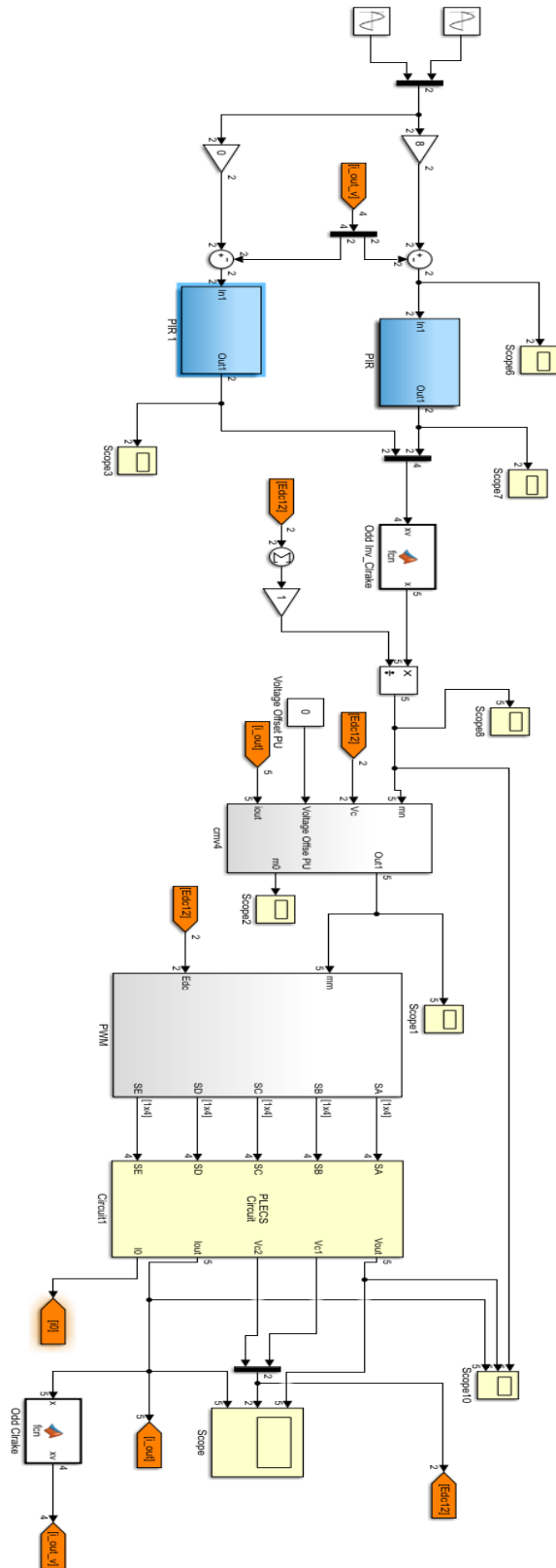


Figura 5. 20 Sistema di controllo realizzato in SimuLink per il sistema pentafase.

Attraverso la trasformata inversa di Clarke si ottengono gli andamenti delle cinque modulanti.

Inserendo, all'interno del blocco *cmv4* (Figura 5.21), i valori delle modulanti, i valori delle tensioni del Bus DC ed i valori delle correnti d'uscita, è possibile implementare l'algoritmo di controllo precedentemente illustrato. Nel procedimento, inizialmente si elimina la componente omopolare. Dopo di che si determinano i valori massimi e minimi delle modulanti che saranno poi usati per il calcolo della nuova componente omopolare, tale da garantire l'equilibratura dei condensatori.

Dal valore delle tensioni sui condensatori del Bus-DC si ricava il valore dell'errore espresso in per-unità. con espressioni analoghe a quelle applicate per il sistema trifase (Equazioni 4.1-4.9) si giunge a determinare il valore di *K* occorrente per moltiplicare il segnale d'errore delle tensioni. Il segnale così ottenuto permette di determinare il valore della corrente di squilibrio, quest'ultimo viene inviato come ingresso al blocco contenente il codice MatLab per la determinazione della componente omopolare della tensione.

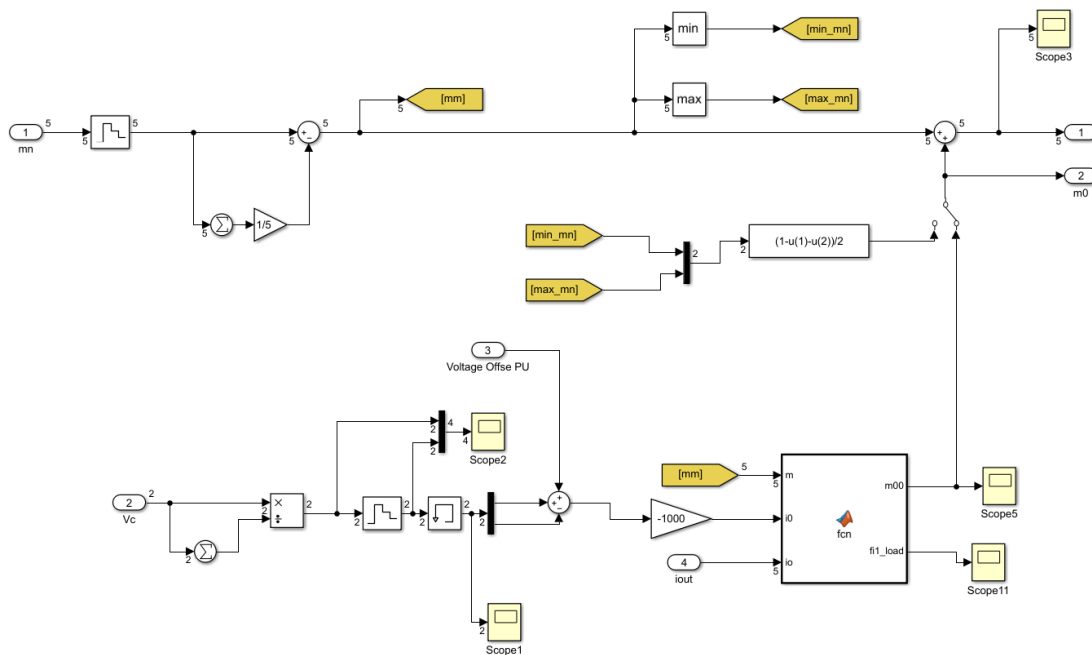


Figura 5.21 Schema contenuto nel blocco *cmv4* per la determinazione della modulante *m0*.

Gli impulsi PWM per il pilotaggio dei MOSFET sono realizzati all'interno del blocco PWM (Figura 5.22). Tale blocco riceve come ingressi i valori delle modulanti calcolate nel blocco precedente. Al suo interno si generano due portanti triangolari una portante bassa (*p\_l*) ed una portante alta (*p\_h*). All'interno di un blocco si inserisce il codice MatLab il quale verifica che le modulanti siano comprese tra 0 ed 1 altrimenti le riporta in tale intervallo. Dopo di che il codice confronta la modulante con la portante e fornisce in uscita i segnali PWM. Ai segnali PWM ottenuti sono sommati i tempi morti prima di essere inviati come uscita ai rispettivi MOSFET.

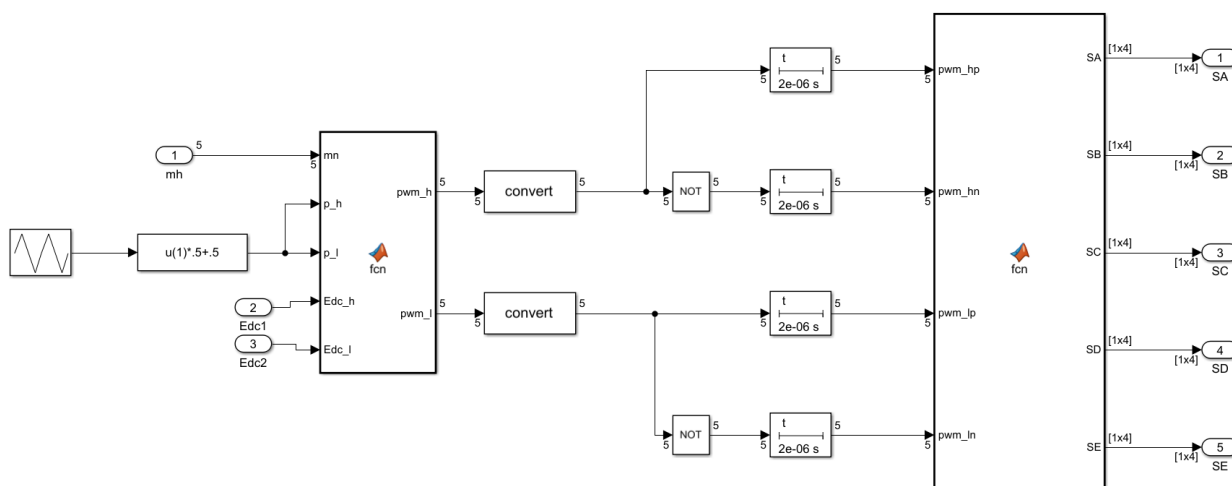


Figura 5. 22 Determinazione degli impulsi PWM.

Lo schema circuitale dell’inverter (Figura 5.23) è stato realizzato usando il Tool Plecs seguendo lo schema dell’inverter NPC T-type precedentemente illustrato.

Il carico è stato schematizzato con una stella simmetrica di resistenza ed induttanza. I valori di tali parametri sono definiti nel file di dati MatLab in modo tale che possano essere facilmente variati. Si è preferito il collegamento a stella rispetto al collegamento a triangolo in quanto, nella stella le correnti di linea coincidono con le correnti di fase ed è più facile verificare la simmetria delle correnti.

Una volta scelto lo schema dell’inverter, sono stati inseriti gli amperometri, in modo da ottenere gli andamenti delle cinque correnti sul carico e delle correnti del Bus-DC. Si sono poi inseriti i voltmetri per ottenere gli andamenti delle tensioni sia ai capi del carico sia sul Bus-DC, in modo tale da poter verificare la loro equilibratura durante la simulazione.

Le tensioni e le correnti del carico sono racchiuse tramite un Multiplexer in due segnali, rispettivamente  $V_{out}$  ed  $I_{out}$  ed inviati come uscita del blocco Inverter assieme alle tensioni del Bus-DC  $V_{c1}$ ,  $V_{c2}$ .

Queste ultime saranno poi retro azionate per costituire il controllo dell’inverter.

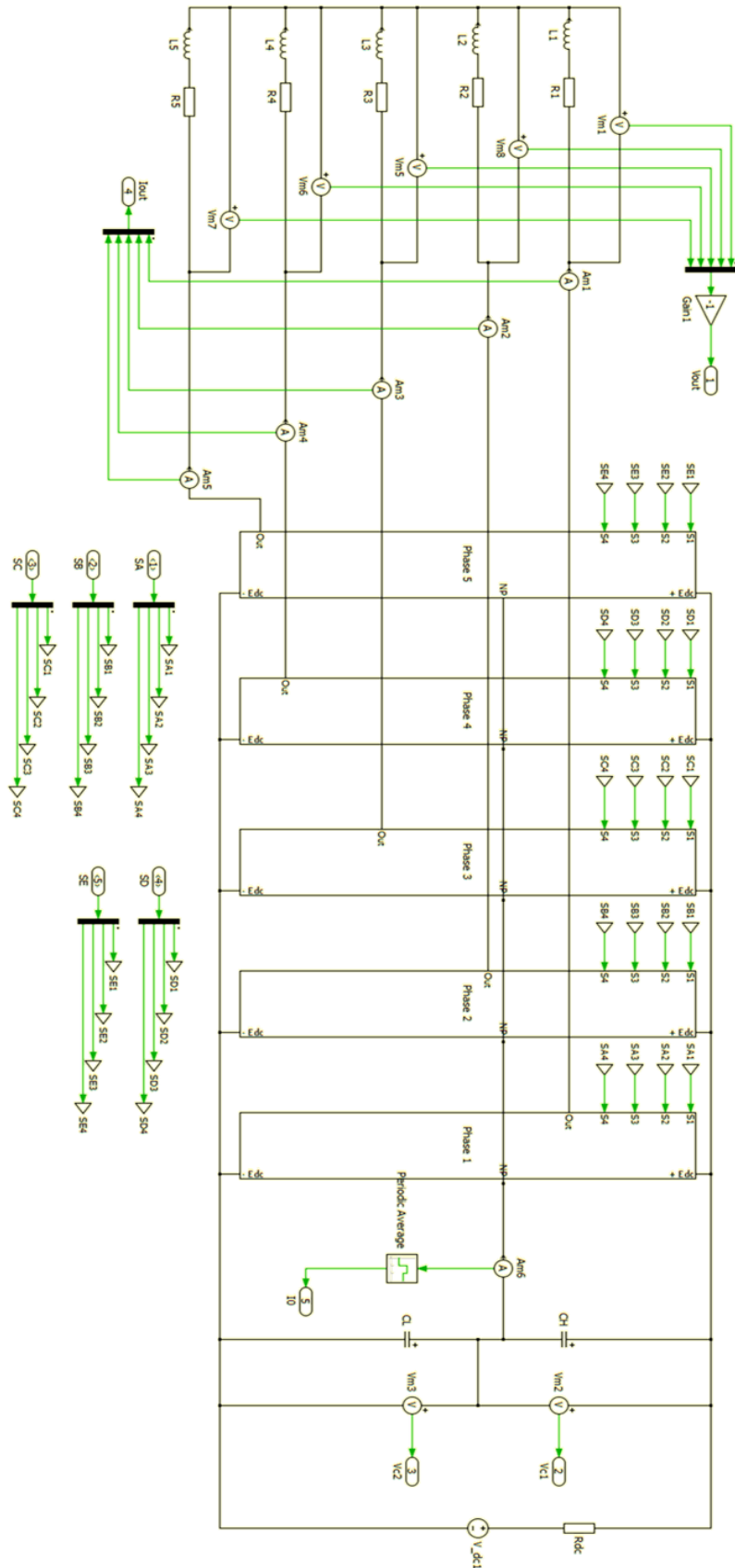


Figura 5. 23 Schema dell'inverter e del carico R-L nel caso trifase.

## 5.4 Simulazione del sistema pentafase

Per simulare il funzionamento dell'inverter si sono impostate le stesse condizioni nelle quali sarà poi svolta la prova sperimentale dell'inverter reale per cui si è impostato il livello di tensione pari a 100 V, il banco di resistenze pari a  $2.2 \Omega$  ed induttanze pari a 1.18 mH.

Durante la simulazione si sono analizzati gli andamenti delle tensioni del Bus-DC e l'andamento della modulante  $m_0$  per poter confrontare i risultati con la tecnica di modulazione a sette intervalli simmetrica.

Per la configurazione pentafase dell'inverter si sono svolte varie prove in diverse condizioni di carico per poter confermare con le simulazioni la curva rappresentata in Figura 3.5 e determinata per via numerica.

Le prove sono state effettuate nelle seguenti condizioni operative:

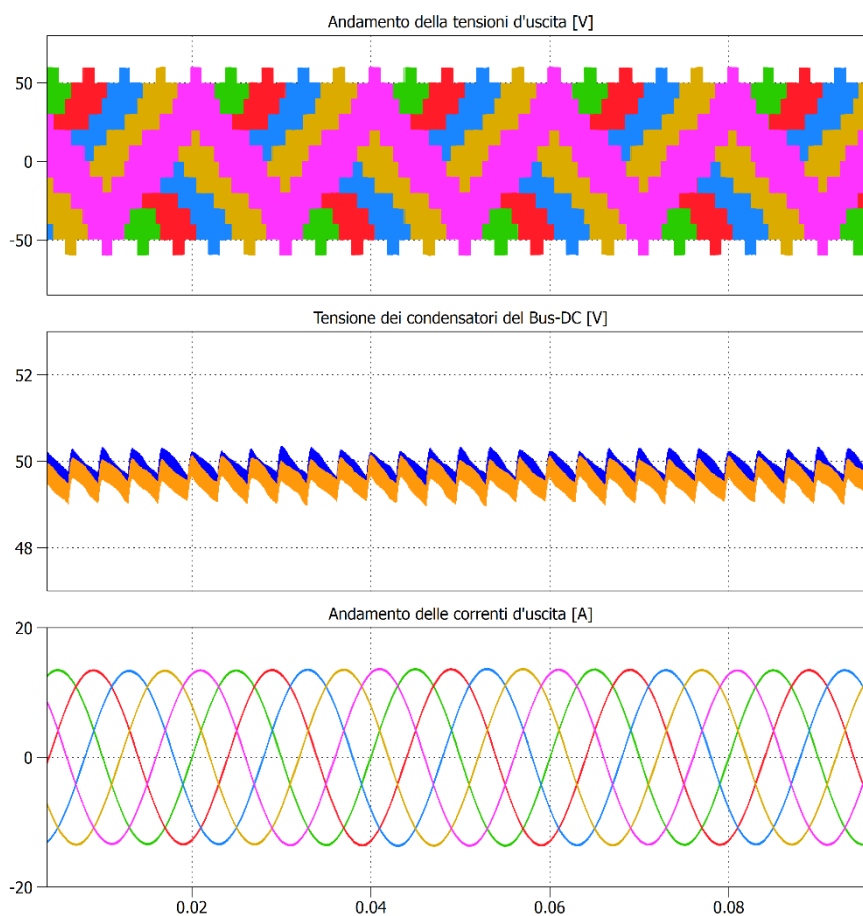
Prova	Tensione [V]	Frequenza [Hz]	Fattore di carico
1	100	50	0.98
2	100	200	0.83
3	100	400	0.

*Tabella 5. 2 Prove svolte in configurazione pentafase.*



➤ Prova 1

La prima prova, è stata effettuata imponendo un riferimento di corrente pari a 13.5 A alla frequenza di 50Hz. In tali condizione si ha un fattore di carico pari a 0.98. Dalla teoria, come mostrato anche nel grafico di Figura 3.10, l'indice di modulazione massimo, nelle condizioni di carico presenti, dovrebbe essere pari a 0.98. La prova è stata svolta utilizzando un indice di modulazione inferiore, pari a 0.93, per verificare che, in tale range, la nuova modulazione sia in grado di annullare l'oscillazione della tensione ai capi dei condensatori del Bus-DC.

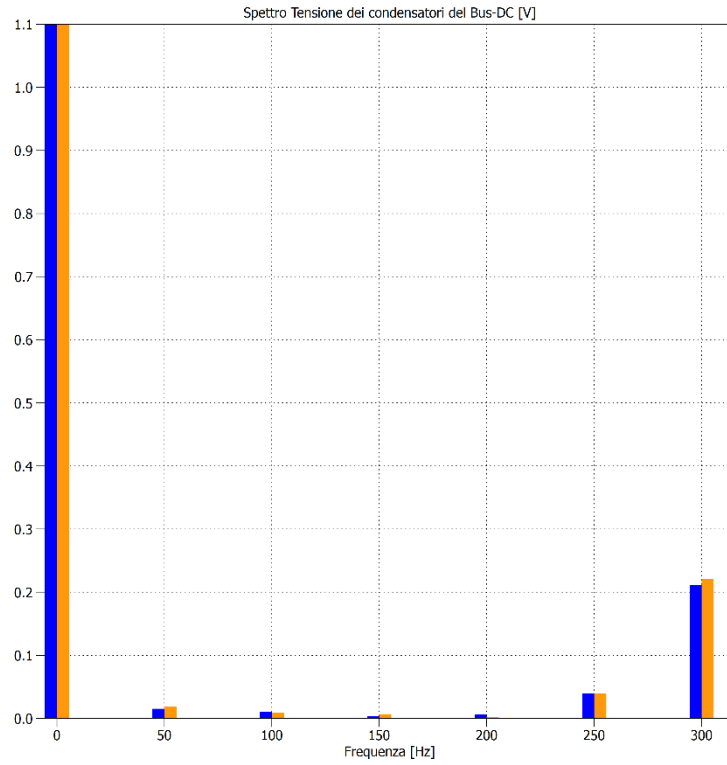


*Figura 5.24 Modulazione ottima con indice di modulazione 0.93, Frequenza della prova 50Hz.*

*Dall'alto: andamento delle tensioni d'uscita [V], andamento delle tensioni due condensatori del Bus-DC [V], andamento delle correnti d'uscita [A].*

Dai risultati della prova riportati in Figura 5.24, si nota che effettivamente l'oscillazione delle tensioni ai capi dei condensatori è stata annullata dalla tecnica di modulazione utilizzata, come previsto nella teoria.

Analizzando lo spettro delle tensioni riportato in Figura 5.25, si osserva che l'armonica di ordine 5 (250 Hz), attribuibile all'oscillazione del Bus-DC, è stata completamente abbattuta dalla tecnica di modulazione.



*Figura 5. 25 Spettro delle tensioni ai capi dei condensatori del Bus-DC utilizzando la modulazione ottimale con indice di modulazione inferiore al valore massimo, prova svolta alla frequenza di 50 Hz.*

➤ Prova 2

La seconda prova è stata svolta alla frequenza di 200 Hz a cui corrisponde un fattore di carico pari a 0.83. In queste condizioni l'indice di modulazione massimo dovrebbe essere pari a 0.92 per cui si sono svolte due prove per verificare tale valore.

La prima (Figura 5.26) è stata effettuata utilizzando un indice di modulazione inferiore, pari a 0.86, per verificare che in tale range la nuova modulazione riuscisse ad annullare l'oscillazione della tensione ai capi dei condensatori del Bus-DC.

La seconda (Figura 5.28) è stata svolta con un indice di modulazione leggermente superiore al valore massimo previsto, per verificare che la tensione in tale condizioni subisse oscillazioni. I risultati della prova hanno permesso di confrontare l'ampiezza delle oscillazioni ottenute utilizzando la tecnica di modulazione ottima, in condizioni di indice di modulazione troppo elevato, con l'ampiezza delle oscillazioni ottenute utilizzando la tecnica di modulazione a sette intervalli simmetrica.

➤ Prova 2.1

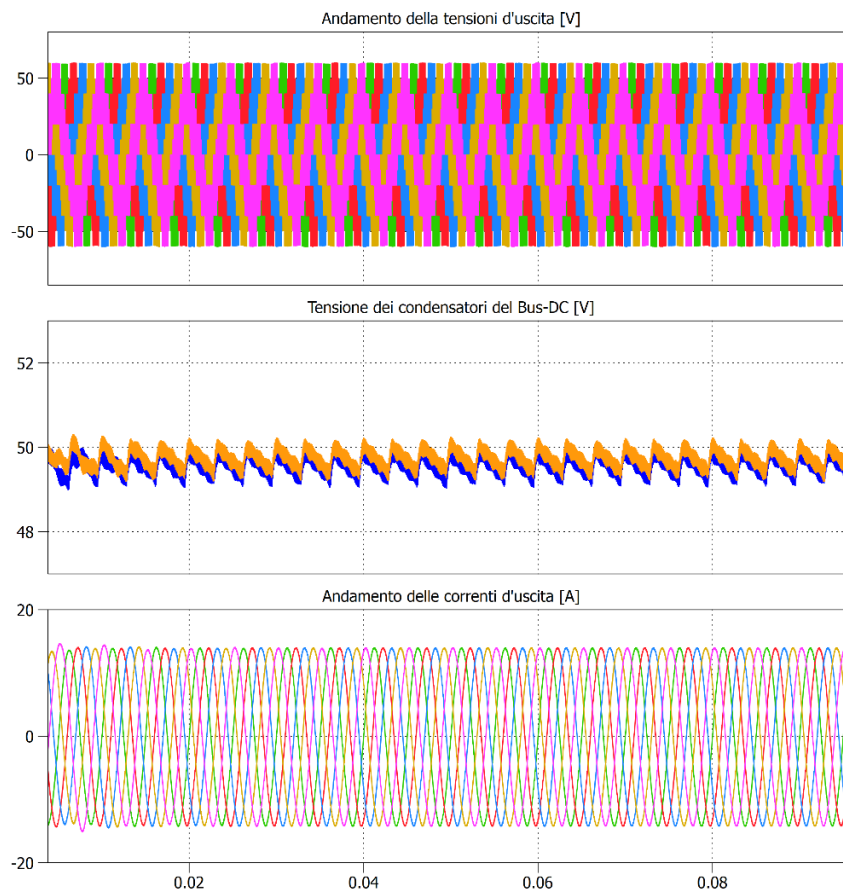


Figura 5. 26 Modulazione ottima con indice di modulazione 0.86, Frequenza della prova 200 Hz. Dall'alto: andamento delle tensioni d'uscita [V], andamento delle tensioni due condensatori del Bus-DC [V], andamento delle correnti d'uscita [A].

Dai risultati riportati in Figura 5.26 si nota che, le oscillazioni delle tensioni ai capi dei condensatori sono state annullate dalla tecnica di modulazione utilizzata come previsto nella teoria.

Analizzando lo spettro delle tensioni riportato in Figura 5.27, si osserva che l'armonica di ordine 5 (1000 Hz), attribuibile all'oscillazione del Bus-DC, è molto limitata. Si possono notare anche le armoniche introdotte dal raddrizzatore, le quali si trovano a frequenze multipli di 300 Hz.

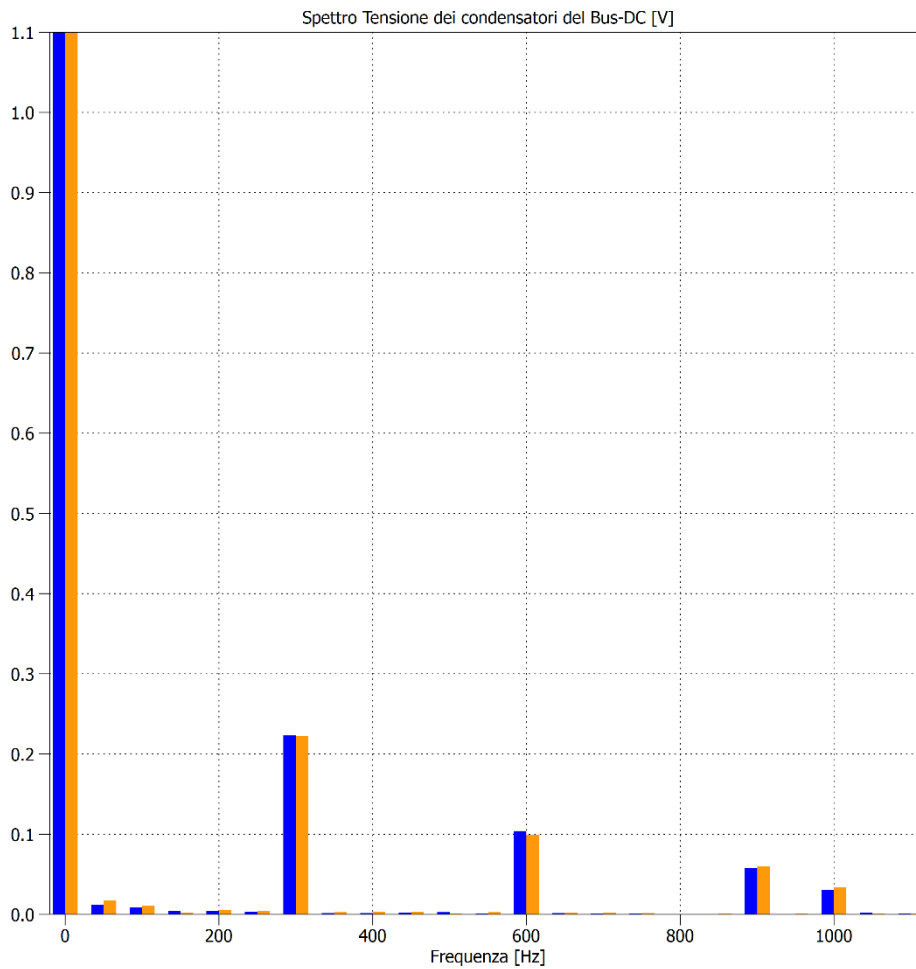


Figura 5. 27 Spettro delle tensioni ai capi dei condensatori del Bus-DC utilizzando la modulazione ottimale con indice di modulazione inferiore al valore massimo, prova svolta alla frequenza di 200 Hz.

➤ Prova 2.2

La prova mostrata in Figura 5.28 è stata svolta utilizzando la tecnica di modulazione ottimale con indice di modulazione pari a 0.98, valore che risulta oltre il valore massimo per il quale la tecnica riesce ad annullare l'oscillazione.

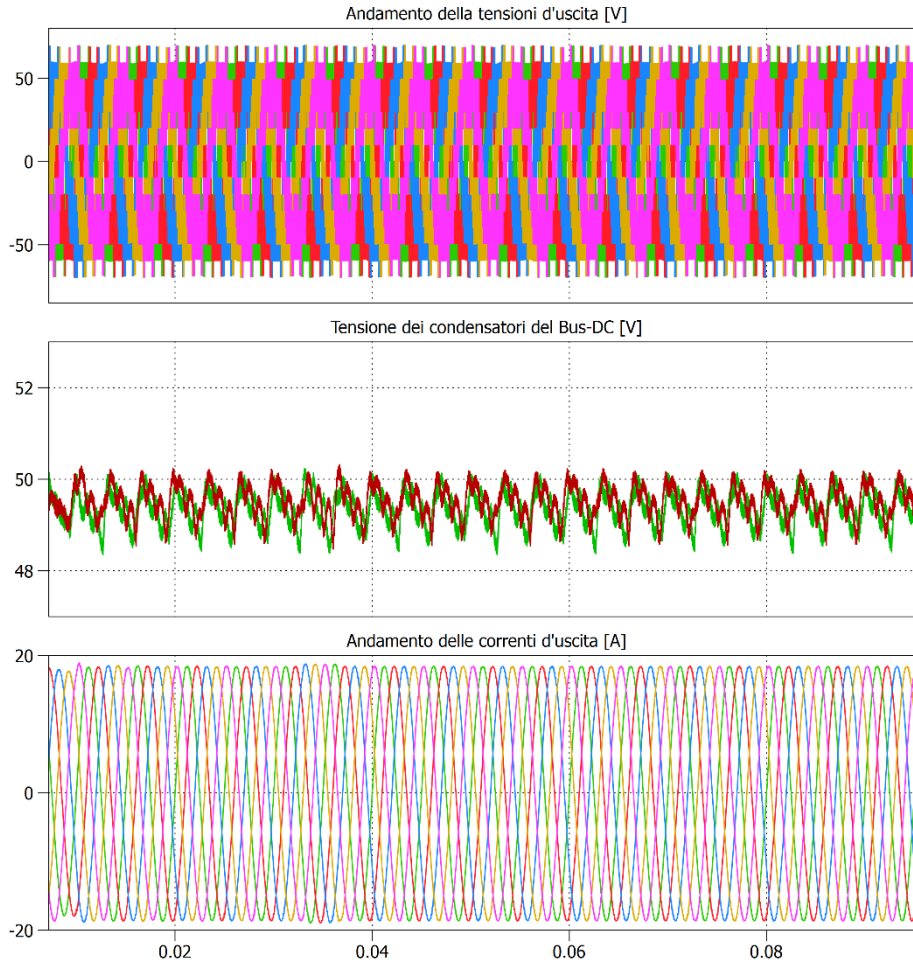
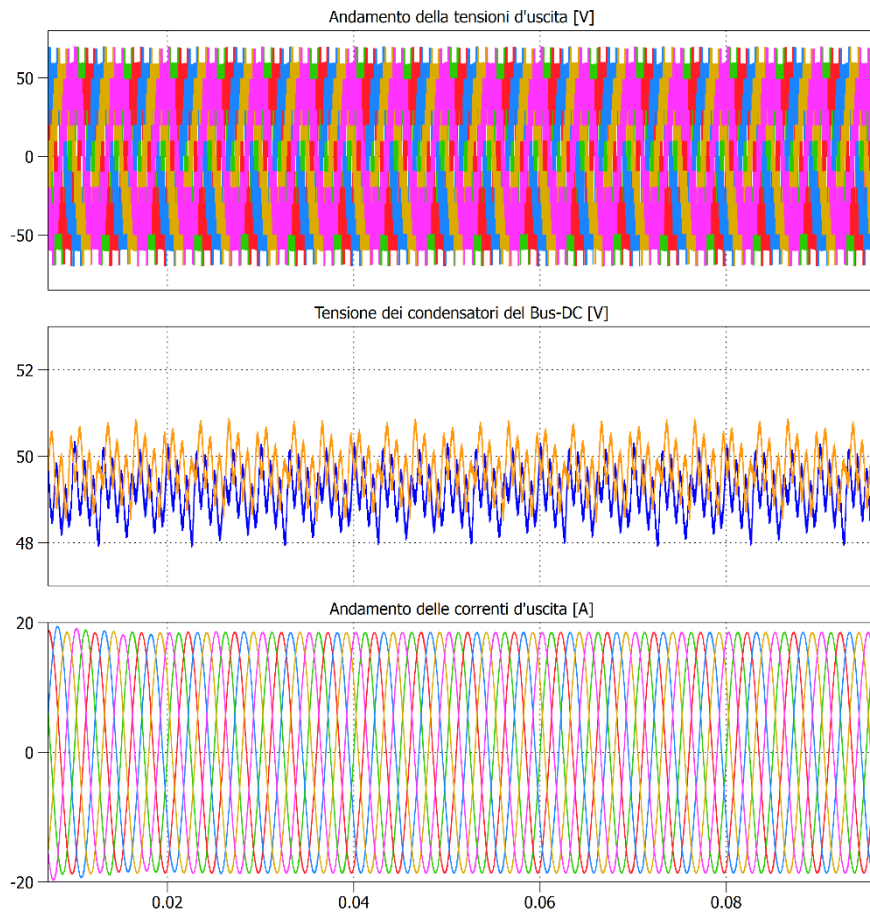


Figura 5. 28 Modulazione ottima con indice di modulazione 0.98, Frequenza della prova 200 Hz.

Dall'alto: andamento delle tensioni d'uscita [V], andamento delle tensioni due condensatori del Bus-DC [V], andamento delle correnti d'uscita [A].

Dai risultati si può notare che, aumentando l'indice di modulazione, la tensione ai capi dei condensatori inizia ad oscillare leggermente, come atteso dai risultati teorici. Si confronta ora l'oscillazione ottenuta con quella che si ottiene utilizzando la tecnica PWM a sette intervalli simmetrica nelle stesse condizioni di carico ed alimentazione.

I risultati relativi alla simulazione sono riportati in Figura 5.29.



*Figura 5. 29 Modulazione a sette intervalli con indice di modulazione 0.98, Frequenza della prova 200 Hz.*

*Dall'alto: andamento delle tensioni d'uscita [V], andamento delle tensioni due condensatori del Bus-DC [V], andamento delle correnti d'uscita [A].*

Si nota che l'oscillazione risulta più ampia rispetto alla modulazione precedente. Ciò lo si può osservare meglio dal confronto degli spettri riportati nella figura 5.30. In tale figura si nota che la componente dovuta alla quinta armonica, nel caso si utilizzi la PWM a sette intervalli simmetrica, risulta tre volte superiore al caso in cui si utilizza la modulazione ottimale. Come nel caso precedente sono anche qui presenti le armoniche introdotte dal raddrizzatore trifase.

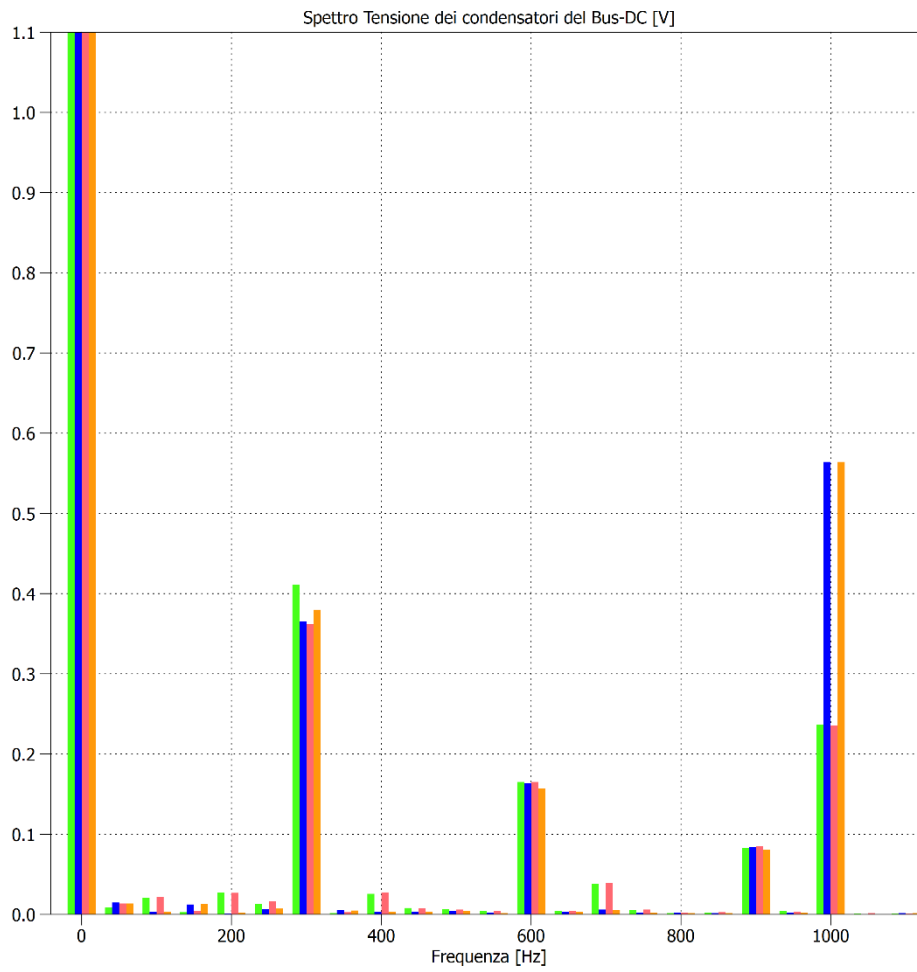


Figura 5. 30 Confronto dello spettro delle tensioni ai capi dei condensatori utilizzando la modulazione a sette intervalli (arancione Edc1 Blu Edc2) e la modulazione ottimale (verde Edc1 rossa Edc2) con indice di modulazione 0.98 a 200 Hz.

➤ Prova 3.1

La terza prova è stata svolta alla frequenza di 400 Hz a cui corrisponde un fattore di carico pari a 0.59. In queste condizioni l'indice di modulazione teorico massimo risulta essere pari a 0.82.

La prova è stata svolta con un indice di modulazione inferiore, pari a 0.57. Con tale valore dell'indice di modulazione, la nuova tecnica di modulazione dovrebbe annullare l'oscillazione delle tensioni ai capi dei condensatori. Nella prova si è utilizzata sia la tecnica di modulazione ottimale (Figura 5.31) che la tecnica a sette intervalli (Figura 5.32). Tuttavia, a frequenze così elevate l'induttanza rappresenta un filtro per le oscillazioni delle tensioni che risultano molto attenuate ed in entrambe le prove non si ha un'oscillazione evidente della tensione.

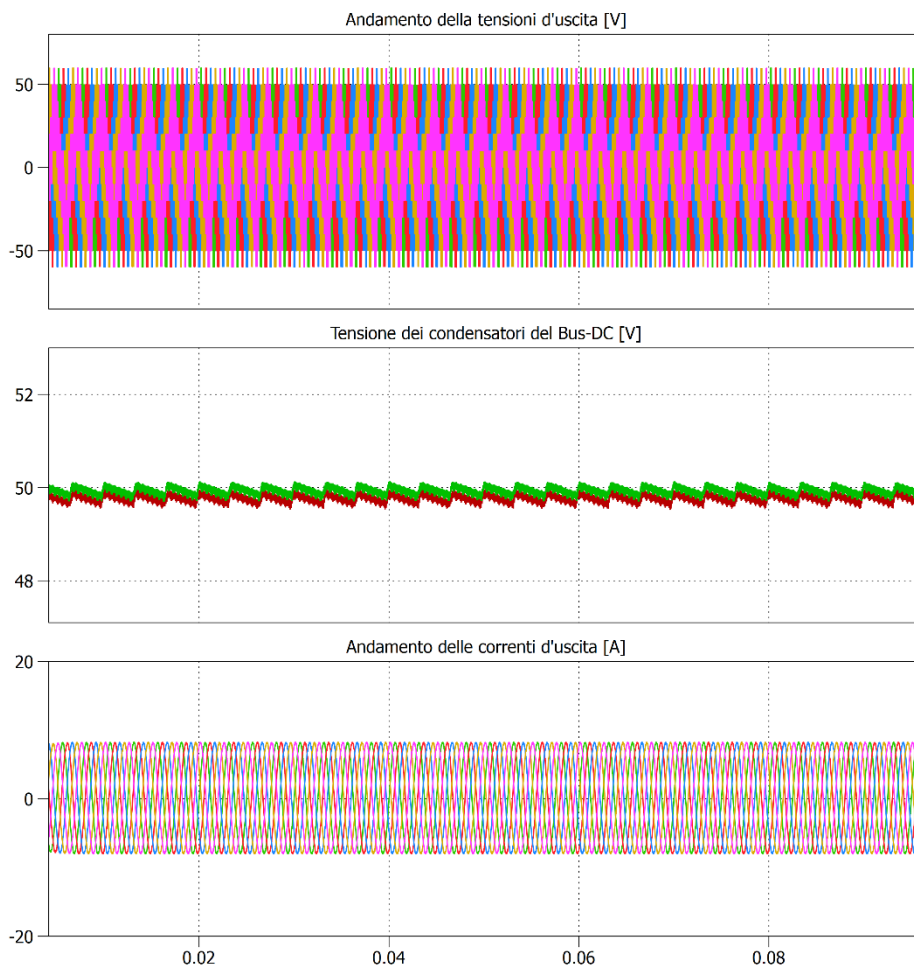


Figura 5. 31 Modulazione ottima con indice di modulazione 0.57, Frequenza della prova 400 Hz.

Dall'alto: andamento delle tensioni d'uscita [V], andamento delle tensioni due condensatori del Bus-DC [V], andamento delle correnti d'uscita [A].

In Figura 5.31, sono riportati i risultati della simulazione effettuata utilizzando la modulazione ottimale. Si osserva che la tensione del Bus-DC, come previsto, non subisce oscillazioni sia per effetto della tecnica di modulazione che per la capacità filtrante dell'induttanza.



Per confrontare l'efficienza della tecnica di modulazione si è effettuata una prova nelle medesime condizioni, ma utilizzando la tecnica a sette intervalli, e analizzandone gli spettri.

➤ Prova 3.2

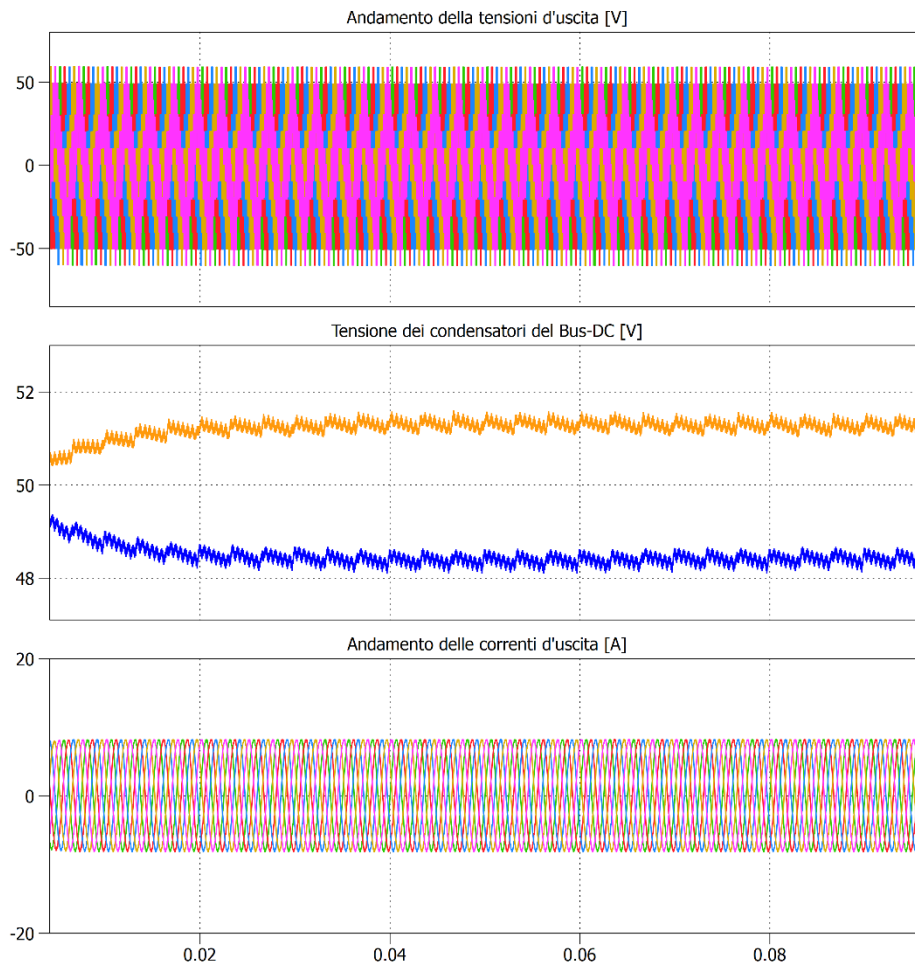
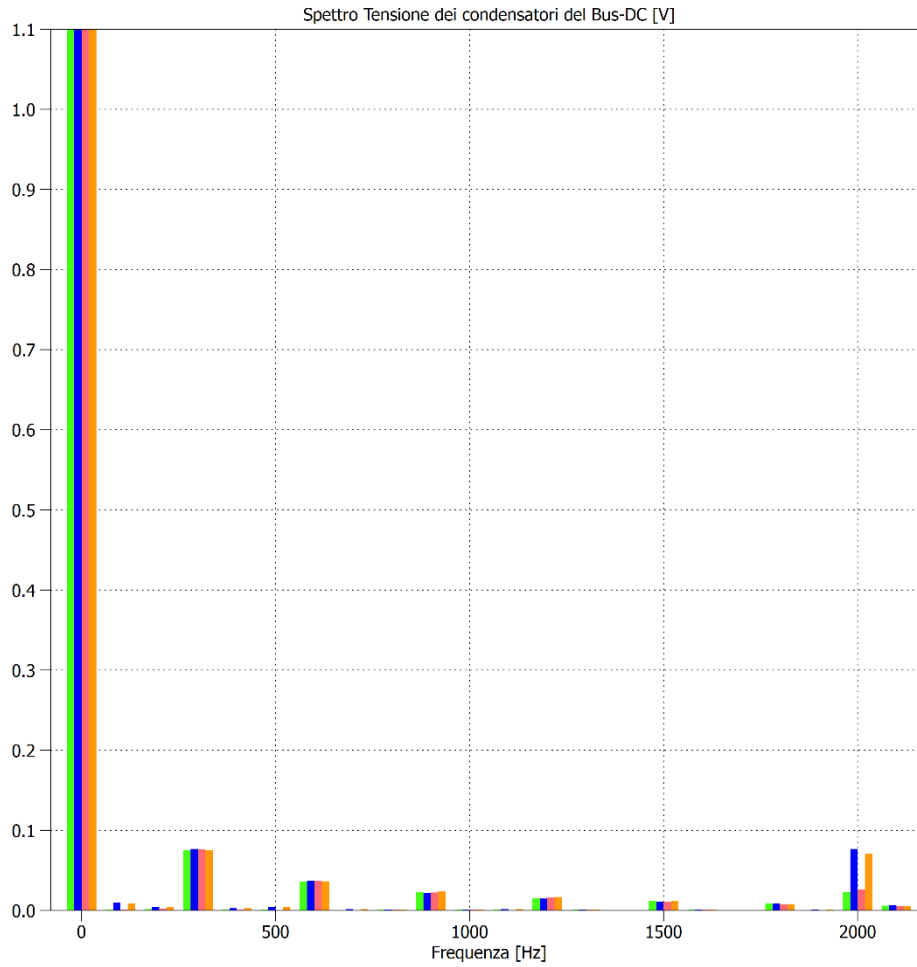


Figura 5. 32 Modulazione a sette intervalli con indice di modulazione 0.57, Frequenza della prova 400 Hz.

Dall'alto: andamento delle tensioni d'uscita [V], andamento delle tensioni due condensatori del Bus-DC [V], andamento delle correnti d'uscita [A].

I risultati simulativi sono riportati in Figura 5.32. Si nota che utilizzando la modulazione a sette intervalli, le tensioni ai capi dei due condensatori non sono uguali ma si stabilizzano a valori differenti. Infatti, la tecnica ottimale richiede in ingresso anche i valori delle due tensioni e, mediante un coefficiente di proporzionalità determina il valore della corrente di squilibrio da dover compensare. La modulazione a sette intervalli, invece non utilizza i valori delle tensioni ai capi dei condensatori per cui risulta meno efficace, come appare dal confronto gli spettri delle tensioni in Figura 5.33.



*Figura 5. 33 Confronto dello spettro delle tensioni ai capi dei condensatori utilizzando la modulazione a sette intervalli (arancione Edc1 Blu Edc2) e la modulazione ottimale (verde Edc1 rossa Edc2) con indice di modulazione 0.57 a 400Hz.*

Dallo spettro si nota che l'armonica corrispondente all'oscillazione della tensione (quinta armonica corrispondente a 2000 Hz) in entrambi i casi risulta limitata a causa delle condizioni di prova ma si può vedere come, la modulazione ottimale, anche in questo caso risulti più efficiente.

Anche per il caso pentafase, come in quello trifase, dalle simulazioni svolte si è trovata la conferma della curva trovata matematicamente e rappresentata in Figura 3.10. I punti corrispondenti alle simulazioni effettuate nel caso pentafase sono rappresentati in Figura 5.34, confrontati rispetto alla curva teorica:

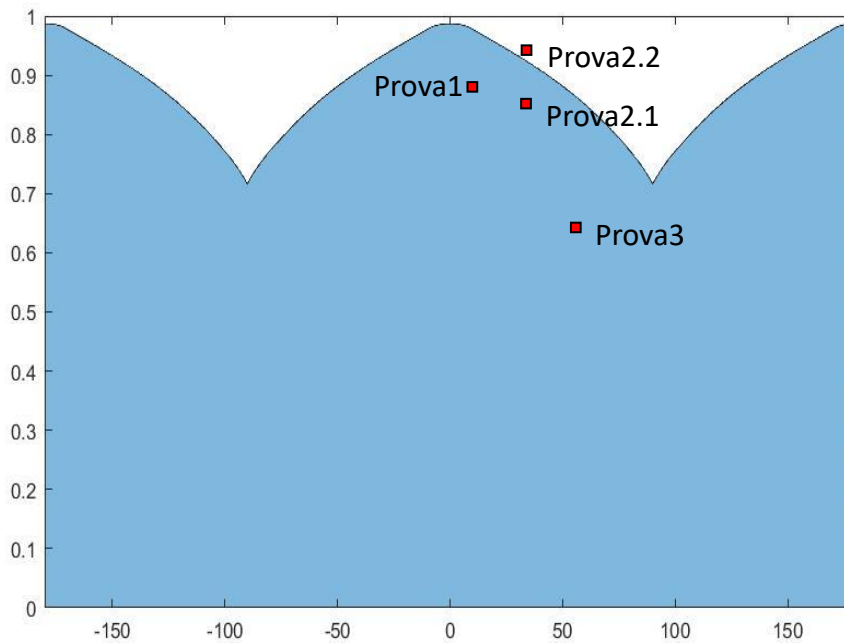


Figura 5. 34 Posizione delle simulazioni effettuate sull'inverter pentafase.



# 6 Prove sperimentali

## 6.1. Descrizione del banco di prova

Il banco di prova è stato allestito seguendo lo schema illustrato in figura 6.1.

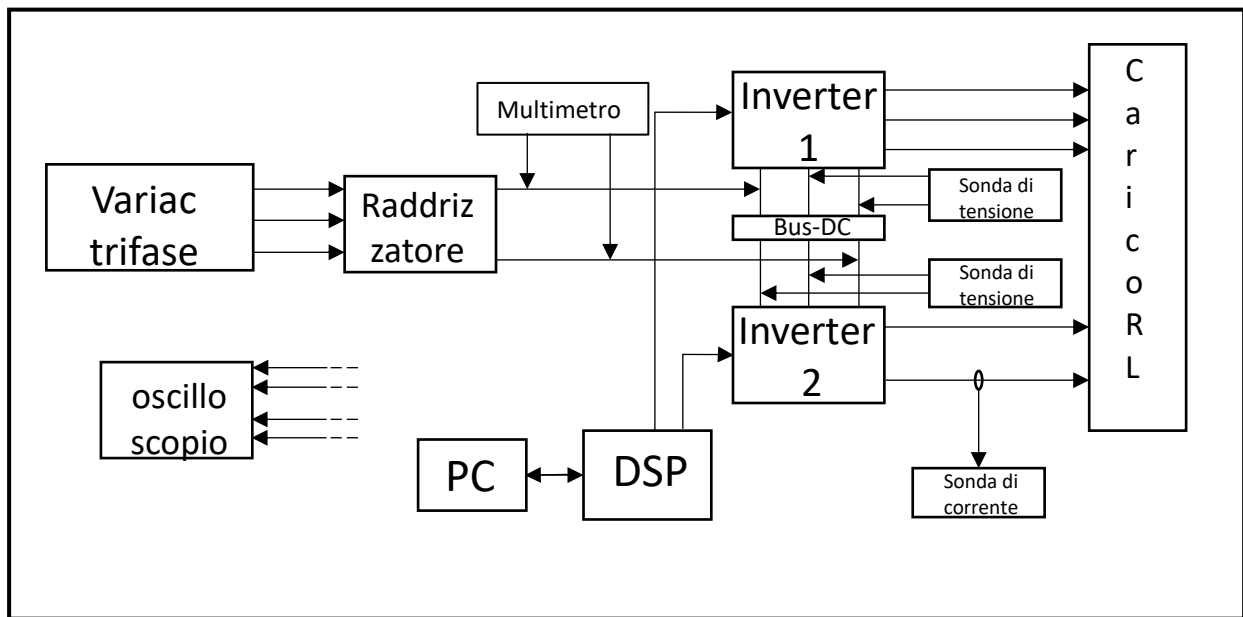


Figura 6. 1 Schema del banco di prova.

Il variac utilizzato viene alimentato dalla rete a 380V, le sue caratteristiche sono elencate in tabella 6.1:

Potenza Nominale	23 kVA
Fasi	3
frequenza	50 Hz
Tensione alimentazione	380 V
Tensione uscita	0 ÷ 420 V

Tabella 6. 1 Caratteristiche Variac trifase.

Il ponte raddrizzatore utilizzato è un ponte trifase non controllato, l'uscita è stabilizzata utilizzando un banco di tre condensatori da 8.9 mF. Il valore della tensione è rilevato tramite un multimetro digitale posto in parallelo all'uscita.

Il Bus-DC dell'inverter è stato collegato al raddrizzatore e, nella configurazione trifase, si è lasciato il potenziale del punto centrale ad un valore non fissato. Per la prova con l'inverter in configurazione pentafase si sono collegati assieme i punti centrali dei Bus-DC dei due inverter per avere la stessa alimentazione su entrambi.

Il carico è stato realizzato utilizzando resistenze ed induttanze collegate a stella. Per variare il fattore di potenza del carico, si è scelto di mantenere lo stesso valore delle induttanze e resistenze e, si è fatto variare il valore della frequenza per ottenere impedenze di valori differenti.

Nel caso trifase il carico presenta una resistenza di fase pari a 2.2  $\Omega$  ed induttanza pari a 3.54 mH. Nel caso pentafase è sostituita con un'induttanza di valore 1.18 mH. Il valore della frequenza e del fattore di carico sarà esplicitato per ogni prova.

L'inverter viene controllato da un DSP TMS320F2812 di Texas Instruments (Figura 6.2). Un'opportuna scheda d'interfaccia permette al DSP di relazionarsi con le periferiche esterne, acquisendo i segnali dei trasduttori di corrente e tensione che sono necessari al controllo dell'inverter.

Sulla scheda d'interfaccia sono posizionati quattro potenziometri i quali possono essere utilizzati per far variare quattro diverse variabili del controllo in modo differente. Il DSP è collegato tramite porta parallela ad un computer che funge da interfaccia utente; attraverso il computer è possibile riprogrammare la memoria del DSP con gli algoritmi di controllo desiderati.

Per la programmazione è stato utilizzato l'ambiente di sviluppo integrato Code Composer Studio di Texas Instruments.

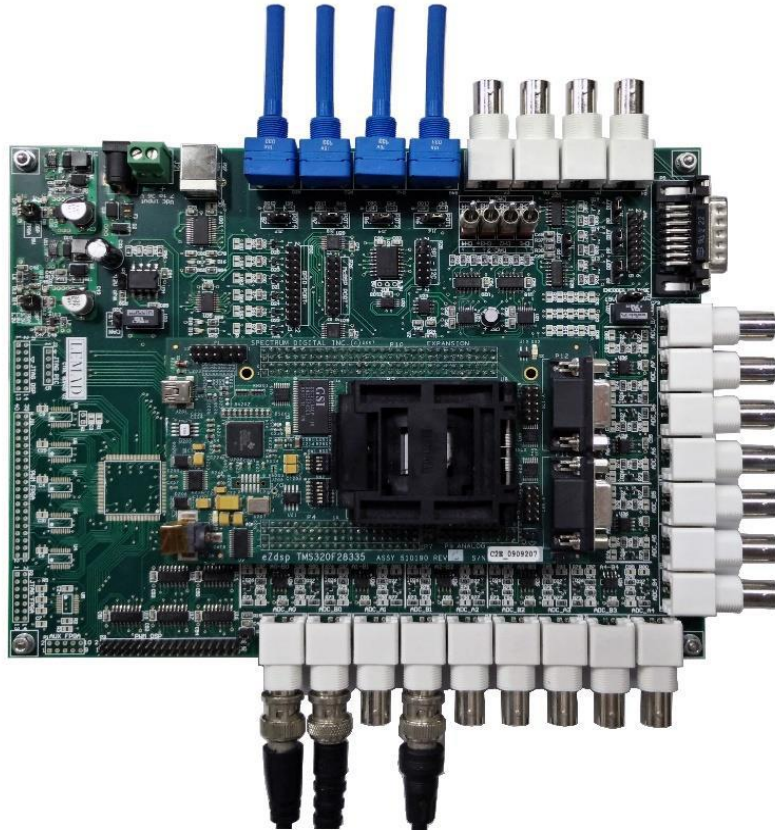


Figura 6. 2 DSP TMS320F2812 di Texas Instruments.

Per rilevare gli andamenti delle tensioni del Bus-DC, e verificare il corretto funzionamento dell'algoritmo implementato, sono state usate due sonde differenziali di tensione di YOKOGAWA (Figura 6.3) con rapporto d'attenuazione di 1/20:



Figura 6. 3 Sonda differenziale di tensione.

Per rilevare l'andamento della corrente d'uscita sul carico, è stata usata una sonda di corrente FLUKE i30s (Figura 6.4) la quale fornisce in uscita un segnale di tensione pari a 100mV/A con portata massima 20A (RMS):



*Figura 6. 4 Sonda di corrente ad effetto Hall.*

Per la visualizzazione degli andamenti temporali dei segnali, provenienti dalle uscite dei convertitori digitali-analogici, o dalle uscite del DSP, è stato utilizzato un oscilloscopio digitale a 4 canali di Yokohawa DL 1640 (Figura 6.5). Tramite porta USB sono stati salvati i dati per essere poi rielaborati con programmi adatti.



*Figura 6. 5 oscilloscopio di Yokohawa DL 1640.*



## 6.1 Prove sull'inverter Trifase

Il banco allestito (Figura 6.6) per le prove sull'inverter trifase è quello illustrato al paragrafo precedente e sotto rappresentato nel quale viene usato un solo inverter trifase.

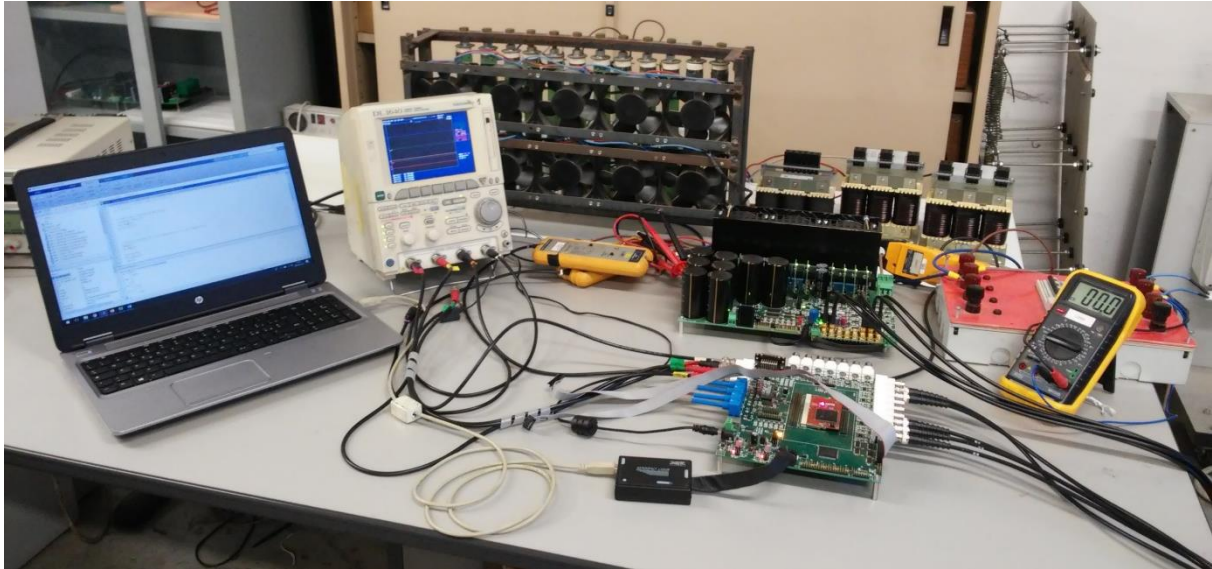


Figura 6. 6 Banco trifase allestito per le prove .

Per effettuare le prove si sono tarati i PI di corrente, implementati in codice C, utilizzando i valori delle simulazioni svolte in Simulink. Si riportano in tabella 6.2 i valori utilizzati:

Asse	Kp	Ki
d	1.475	2875
q	1.475	2875

Tabella 6. 2 Taratura dei PI di corrente trifase.

Dopo aver regolato i PIR di corrente, si sono regolati i valori di Off-Set degli ADC di misura affinché, i valori ottenuti, fossero i valori realmente presenti nel convertitore. Per fare ciò si è utilizzata la funzione di auto-zero, presente in Code Composer Studio, la quale ci fornisce autonomamente i valori di Off-Set corretti da utilizzare.

Terminata la fase di regolazione, è stata effettuata una prova preliminare. In tale prova, si è controllato l'inverter con la tecnica di modulazione PWM a sette intervalli e si è verificata l'effettiva oscillazione delle tensioni ai capi dei condensatori del Bus-DC. La prova ha dato l'esito voluto mostrando un'effettiva oscillazione delle tensioni.

Si è scelta la tecnica di modulazione PWM a sette intervalli in quanto la più diffusa, essa sarà poi la tecnica di riferimento per confrontare l'efficienza della nuova tecnica di modulazione.

Nella tabella 6.3 sono riportate le diverse prove effettuate sull'inverter trifase, specificando il livello di tensione, la frequenza, il carico utilizzato e l'indice di modulazione. Tutte le prove sono state svolte utilizzando entrambe le tecniche di modulazione, sia quella da noi proposta che la sette intervalli simmetrica:

Numero della prova	Tensione applicata [V]	Frequenza [Hz]	Resistenza di carico [ $\Omega$ ]	Induttanza di carico [mH]	Fattore di potenza
1	100	50	2.2	3.54	0.84
2	100	100	2.2	3.54	0.57
3	100	150	2.2	3.54	0.36

*Tabella 6. 3 Descrizione delle prove trifase.*

➤ Prova 1

La prima prova, i cui risultati sono esposti in Figura 6.7, è stata effettuata utilizzando la tecnica di modulazione PWM a sette intervalli. L'inverter è stato alimentato con una tensione del Bus-DC di 100V ed è stato imposto un riferimento di corrente di 15 A alla frequenza di 50 Hz. In queste condizioni l'indice di modulazione risulta essere pari a 0.75, il fattore di potenza del carico vale 0.85, corrispondente ad un valore dell'angolo di sfasamento pari a  $32^\circ$ .

In queste condizioni si nota un'oscillazione del valore della tensione del Bus-DC (traccia verde EDC1, traccia blu EDC2). I risultati ottenuti confermano la necessità d'implementare una tecnica di modulazione differente, nella quale tali oscillazioni non siano presenti.

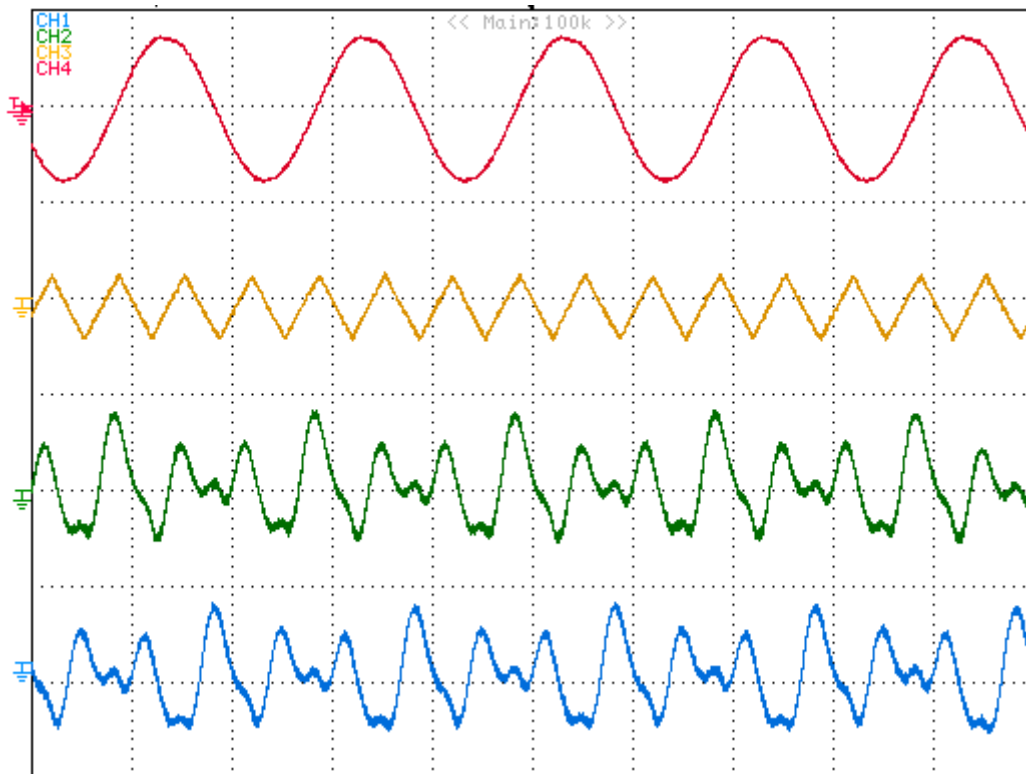


Figura 6.7 Modulazione a sette intervalli, tensione del bus-DC 100 V, riferimento di corrente 15 A frequenza 50 Hz.

CH4: Corrente di fase A [20 A/Div], CH 3: Componente omopolare della modulante [Div], CH 2 Tensione ai capi del condensatore alto (EDC1) [0.1V/Div], CH 1: Tensione ai capi del condensatore basso (EDC2) [0.1V/Div].

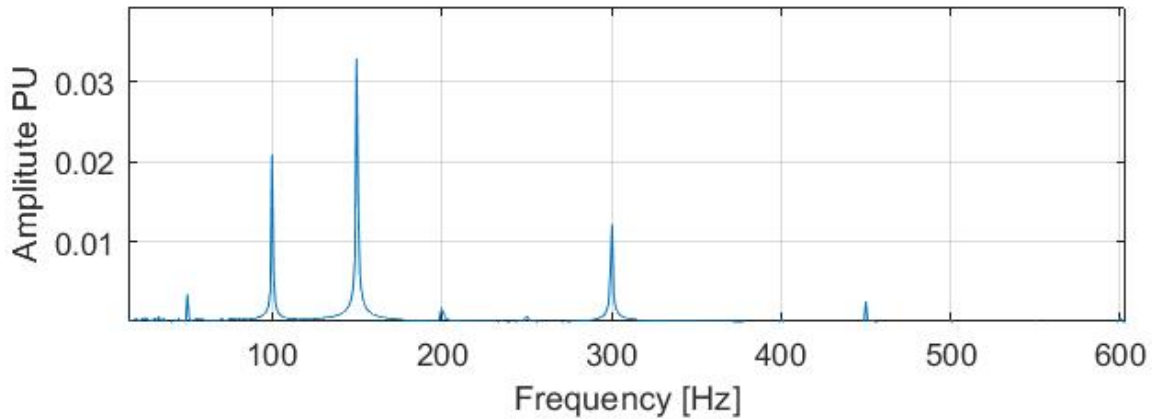


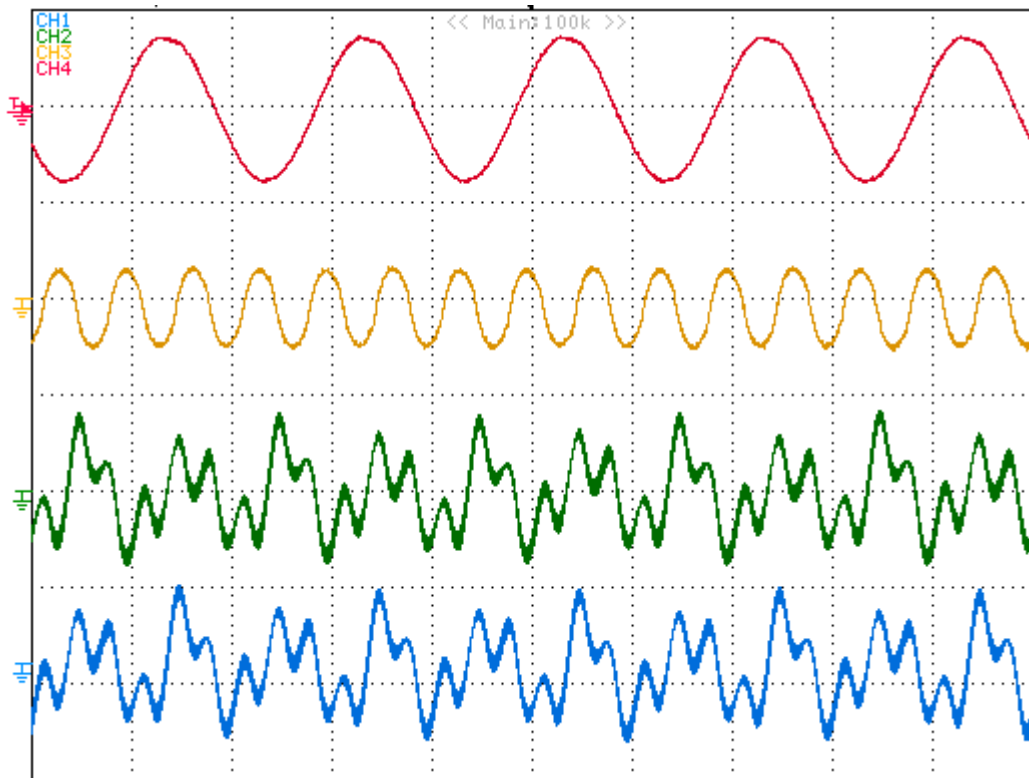
Figura 6. 8 Spettro armonico della tensione ai capi del primo condensatore del Bus-DC nella condizione di prova riportate in figura 6.7 ottenute utilizzando la modulazione PWM a sette intervalli.

Analizzando lo spettro della tensione ai capi del primo condensatore del Bus-DC riportato in Figura 6.8, si nota la presenza di una componente armonica a 300 Hz, dovuta all'oscillazione della tensione in uscita dal raddrizzatore trifase non controllato, ed una componente d'ampiezza maggiore alla frequenza di 150 Hz (corrispondente a tre volte la fondamentale), dovuta all'oscillazione delle tensioni ai capi dei condensatori del Bus-DC.

#### ➤ Prova 1.2

La prova riportata in Figura 6.9, è stata effettuata usando la modulazione ottimale per limitare le oscillazioni di tensione. La prova è stata svolta nelle stesse condizioni della prova precedente, si è alimentato il Bus-DC dell'inverter con una tensione di 100 V e imposto un riferimento di corrente di 15 A alla frequenza di 50 Hz. In questa prova non si sono variate né le condizioni di carico, né le condizioni d'alimentazione per poter effettuare un confronto tra i risultati ottenuti nella prova precedente, mostrati in Figura 6.7, ed i risultati ottenuti con tale prova.

Noto l'indice di modulazione e fattore di potenza del carico, è stato possibile tracciare, nel grafico rappresentato in figura 6.20, il punto corrispondente alla prova. Dopo aver individuato il punto all'interno del grafico di Figura 6.20, è stato possibile valutare se la tecnica di modulazione ottimale, utilizzata nella prova, fosse in grado di annullare l'oscillazione delle tensioni ai capi dei condensatori. Come mostrato nella Figura, il punto corrispondente a  $\varphi=32^\circ$  e indice di modulazione 0.75, risulta al di sotto della curva limite, per cui ci aspettiamo che la tecnica di modulazione potrà annullare l'oscillazione delle tensioni.



*Figura 6. 9 Modulazione ottima con tensione del bus-DC 100V riferimento di corrente 15 A frequenza 50 Hz.  
 CH4: corrente nella fase A [20 A/Div], CH 3: componente omopolare della modulante [Div], CH 2 tensione ai capi del  
 condensatore alto [0.1V/Div], CH 1: tensione ai capi del condensatore basso[0.1V/Div].*

Dai risultati ottenuti sperimentalmente e mostrati in Figura 6.9, è possibile notare che l'oscillazione delle tensioni del Bus-DC risulta diminuita in modo evidente rispetto al caso precedente. Studiando lo spettro armonico della tensione ai capi del condensatore EDC1, corrispondente alla traccia verde (CH1) in Figura 6.9, si trova che l'ampiezza dell'armonica corrispondente alla frequenza di 150 Hz, è diminuita di circa dieci volte rispetto al caso in cui si è usata la tecnica di modulazione a sette intervalli simmetrica. Ciò ha portato ad una riduzione dello squilibrio tra le tensioni ai capi dei condensatori.

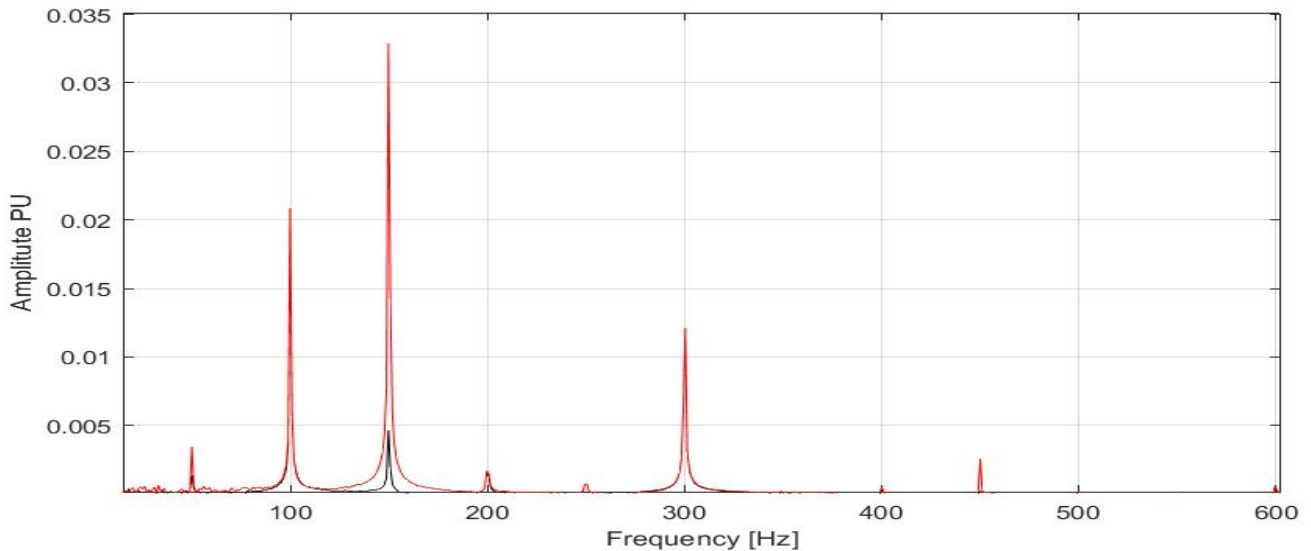


Figura 6.10 Confronto tra gli spettri armonici della tensione ai capi del primo condensatore del Bus-DC ottenuti utilizzando la modulazione PWM a sette intervalli in rosso e la modulazione PWM ottimale in nero nelle stesse condizioni di prova.

### ➤ Prova 1.3

La prova è stata effettuata usando la modulazione ottimale per limitare le oscillazioni di tensione. Rispetto alla prova precedente si sono variate le condizioni di prova. Il Bus-DC dell'inverter è stato alimentato con una tensione di 100 V, si è imposto un riferimento di corrente di 16.5 A alla frequenza di 50 Hz. In tali condizioni il fattore di potenza del carico risulta pari a 0.85, come nella prova precedente, ma l'indice di modulazione è aumentato passando da 0.75 a 0.82. Nel grafico di figura 6.20 il punto, nel grafico di figura 6.20, avente angolo di sfasamento  $\varphi=32^\circ$  e indice di modulazione 0.82, si trova al di sopra della curva limite. Per tali ragioni si prevede che, in questa prova, la tecnica di modulazione ottimale non potrà annullare l'oscillazione delle tensioni.

I risultati della prova sono mostrati in Figura 6.12. Si nota la presenza di una piccola oscillazione delle tensioni del Bus-DC, corrispondenti alle tracce CH1 e CH2.

Dalla teoria si può affermare che l'oscillazione delle tensioni presenti ha la minor ampiezza possibile per le condizioni di carico in cui si è svolta la prova.

Analizzando lo spettro della tensione ai capi del condensatore EDC1, rappresentato in Figura 6.11 e corrispondente all'andamento della tensione sul primo condensatore, si trova che l'ampiezza dell'armonica corrispondente alla frequenza di 150 Hz non è nulla ma è poco superiore all'ampiezza della medesima armonica nel caso in cui l'indice di modulazione assumeva il valore di 0.75.

Confrontando invece l'ampiezza di tale armonica nel caso in cui si utilizzi la modulazione a sette intervalli (Figura 6.8), con il caso in cui è stata utilizzata la modulazione ottimale con indice di modulazione oltre il valore massimo teorico (Figura 6.11), si nota che l'ampiezza dell'armonica a 150 Hz, ottenuta con la modulazione a sette intervalli, risulta nettamente superiore.

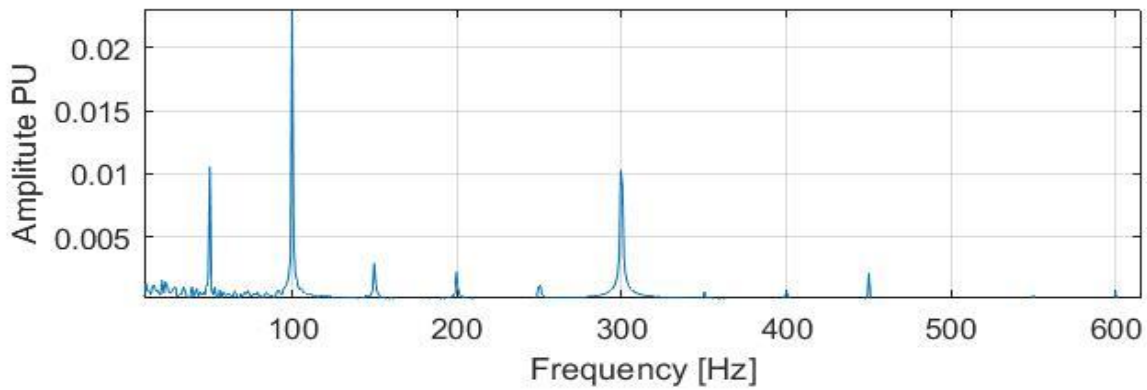


Figura 6. 11 Spettro armonico della tensione ai capi del primo condensatore del Bus-DC utilizzando la modulazione PWM ottimale.

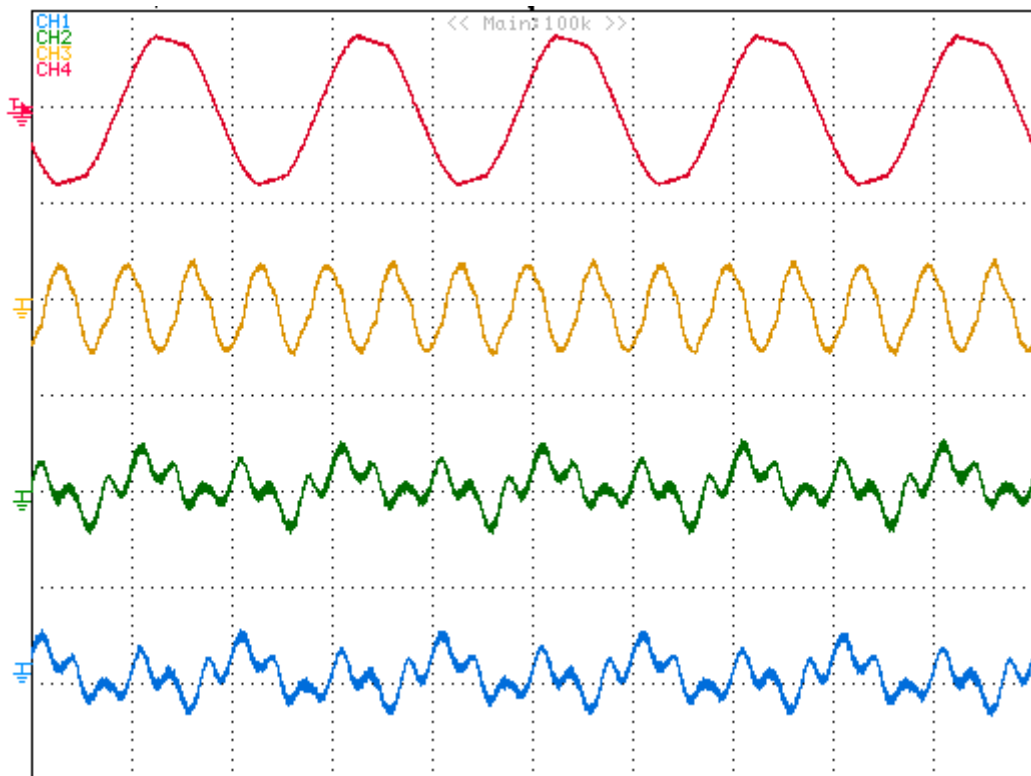


Figura 6. 12 Modulazione ottima con tensione del Bus-DC di 100 V e indice di modulazione oltre il massimo  
 CH4: corrente nella fase A [20 A/Div], CH 3: componente omopolare della modulante [Div], CH 2 tensione ai capi del condensatore alto [0.1V/Div], CH 1: tensione ai capi del condensatore basso[0.1V/Div].

➤ Prova 2

La seconda prova, i cui risultati sono mostrati in Figura 6.13, è stata effettuata utilizzando la modulazione PWM a sette intervalli. Il Bus-DC dell'inverter è stato alimentato alla tensione di 100V. Il riferimento di corrente è stato posto pari a 10A alla frequenza di 100Hz. In queste condizioni, l'indice di modulazione risulta essere pari a 0.62 ed il fattore di potenza del carico (0.57) corrispondente ad un valore dell'angolo di sfasamento pari a  $55^\circ$ .

Dai risultati riportati si nota un'evidente oscillazione del valore della tensione ai capi dei condensatori del Bus-DC (traccia verde EDC1, tracci blu EDC2) attribuibile all'uso della tecnica di modulazione a sette intervalli.

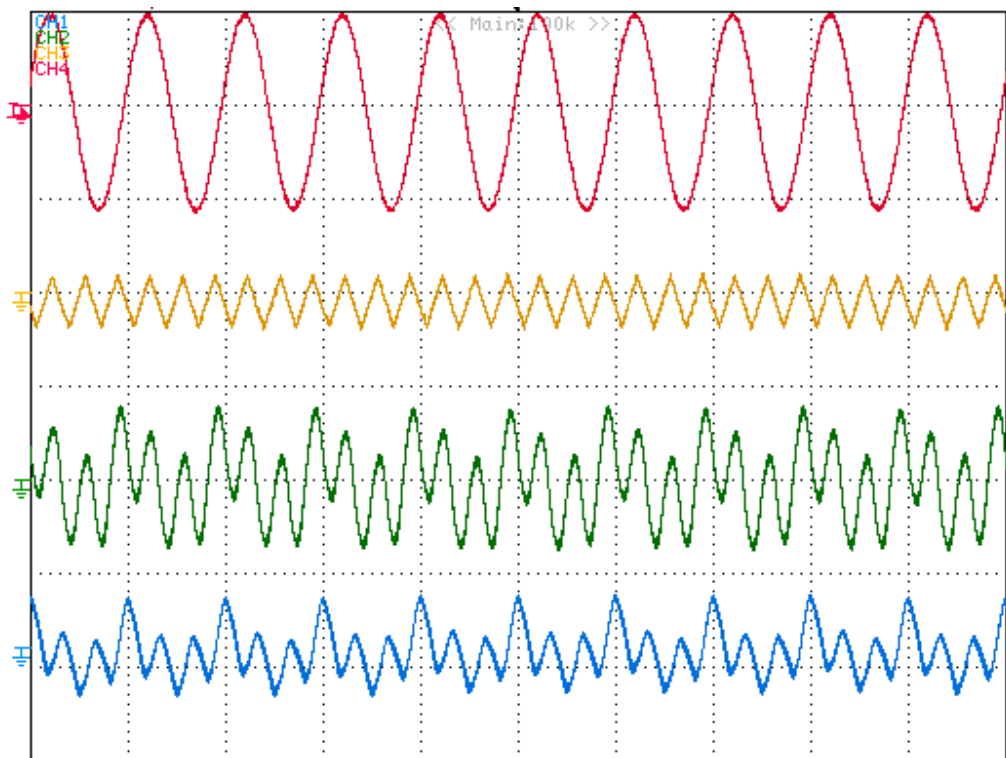


Figura 6. 13 Modulazione PWM a sette intervalli con tensione del bus-DC 100V riferimento di corrente 10 A, alla frequenza di 100 Hz. CH4: corrente nella fase A [20 A/Div], CH 3: componente omopolare della modulante [Div], CH 2 tensione ai capi del condensatore alto [0.1V/Div], CH 1: tensione ai capi del condensatore basso[0.1V/Div].



➤ Prova 2.1

Per confrontare gli effetti che si ottengono usando la modulazione ottimale, si è svolta una prova in condizioni analoghe alle precedenti nella quale l'unico parametro modificato è stato la tecnica di modulazione.

La prova, i cui risultati sono mostrati in figura 6.14, è stata effettuata usando la modulazione ottimale per limitare le oscillazioni di tensione. Si è alimentando il Bus-DC con una tensione di 100V, imponendo un riferimento di corrente di 10 A alla frequenza di 100 Hz, al fine di poter effettuare il confronto tra i risultati delle due prove.

Dall'indice di modulazione e dal fattore di potenza del carico, si è tracciata la posizione del punto di prova nel grafico rappresentato in figura 3.20. In tal modo si è trovato che il punto corrispondente a  $\varphi=55^\circ$  e indice di modulazione 0.62, risulta al di sotto della curva limite. Ci si aspetta quindi che la tecnica di modulazione possa annullare l'oscillazione della tensione dei condensatori.

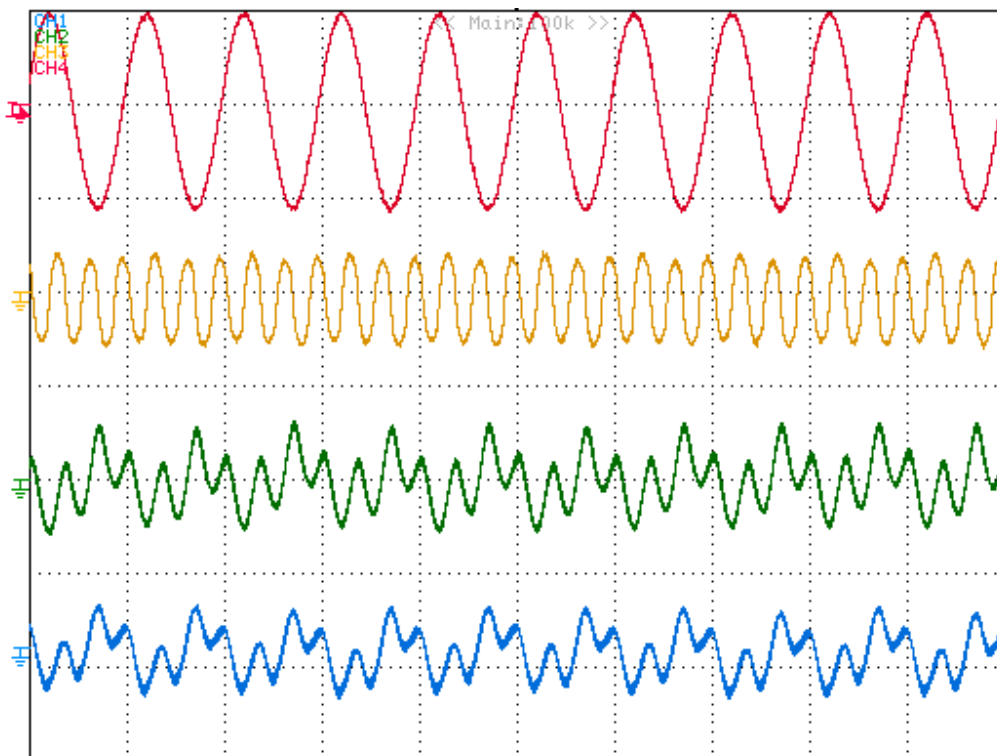


Figura 6. 14 Modulazione ottima con tensione del bus-DC 100V e riferimento di corrente 10 A frequenza 100 Hz  
 CH4: corrente nella fase A [20 A/Div], CH 3: componente omopolare della modulante [Div], CH 2 tensione ai capi del condensatore alto [0.1V/Div], CH 1: tensione ai capi del condensatore basso[0.1V/Div].

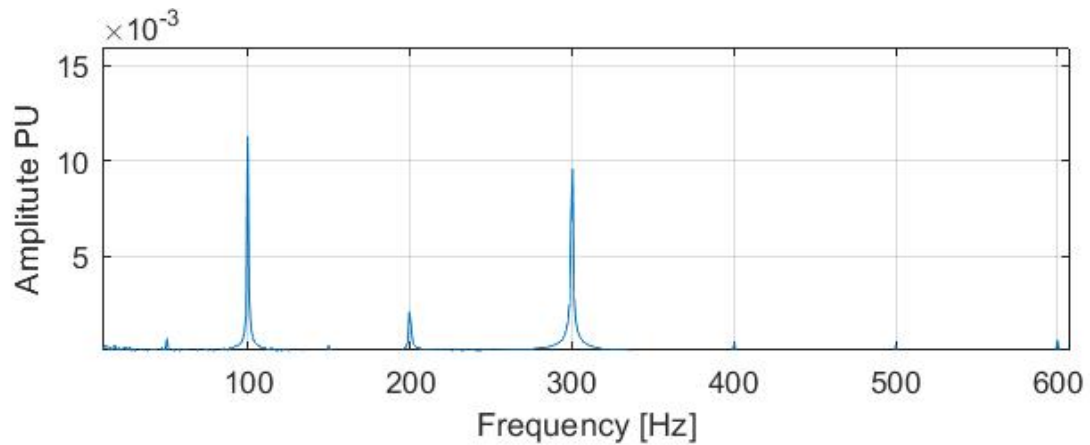


Figura 6. 15 Spettro armonico della tensione ai capi del primo condensatore del Bus-DC (CH 1) utilizzando la modulazione PWM ottimale.

In effetti, dalla figura 6.14 si nota che, come previsto, l'oscillazione delle tensioni è stata completamente annullata dalla tecnica di modulazione.

Analizzando lo spettro del segnale CH2, corrispondente alla tensione del condensatore EDC1, il cui andamento è rappresentato in Figura 6.15, si nota che la componente a 300Hz, corrispondente alla terza armonica, non è stata completamente annullata. Si deve tuttavia ricordare che l'armonica corrispondente alla frequenza di 300 Hz è prodotta, oltre che dall'oscillazione delle tensioni del Bus-DC, anche dal ponte raddrizzatore che alimenta l'inverter, per cui non eliminabile con la tecnica di modulazione.

La presenza di una componente armonica a frequenza di tre volte la fondamentale, per tali motivi, non è attribuibile ad un'inefficacia della tecnica di modulazione.

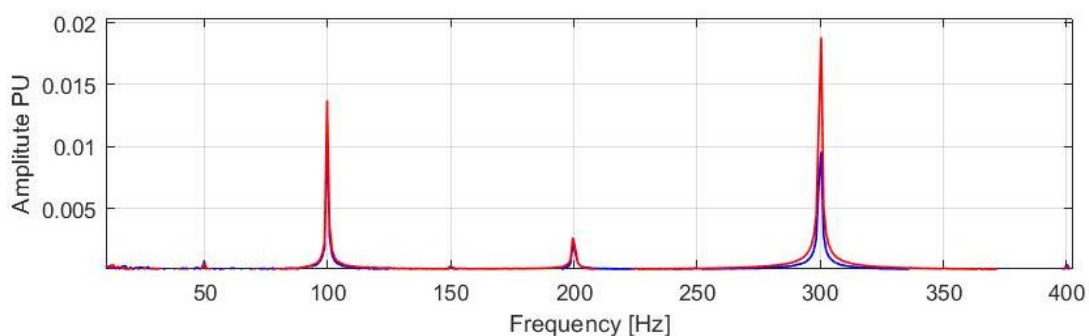


Figura 6. 16 Confronto tra gli spettri armonici della tensione ai capi del primo condensatore del Bus-DC utilizzando la modulazione PWM a sette intervalli in Rosso e la modulazione PWM ottimale in Blu.

Dal confronto degli spettri delle tensioni ai capi del condensatore EDC2, riportato in figura 6.16, si nota che la componente a 300Hz, utilizzando la tecnica di modulazione ottimale

corrispondente alla traccia blu, risulta comunque dimezzata rispetto all'utilizzo della modulazione a sette intervalli rappresentata dalla traccia rossa.

➤ Prova 3

I risultati rappresentati in Figura 6.17 sono relativi alla prova svolta utilizzando la modulazione ottimale per l'eliminazione dell'oscillazione delle tensioni ai capi dei condensatori del Bus-DC.

La prova è stata svolta con una tensione d'alimentazione del Bus-DC di 100 V ed imponendo un riferimento di corrente di 7.5 A alla frequenza di 150 Hz. In queste condizioni, l'indice di modulazione risulta essere pari a 0.53 ed il fattore di potenza del carico 0.36, corrispondente ad un valore dell'angolo di sfasamento di  $69^\circ$ .

Dai dati relativi alla prova si è tracciato il punto di funzionamento dell'inverter nel grafico di figura 6.20. Si è trovato che l'indice di modulazione, utilizzato per la prova, risulta al di sotto del valore massimo teorico, per cui la tecnica di modulazione riuscirà ad annullare l'oscillazione delle tensioni del Bus-DC.

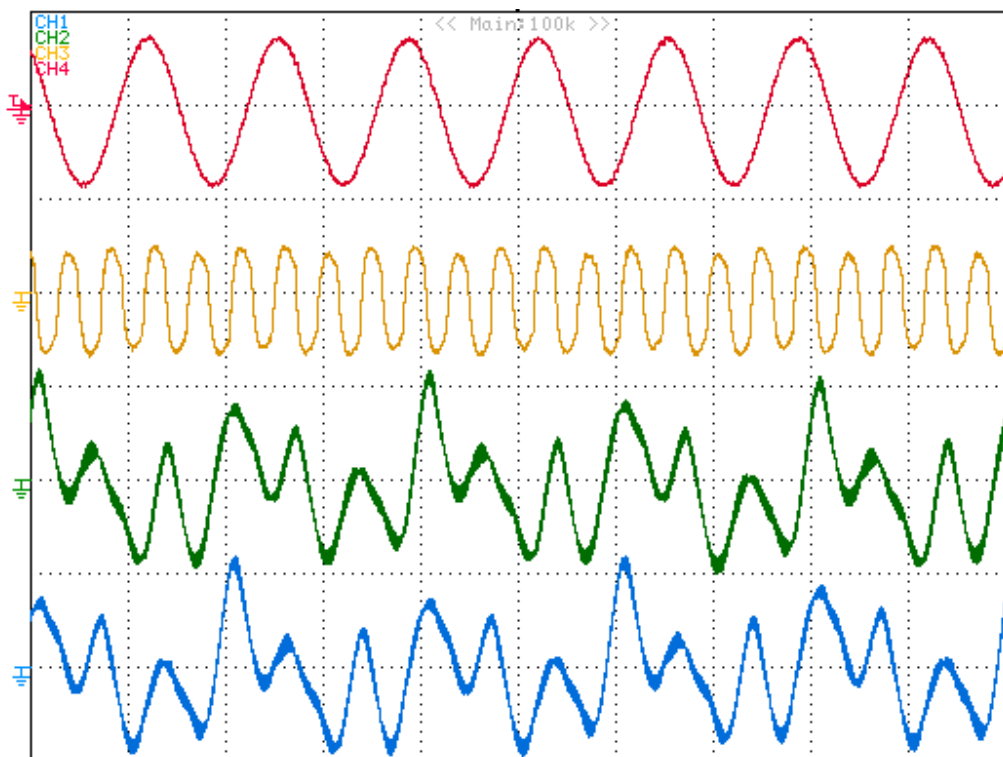


Figura 6. 17 Modulazione ottima con tensione del bus-DC 100 V, riferimento di corrente 7.5 A, alla frequenza di 150 Hz.

CH4: corrente nella fase A [10 A/Div], CH 3: componente omopolare della modulante [Div], CH 2 tensione ai capi del condensatore alto [0.2V/Div], CH 1: tensione ai capi del condensatore basso[0.2V/Div].

➤ Prova 3.1

L'ultima prova sull'inverter trifase, è stata effettuata usando la modulazione ottimale per limitare le oscillazioni di tensione variando però le condizioni di prova. Si è imposta una tensione del Bus-DC di 100 V, un riferimento di corrente di 9.5 A alla frequenza di 150 Hz. In tali condizioni il fattore di carico resta pari a 0.36, come nella prova precedente, ma l'indice di modulazione risulta pari a 0.75. Tracciando il punto di prova nel grafico di figura 3.20, si trova che l'indice di modulazione che si usa nella prova è superiore al limite massimo previsto dalla teoria per cui, ci si aspetta che l'oscillazione della tensione non venga annullata.

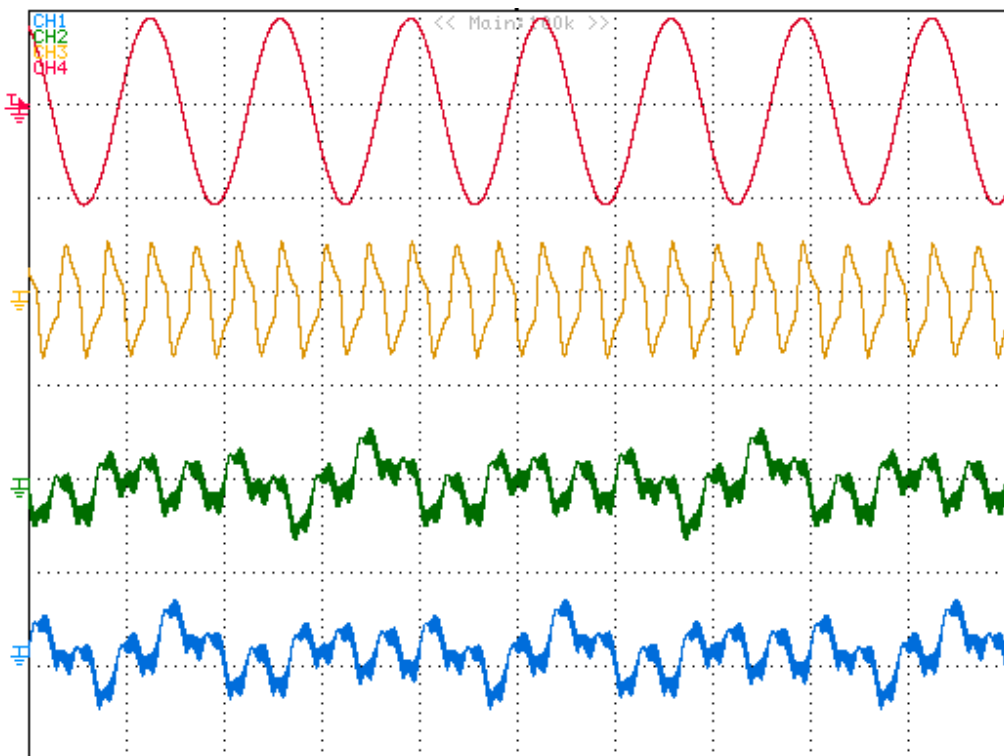


Figura 6. 18 Modulazione ottima con tensione del bus-DC 100V riferimento di corrente 9.5 A

CH4: corrente nella fase A [10 A/Div], CH 3: componente omopolare della modulante [Div], CH 2 tensione ai capi del condensatore alto [0.2V/Div], CH 1: tensione ai capi del condensatore basso[0.2V/Div].

Confrontiamo ora gli spettri del segnale CH 1, rappresentante la tensione ai capi del condensatore EDC2 del Bus-DC. Si nota che, l'armonica attribuibile all'oscillazione della tensione dei condensatori ai capi del Bus-DC, corrispondente alla frequenza di 450 Hz, viene completamente annullata nel caos in cui l'indice di modulazione rientri al di sotto della curva rappresentata in

figura 3.20. Per valori di indice di modulazione superiori al limite massimo teorico si è trovato che la componente a tale frequenza non è nulla. Ciò indica la presenza di un'oscillazione limitata delle tensioni ai capi dei condensatori.

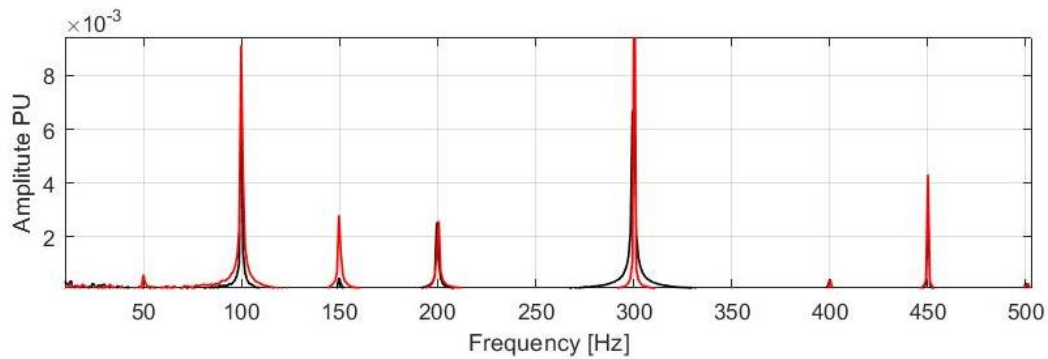


Figura 6. 19 Confronto tra gli spettri armonici della tensione ai capi del primo condensatore del Bus-DC utilizzando la modulazione PWM ottimale rimanendo al di sotto della curva limite (traccia nera) al di sopra della curva limite (traccia rossa).

I punti delle prove sperimentali, effettuate con l'inverter in configurazione trifase, sono rappresentati nella figura 3.20.

Anche sperimentalmente, come mostrato dai risultati delle prove precedentemente descritte, si è trovata la conferma della curva di massima modulabilità la quale garantisce l'equilibratura dei condensatori.

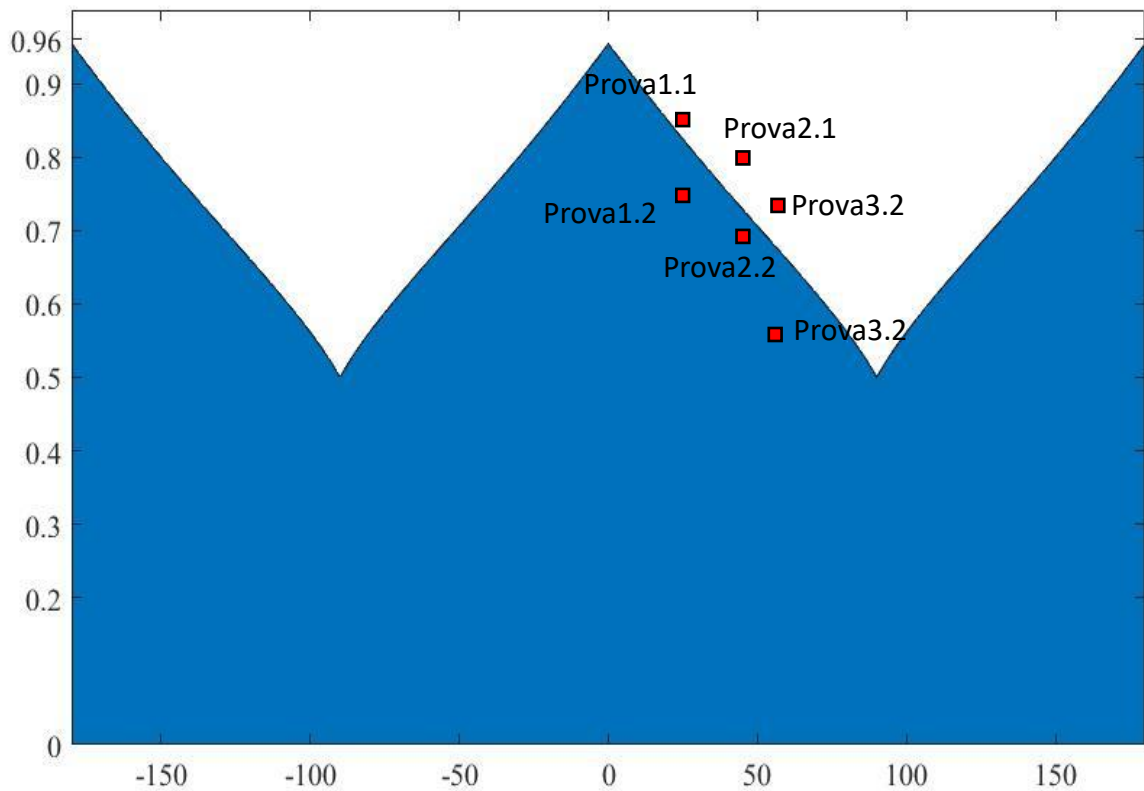
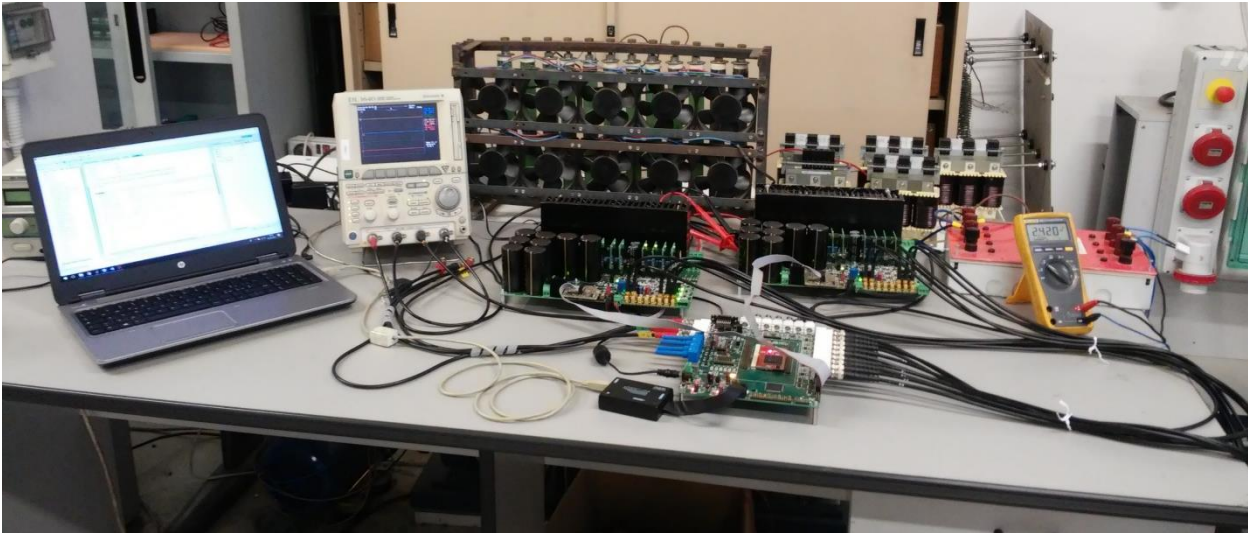


Figura 6. 20 Punti delle prove rappresentati sulla curva limite dell'indice di modulazione.

## 6.2 Prove sull'inverter Pentafase

Il banco allestito per le prove effettuate sull'inverter in configurazione pentafase è mostrato in Foto 6.1, esso rappresenta il banco illustrato nel primo paragrafo del capitolo.



*Foto 6. 1 Allestimento del banco per le prove pentafase*

Per effettuare le prove si sono tarati i PI di corrente utilizzando valori differenti da quelli utilizzati in simulazione. In fatti, già durante le prime prove di collaudo del banco, si è verificato che con i valori utilizzati durante la simulazione non si ottenevano risultati accettabili in quanto, il sistema reale presenta delle non linearità che non erano state inserite nelle simulazioni.

I valori usati per i regolatori sono riportati in tabella:

Asse	$K_p$ [V/A]	$K_i$ [V/A]
d	4.425	8250
q	4.425	8250

*Tabella 6. 4 Valori utilizzati per la taratura dei PI di corrente.*

Dopo aver regolato i PI di corrente, è stato necessario regolare i valori di Off-Set degli ADC del secondo inverter, utilizzando la funzione di Auto-Zero presente nel codice la quale ci fornisce autonomamente i valori di Off-Set corretti da utilizzare. I regolatori PI del primo inverter erano già stati regolati nelle prove trifasi ed è stato sufficiente verificare che i valori misurati fossero corretti.

Terminata la fase di regolazione, si è effettuata una prova preliminare, prima di iniziare ad effettuare le prove utilizzando la nuova tecnica di modulazione. Si è controllato l'inverter, utilizzando la tecnica di modulazione PWM a sette intervalli per poter valutare la corretta realizzazione del banco.

Nella tabella seguente sono riportate le condizioni in cui si sono svolte le diverse prove effettuate sull'inverter in configurazione pentafase. Per ogni prova è specificando il livello di tensione, la frequenza ed il carico utilizzato. Tutte le prove sono state svolte utilizzando entrambe le tecniche di modulazione, sia la sette intervalli che la modulazione ottimale.

Si nota che, rispetto al caso trifase, l'induttanza disponibile assume valori inferiori per cui saranno effettuare prove a frequenza più alta per poter ottenere gli stessi fattori di potenza del carico.

Numero della prova	Tensione applicata [V]	Frequenza [Hz]	Resistenza di carico [ $\Omega$ ]	Induttanza di carico [mH]	Fattore di potenza
1	100	50	2.2	1.18	0.98
2	100	200	2.2	1.18	0.83
3	100	400	2.2	1.18	0.59

*Tabella 6. 5 Prove svolte nella configurazione pentafase.*



➤ Prova 1

La prima prova, è stata svolta utilizzando la modulazione PWM a sette intervalli. Con questa prova, è stato possibile ottenere un riferimento sull'ordine di grandezza dell'ampiezza delle oscillazioni delle tensioni, nella configurazione pentafase dell'inverter.

La prova è stata effettuata alimentando il Bus-DC dell'inverter trifase con una tensione di 100V ed imponendo un riferimento di corrente di 17A alla frequenza di 50Hz. Dalle condizioni di prova descritte, si trova il valore dell'indice di modulazione.

I risultati della prova sono mostrati in Figura 6.21. Si può notare come, in queste condizioni, le tensioni ai capi dei condensatori del Bus-DC non risultano equilibrate. L'oscillazione della tensione presente, è attribuibile alla tecnica di modulazione a sette intervalli.

Con questa prova, si è trovata conferma della necessità d'adottare una tecnica di modulazione differente, per poter mantenere le tensioni ai capi dei condensatori in equilibrio.

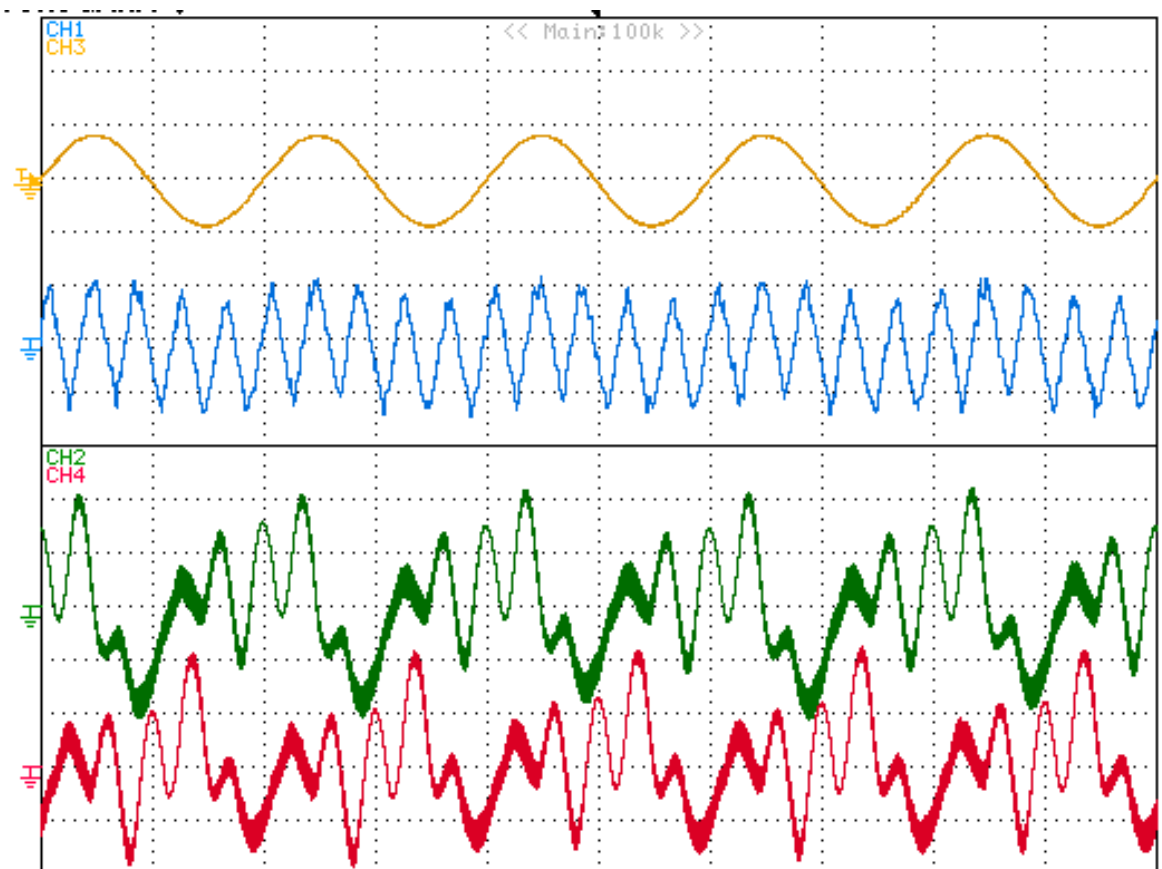
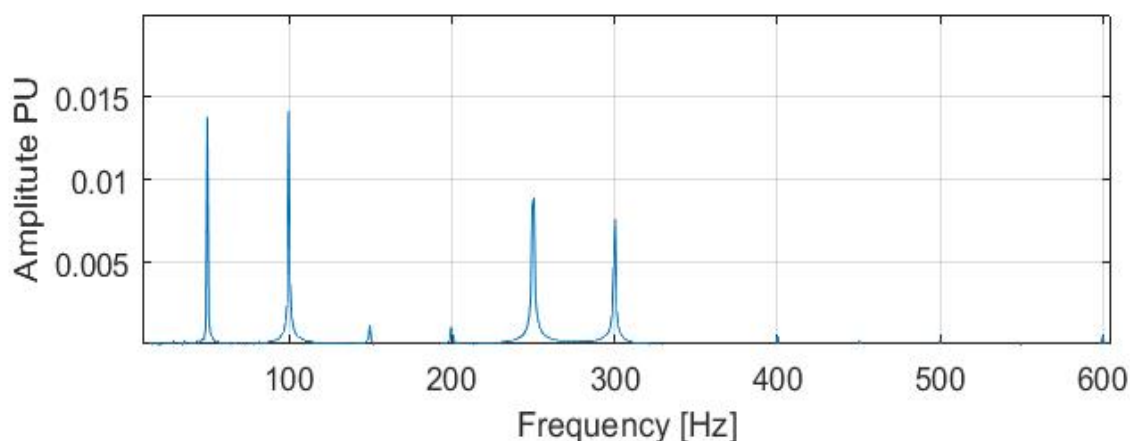


Figura 6. 21 Modulazione PWM a sette intervalli con tensione del bus-DC 100 V, riferimento di corrente di 17 A alla frequenza di 50 Hz. CH 3: corrente nella fase A [20 A/Div], CH 1: componente omopolare della modulante [Div], CH 2 tensione ai capi del condensatore alto [0.2V/Div], CH 4: tensione ai capi del condensatore basso[0.2V/Div].



*Figura 6.22 Spettro della tensione ai capi del primo condensatore del Bus-DC (CH 4)0 utilizzando la modulazione PWM a sette intervalli.*

In Figura 6.22 è rappresentato lo spettro della tensione ai capi del condensatore il cui andamento è mostrato in Figura 6.21 CH1. Si nota che, come visto nelle prove svolte utilizzando l'inverter trifase, vi è sempre la componente armonica alla frequenza di 300 Hz, dovuta all'oscillazione della tensione in uscita dal ponte raddrizzatore trifase. Dallo spettro si nota anche la presenza di una componente armonica alla frequenza di 250 Hz non trascurabile. L'armonica a 250 Hz, (corrispondente ad una quinta armonica della fondamentale) è attribuibile all'oscillazione delle tensioni ai capi dei condensatori, introdotta dalla tecnica di modulazione.

#### ➤ Prova 1.2

La prova, i cui risultati sono mostrati in Figura 6.23, è stata svolta utilizzando la modulazione ottimale per limitare le oscillazioni di tensione. Le condizioni di prova sono analoghe alle condizioni imposte per la prova precedente. Per la prova è stata imposta una tensione del Bus-DC pari a 100 V con un riferimento di corrente di 17 A alla frequenza di 50Hz. Avendo svolto le prove nelle stesse condizioni, variando solamente la tecnica di modulazione utilizzata, sarà possibile valutare gli effetti della nuova tecnica di modulazione.

Dalle condizioni di prova si è ricavato il valore dell'indice di modulazione e fattore di potenza del carico. Noti tali valori, si è tracciato nel grafico rappresentato in figura 6.31, la posizione corrispondente alla prova effettuata. È quindi stato possibile ottenere una previsione degli andamenti delle tensioni ai capi dei condensatori del Bus-DC.

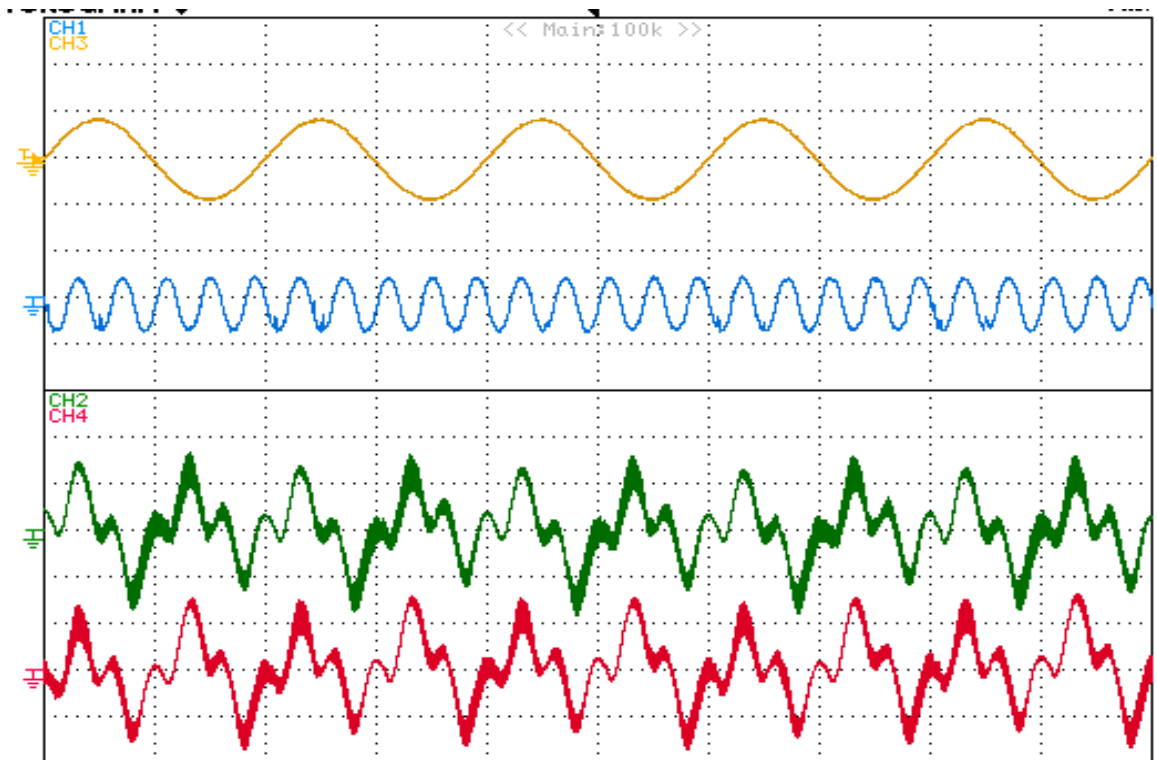


Figura 6. 23 Modulazione ottima con tensione del bus-DC 100V Riferimento di corrente 17 A

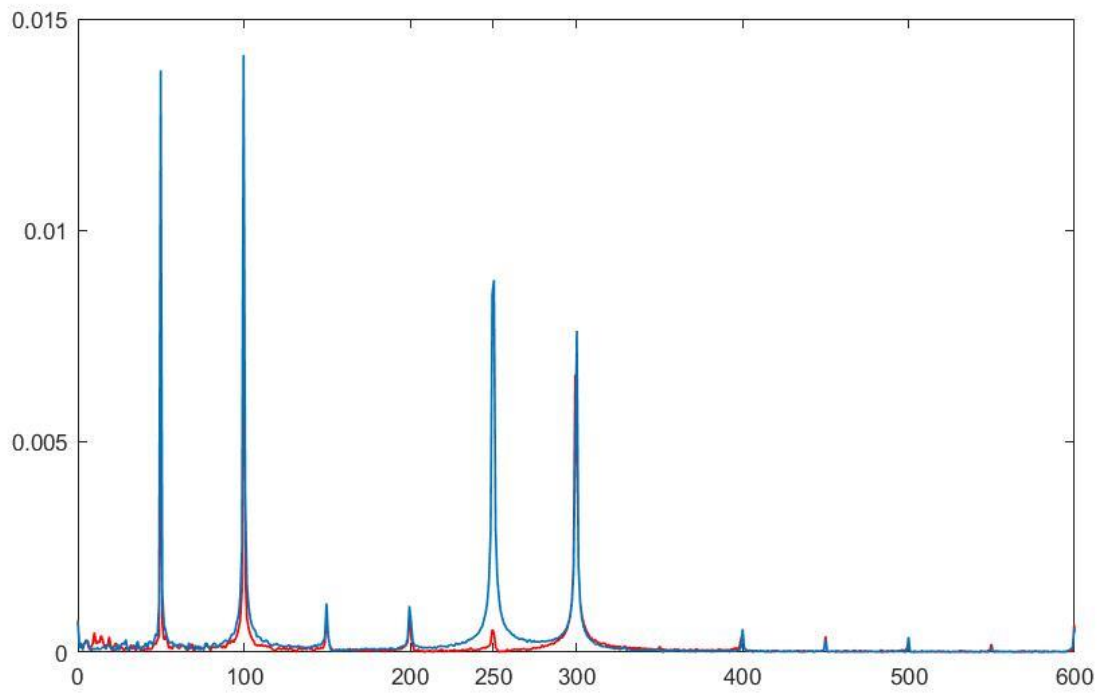
CH 3: corrente nella fase A [20 A/Div], CH 1: componente omopolare della modulante [Div], CH 2 tensione ai capi del condensatore alto [0.2V/Div], CH 4: tensione ai capi del condensatore basso[0.2V/Div].

Dai risultati della prova, riportati in Figura 6.23, si osserva che l'oscillazione della tensione ai capi dei condensatori del Bus-DC, il cui andamento è rappresentato dalla traccia CH2, è stata completamente annullata dalla tecnica di modulazione implementata.

In questo caso, si è trovata la conferma sperimentale alla prova effettuata in simulazione, i cui risultati sono mostrati in Figura 3.24.

Per valutare ulteriormente l'efficacia, della tecnica di modulazione ottimale, rispetto alla tecnica di modulazione a sette intervalli, si studia lo spettro armonico della traccia CH2 di figura 6.23.

Lo spettro è riportato in Figura 6.24. Si può notare come l'ampiezza della componente armonica alla frequenza di 250 Hz, attribuibile all'oscillazione delle tensioni ai capi dei condensatori del Bus-DC, nel caso in cui si utilizzi la tecnica di modulazione ottimale (traccia rossa di figura 6.24) risulta completamente annullata, a differenza del caso in cui si utilizza la modulazione a sette intervalli.



*Figura 6. 24 Confronto tra gli spettri armonici della tensione ai capi del primo condensatore del Bus-DC (CH 4) utilizzando la modulazione PWM a sette intervalli in Blu e la modulazione PWM ottimale in rosso.*

➤ Prova 2

La seconda prova, i cui risultati sono mostrati in Figura 6.25, è stata effettuata utilizzando la modulazione ottimale per annullare l'oscillazione della tensione del Bus-DC. La prova è stata effettuata alimentando il Bus-DC alla tensione di 100 V ed imponendo un riferimento di corrente di 13.5 A e frequenza 200 Hz. In queste condizioni, l'indice di modulazione risulta essere pari a 0.84 ed il fattore di potenza del carico 0.83, corrispondente ad un valore dell'angolo di sfasamento pari a  $34^\circ$ .

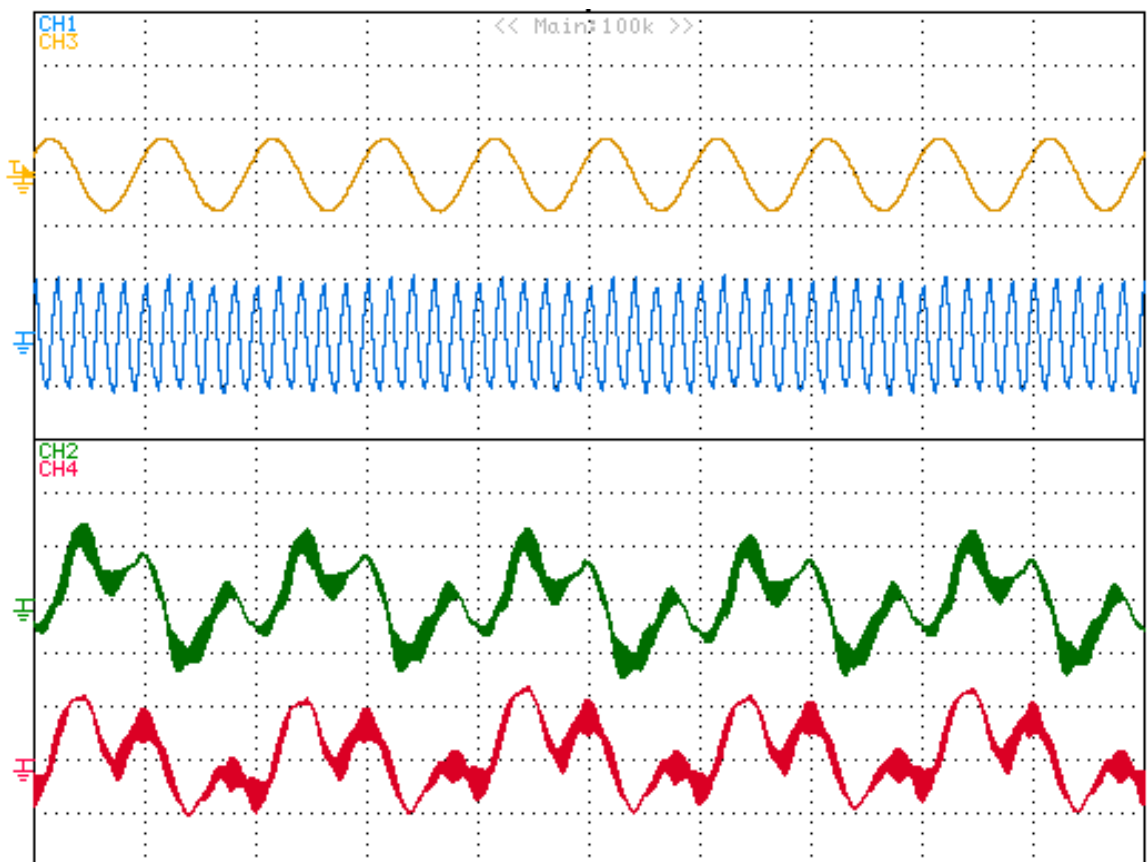


Figura 6. 25 Modulazione ottima con tensione del bus-DC 100V, riferimento di corrente 13.5 A frequenza 200 Hz  
 CH 3: corrente nella fase A [20 A/Div], CH 1: componente omopolare della modulante [Div], CH 2 tensione ai capi del condensatore alto [0.2V/Div], CH 4: tensione ai capi del condensatore basso[0.2V/Div].

Analizzando i risultati della prova, riportati in figura 6.25, si può notare che l'oscillazione della tensione ai capi dei condensatori del Bus-DC è stata completamente annullata dalla tecnica di modulazione utilizzata, come noto dalla teoria svolta.

➤ Prova 2.2

La prova, i cui risultati sono rappresentata in Figura 6.28, è stata effettuata usando la modulazione ottimale per annullare le oscillazioni delle tensioni ai capi dei condensatori. Le condizioni in cui si è svolta la prova sono le seguenti: tensione d'alimentazione del Bus-DC pari a 100 V, corrente di riferimento 15.5 A alla frequenza di 200 Hz. In tali condizioni, il fattore di carico risulta pari a 0.83, come nella prova precedente, ma l'indice di modulazione vale 0.93. Tracciamo, nel grafico di Figura 6.31, il punto corrispondente a  $\varphi=34^\circ$  e indice di modulazione 0.93, si trova che tale punto risulta al di sopra del limite massimo teorico previsto. Essendo l'indice di modulazione della prova troppo elevato, ci si aspetta che, in questo caso, la tecnica di modulazione ottimale non riuscirà ad annullare l'oscillazione delle tensioni.

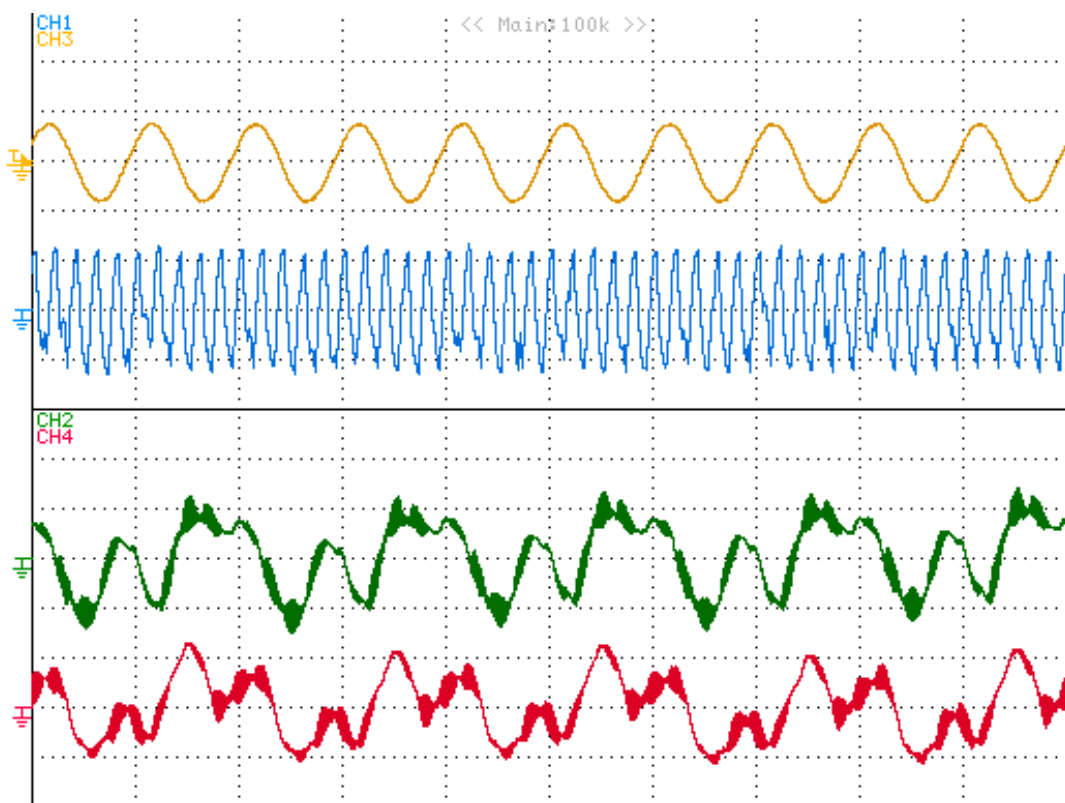


Figura 6. 26 Modulazione ottima con tensione del bus-DC 100V, riferimento di corrente 15.5 A frequenza 200 Hz  
 CH 3: corrente nella fase A [20 A/Div], CH 1: componente omopolare della modulante [Div], CH 2 tensione ai capi del condensatore alto [0.2V/Div], CH 4: tensione ai capi del condensatore basso[0.2V/Div].

Effettivamente, dai risultati mostrati in Figura 6.26, si nota che la tensione ai capi dei condensatori del Bus-DC subisce delle oscillazioni, le quali non sono completamente annullate dalla tecnica di modulazione, ma solo limitate. Pur essendoci delle oscillazioni, seguendo quanto ottenuto dalla teoria, esse risultano avere la minor ampiezza possibile. Per valutare tale effetto, si effettua

un'ulteriore prova variando la tecnica di modulazione e si valuta l'ampiezza delle oscillazioni presenti.

➤ Prova 2.3

La prova è stata effettuata utilizzando la tecnica di modulazione a sette intervalli.

L'inverter è stato alimentato alla stessa tensione della prova precedente ed è stato imposto lo stesso riferimento di corrente, pari a 15.5 A alla frequenza di 200Hz.

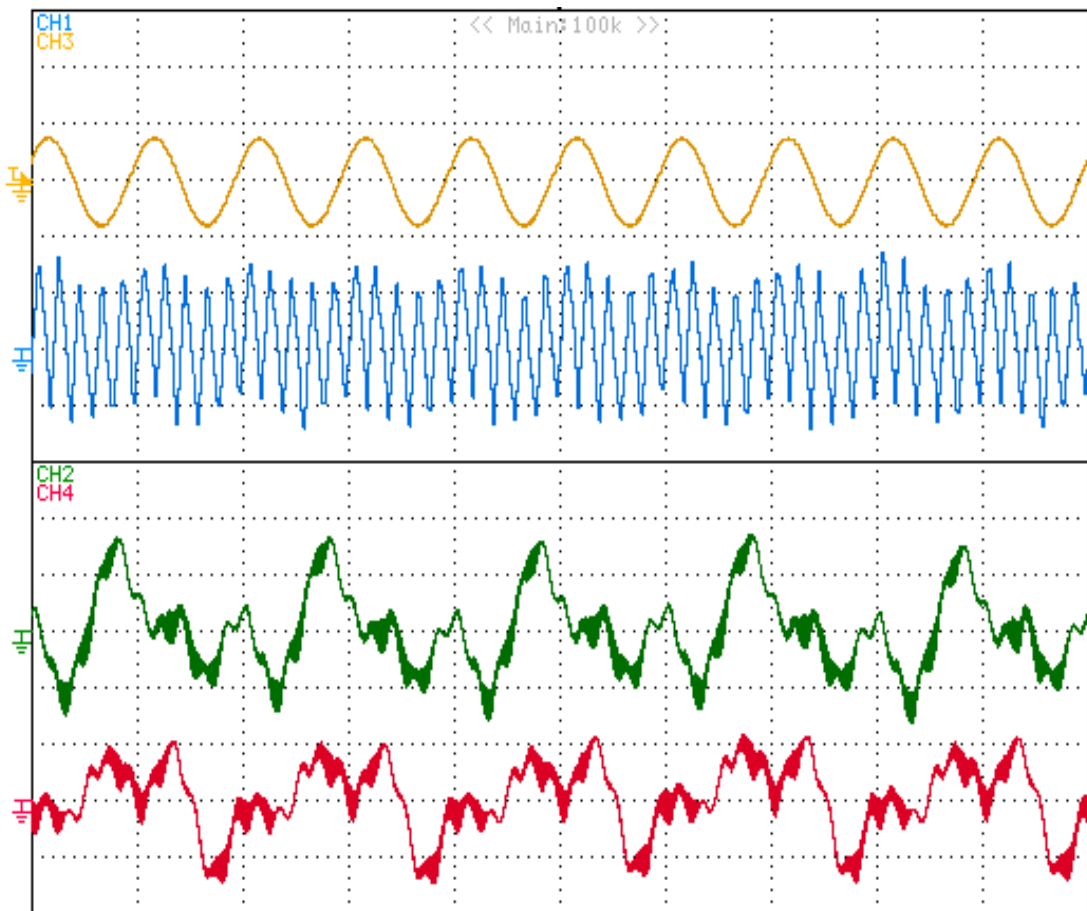


Figura 6. 27 Modulazione PWM a sette intervalli con tensione del bus-DC 100 V, Riferimento di corrente 15.5 A alla frequenza di 200 Hz. CH 3: corrente nella fase A [20 A/Div], CH 1: componente omopolare della modulante [Div], CH 2 tensione ai capi del condensatore alto [0.2V/Div], CH 4: tensione ai capi del condensatore basso[0.2V/Div].

I risultati della prova sono mostrati in Figura 6.27. Si osserva che l'ampiezza dell'oscillazione delle tensioni, in questo caso, è superiore a quella del caso precedente.

Ciò conferma quanto ottenuto sia nella teoria, sia nelle prove simulative. Nel caso in cui l'indice di modulazione superi il valore massimo, le oscillazioni che si ottengono, risultano avere la minore ampiezza possibile.

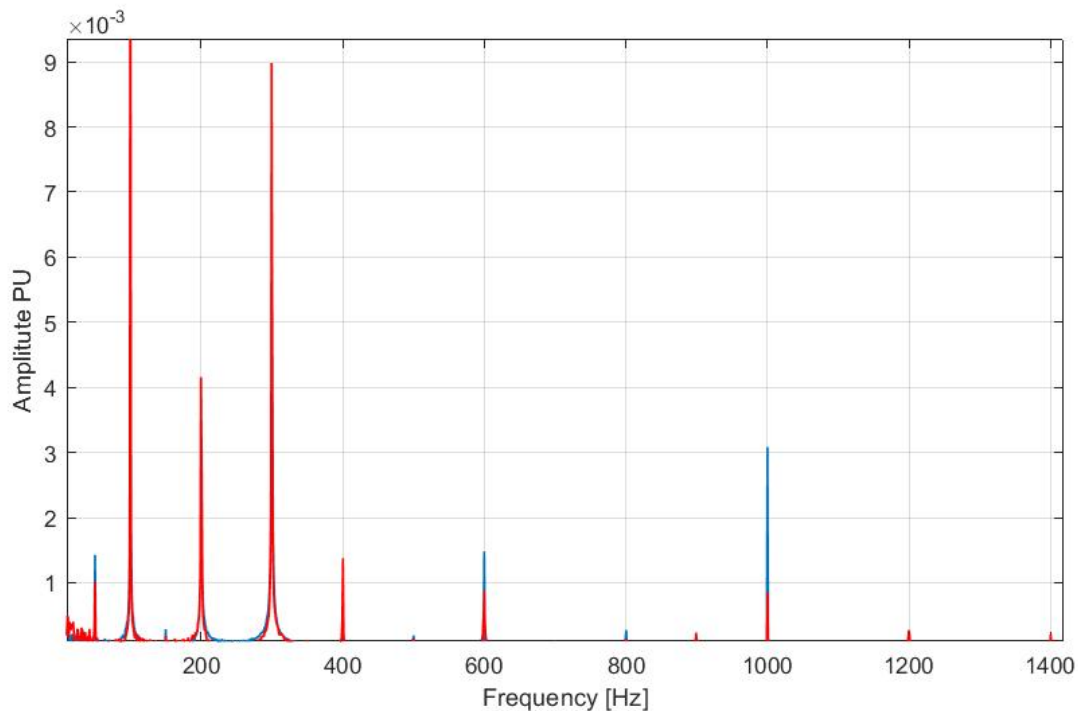


Figura 6. 28 Confronto tra gli spettri armonici della tensione ai capi del primo condensatore del Bus-DC (CH4) utilizzando la modulazione PWM a sette intervalli in Blu e la modulazione PWM ottimale in rosso.

In Figura 6.28 è mostrato il confronto tra gli spettri armonici della tensione ai capi dei condensatori del Bus-DC nel caso in cui, è stata utilizzata la modulazione ottimale, traccia rossa, e nel caso in cui è stata utilizzata la modulazione a sette intervalli, traccia blu. Si nota la presenza di una componente a 1000 Hz, corrispondente alla quinta armonica della fondamentale, attribuibile all'oscillazione della tensione ai capi dei condensatori del Bus-DC. Tale armonica, nel caso in cui si utilizzi la modulazione a sette intervalli, risulta quattro volte superiore al caso in cui si utilizzi la modulazione ottimale.

I risultati esposti in Figura 6.28 confermano l'efficienza della tecnica di modulazione ottimale la quale, anche con indice di modulazione oltre il valore massimo, risulta fornire l'oscillazione della tensione ai capi dei condensatori con la minor ampiezza possibile.



➤ Prova 3

La prova è stata effettuata usando la modulazione ottimale per limitare le oscillazioni di tensione.

In questa prova ci si è posti in una condizione per cui il carico risulta particolarmente reattivo. Si è imposta una tensione del Bus-DC di 100 V, riferimento di corrente di 8 A e frequenza 400 Hz. Con queste condizioni si ha un fattore di carico pari a 0.56.

Dalla curva rappresentata in Figura 6.31 si trova che l'indice di modulazione massimo, nelle condizioni di prova descritte, vale 0.82.

La prova è stata effettuata allo scopo d'ottenere un confronto tra l'efficienza della modulazione ottimale e della modulazione a sette intervalli. Data la struttura del carico e l'elevata frequenza a cui si svolge la prova, al fine d'ottenere una variazione del fattore di potenza, come già visto in simulazione, ci si aspetta che in entrambe le prove l'oscillazione della tensione ai capi dei condensatori si limitata a causa della capacità filtrante dell'induttanza ad alta frequenza.

I risultati della prova sono mostrati in Figura 6.29. L'indice di modulazione con cui si è svolta la prova risulta pari a 0.65, valore inferiore al massimo teorico. È possibile notare che, in queste condizioni, l'oscillazione della tensione ai capi dei condensatori del Bus-DC non è stata annullata completamente dalla tecnica di modulazione, ma essa risulta comunque molto limitata.

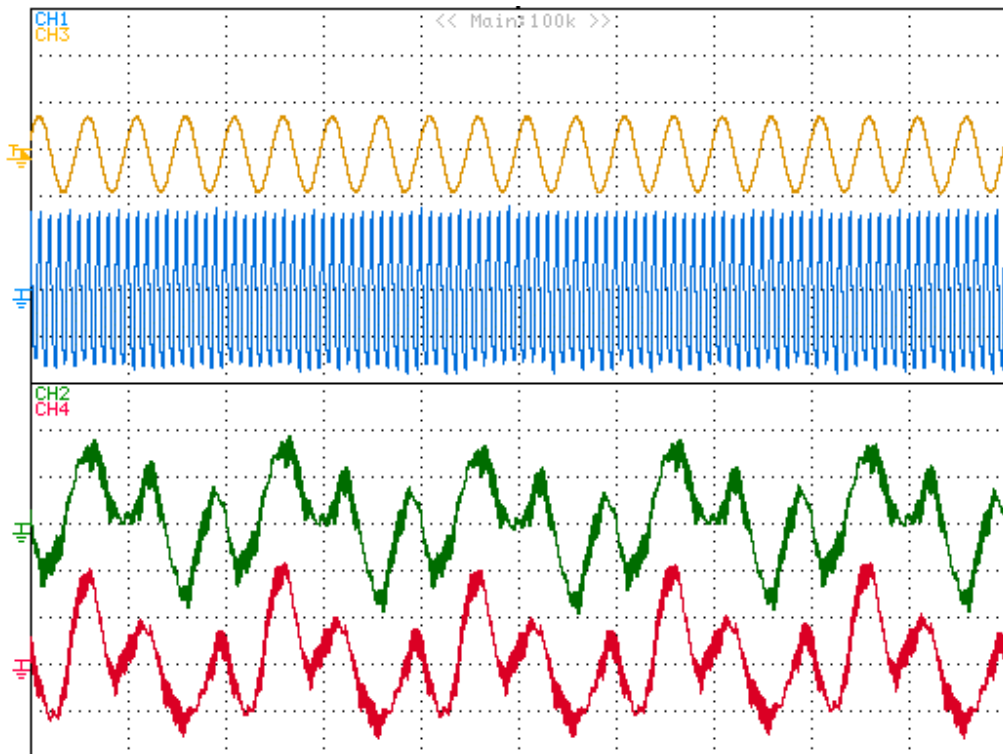


Figura 6. 29 Modulazione ottimale con tensione del bus-DC 100 V, riferimento di corrente 8 A alla frequenza di 400 Hz.  
 CH 3: corrente nella fase A [10 A/Div], CH 1: componente omopolare della modulante [Div], CH 2 tensione ai capi del condensatore alto [0.1V/Div], CH 4: tensione ai capi del condensatore basso[0.1V/Div].

### ➤ Prova 3.1

L'ultima prova è stata effettuata nelle medesime condizioni della precedente utilizzando però la modulazione a sette intervalli simmetrica. In Figura 6.30 sono mostrati i risultati ottenuti. Si osserva che, come nel caso precedente, la tensione ai capi dei condensatori presenta un'oscillazione limitata. In queste condizioni le due tecniche sembrano restituire gli stessi risultati, ciò non è attribuibile ad una inefficienza della tecnica di modulazione ottimale ma alla capacità filtrante del carico la quale limita le oscillazioni presenti con la tecnica di modulazione a sette intervalli.

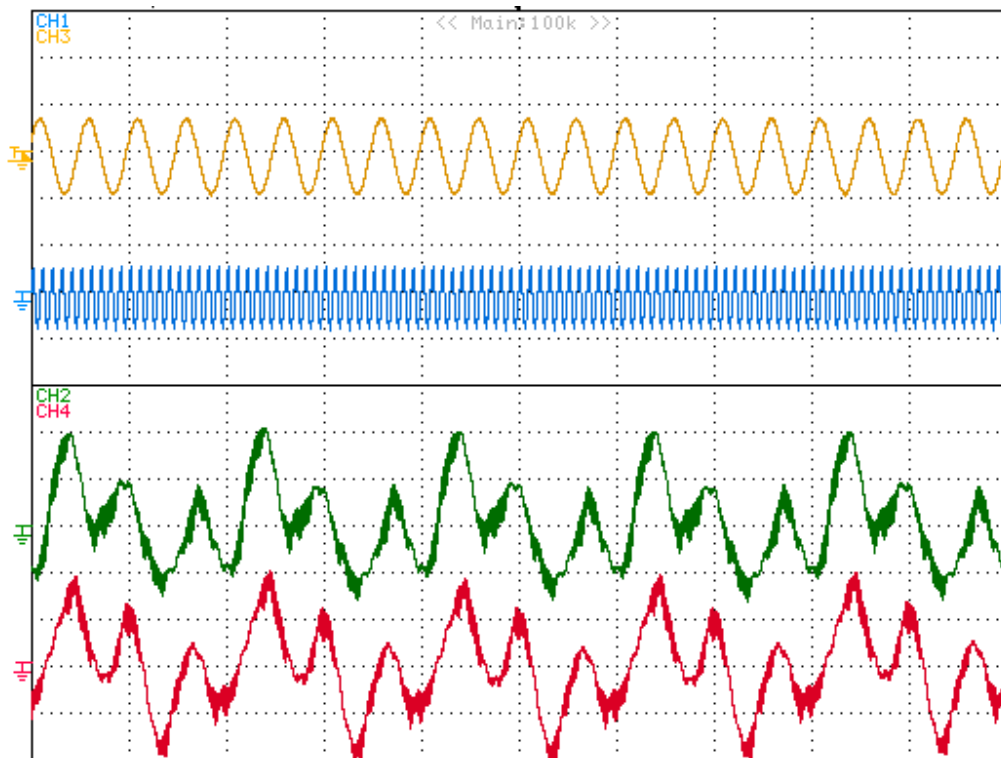


Figura 6. 30 Modulazione PWM a sette intervalli con tensione del bus-DC 100 V, riferimento di corrente 8 A alla frequenza di 400 Hz. CH 3: corrente nella fase A [10 A/Div], CH 1: componente omopolare della modulante [Div], CH 2 tensione ai capi del condensatore alto [0.1V/Div], CH 4: tensione ai capi del condensatore basso[0.1V/Div].

Si tracciano i punti corrispondenti alle prove effettuate con l'inverte NPC T-type in configurazione pentafase nel grafico rappresentato in Figura 6.31.

Anche sperimentalmente, come mostrato dai risultati delle prove precedentemente descritte, si è trovata la conferma della curva di massima modulabilità in grado di garantire l'equilibratura dei condensatori del Bus-DC per valori inferiori al limite massimo.

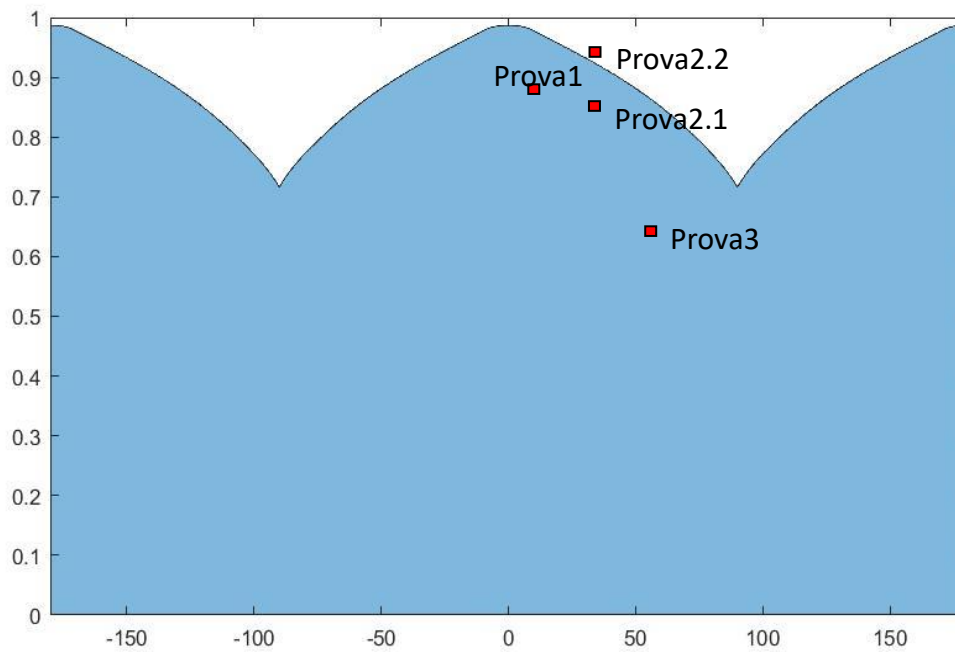


Figura 6. 31 Punti corrispondenti alle prove effettuate nel caso pentafase.





# Conclusioni

In questa tesi è proposta una nuova tecnica di modulazione applicata ad un inverter multilivello NPC T-type nelle configurazioni trifase e pentafase.

La configurazione pentafase è stata realizzata utilizzando due inverter multilivello trifase aventi il Bus-DC in comune. Il secondo inverter, non essendo presente in laboratorio, è stato assemblato seguendo gli schemi riportati nel Capitolo 4.

L'aspetto principale della tesi riguarda la determinazione della nuova tecnica di modulazione per annullare le oscillazioni delle tensioni ai capi dei condensatori del Bus-DC ma, per poterla applicare, è stato necessario trovare una definizione dinamica dei settori della modulazione PWM dopo aver assemblato un inverter trifase.

Si è analizzato il range di funzionamento della nuova tecnica per il quale risulta annullata l'oscillazione della tensione del Bus-Dc.

Per verificare il corretto funzionamento della tecnica si sono realizzate simulazioni, sia per il sistema trifase che per il pentafase, come mostrato nel capitolo 5, riproducendo le condizioni di prova nel laboratorio in ambiente MatLab Simulink.

I risultati ottenuti dalle simulazioni sono stati poi confrontati con quelli ottenuti nella trattazione teorica per validare la tecnica di modulazione.

Verificata la correttezza della teoria è stato realizzato ed implementato l'algoritmo di modulazione, basato sulla teoria PWM, in codice C utilizzando CodeComposer, uno strumento messo a disposizione da Texas Instruments per facilitare la scrittura del codice da implementare nel DSP (Digital Signal Processor).

Si è validata sperimentalmente la tecnica di modulazione capace di ridurre al minimo le oscillazioni della tensione ai capi dei condensatori del Bus-DC; anche con un indice di modulazione troppo elevato per garantirne l'annullamento, la tecnica presentata dimostra essere la soluzione ottima in termini di bilanciamento delle tensioni.





# Bibliografia

- [1] Prof. Angelo Tani, Appunti delle lezioni del corso di “Conversione statica dell’energia elettrica”, A.A. 20016/2017.
- [2] Satoshi Ogasawara, Hirofumi Akagi “Analysis of Variation of Neutral Point Potential in Neutral-Point -Clamped Voltage Source PWM Inverters” Conference Record of the 1999 IEEE, Volume: 3.
- [3] Qiang Song, Wenhua Liu, Qingguang Yu, Xiaorong Xie, Zhonghong Wang “A Neutral-Point Potential Balancing Algorithm for Three-Level NPC Inverters Using Analytically Injected Zero-Sequence Voltage” Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03. Eighteenth Annual IEEE.
- [4] Nikola Celanovic, Dushan Boroyevich, “A Comprehensive Study of Neutral-Point Voltage Balancing Problem in Three-Level Neutral-Point-Clamped Voltage Source PWM Inverters” IEEE Transactions on Power Electronics Volume: 15, Issue: 2, Mar 2000.
- [5] Tesi di laurea magistrale “Studio, Progettazione e Realizzazione di un Inverter Trifase NPC T-type” Damiano Palucci, A.A. 2015/2016.