ALMA MATER STUDIORUM – UNIVERSITÀ DI BOLOGNA

SCUOLA DI INGEGNERIA E ARCHITETTURA

CORSO DI LAUREA MAGISTRALE IN INGEGNERIA ELETTRONICA E TELECOMUNICAZIONI PER L'ENERGIA (8770)

TESI DI LAUREA

in

SISTEMI DI CONVERSIONE STATICA PER ENERGIE RINNOVABILI LM

SVILUPPO DI UN SISTEMA DI CONTROLLO PER CONVERITORI MODULARI MULTILIVELLO TRIFASE

CANDIDATO:
Gioele Magnani
Matricola 784826

RELATORE:
Dott. Ing. Michele Mengoni

CORRELATORI:
Dott. Ing. Gabriele Rizzoli

Anno Accademico 2016/2017
Sessione III

INDICE

INTRODUZIONE 1

DIODE CLAMP 4
FLYING CAPACITOR 6

INTRODUZIONE AI CONVERTITORI MULTILIVELLO MMC 9

1.1 – TOPOLOGIA CIRCUITALE DELL'MMC A SINGOLA FASE 9
1.2 - MODELLO MATEMATICO PER MMC SINGOLA FASE 11
1.2.1 – EQUIVALENZA DI N MODULI CON IL SINGOLO MODULO DI RAMO 11
1.2.2 – MODELLO MATEMATICO DEL CONVERTITORE 17
1.3 TOPOLOGIA CIRCUITALE DELL'MMC TRIFASE 20
1.4 MODELLO MATEMATICO PER L'MMC TRIFASE 21

2 CONTROLLO DELL'MMC 25

2.1 CONTROLLO DELL'MMC A SINGOLA FASE 25
2.2 CONTROLLO DELL'MMC TRIFASE 29

3 SIMULAZIONE DEL CONTROLLO DELL'MMC 41

3.1 SCHEMA GENERALE DEL SISTEMA 41
3.1.1 SISTEMA DI CONTROLLO 42
3.1.2 MODULATORI PWM 42
3.1.3 CONVERTITORE MMC TRIFASE 43
3.2 SISTEMA DI CONTROLLO – LOOP DI CORRENTE 46
3.2.1 CONTROLLO DELLE CORRENTI DI RAMO 46
3.2.2 CONTROLLO DELLA CORRENTE TOTALE E DIFFERENZIALE. 49
3.3 SISTEMA DI CONTROLLO – LOOP DI ENERGIA 50
3.3.1 CONTROLLO DELL'ENERGIA DI RAMO 51
3.3.2 CONTROLLO VETTORIALE DELL'ENERGIA 53
3.4 SIMULAZIONI 57
3.4.1 START-UP 57
3.4.2 FUNZIONAMENTO A REGIME 63
3.4.3 VARIAZIONE DELLE TENSIONI DI RIFERIMENTO SUI BUS DC DEI MODULI 67
3.4.4 VARIAZIONE DELLA CORRENTE DI USCITA RICHIESTA AL CONVERTITORE 71
3.4.5 ANALISI SPETTRALE DELLE CORRENTI DI RAMO 76

4 PROVE SPERIMENTALI SUL CONVERTITORE MMC 79

4.1 STRUMENTAZIONE DEL BANCO DI PROVA 79
4.1.1 GENERICO MODULO DEL CONVERTITORE MMC 84
4.2 PROVE SPERIMENTALI 85
4.2.1 START-UP 86
4.2.2 FUNZIONAMENTO A REGIME 88
4.2.3 VARIAZIONE DELLE TENSIONI DI RIFERIMENTO SUI BUS DC DEI MODULI 92
4.2.4 VARIAZIONE DELLA CORRENTE DI USCITA RICHIESTA AL CONVERTITORE 94
4.2.5 ANALISI SPETTRALE DELLE CORRENTI DI RAMO 97

CONCLUSIONI 99

BIBLIOGRAFIA 101

INTRODUZIONE

L’evolversi delle moderne tecnologie e l’espansione del bacino di utenza delle medesime ha comportato negli ultimi anni un aumento medio di energia richiesta.
A seguito di questo aumento, si è assistito ad una costante crescita del numero di centrali elettriche basate su fonti di energia rinnovabili, a dispetto delle classiche centrali basate su combustibile fossile. Le fonti rinnovabili sulle quali si basano queste centrali, posso essere di vario genere (es. eoliche, termiche, solari, ecc.), ma tutte accomunate da una caratteristica, ovvero la disponibilità ad intermittenza (tutte queste fonti non sono disponibili con continuità durante un periodo di tempo arbitrariamente lungo).
Uno degli scopi principali della ricerca applicata al mercato della produzione di energia da fonti rinnovabili, è proprio quello di attuare strategie sempre più mirate per sopperire alle richieste energetiche con continuità, nonostante la discontinuità delle fonti di energia sulle quali si basa.
In altri termini, l’intento è quello di rendere la generazione di energia continua e predicibile, nonostante le sorgenti energetiche siano discontinue ed impredicibili.
L’utilizzo di queste nuove diverse fonti energetiche ha portato alla mutazione del classico sistema di rete di distribuzione elettrica in un sistema molto più complesso.
Se prima la produzione di energia elettrica era demandata a poche centrali di grandi dimensioni, situate solitamente in luoghi molto prossimi alle zone di utilizzo (es. grandi città o zone industriali), ora le centrali basate su RSE (renovable source energy) sono:

- mediamente di dimensioni minori;
- in numero molto maggiore;
- situate in luoghi dove la fonte energetica è disponibile (solitamente lontano dalla zona di utilizzo dell’energia prodotta);

Di conseguenza è stato, ed è tuttora, necessario migliorare i seguenti aspetti:

- bilanciamento dell’energia disponibile in rete;
- interconnessione ed interfacciamento delle diverse centrali con la rete di distribuzione;
- trasporto dell’energia dalle centrali di produzione alle zone di utilizzo.

Analizziamo questi aspetti.
Come già detto, le centrali basate su RSE, non possono garantire una produzione continua di energia durante qualsiasi periodo di tempo, però, grazie all’intrinseca diversità tra le fonti rinnovabili, queste posso risultare tra loro complementari, riuscendo a garantire comunque un livello medio di generazione di energia costante. Per realizzare un bilanciamento della rete è altresì necessaria l’introduzione di elementi in grado di immagazzinare e stoccare l’eventuale energia prodotta in eccesso dalle centrali, così da poter far fronte alle successive mancanze dovute alla discontinuità delle RES.
Per attuare questo bilancio, è necessaria una corretta e pianificata interconnessione delle centrali di produzione su di un’unica rete di distribuzione, molto più complessa di quella “classica”. Questo aumento di complessità è determinato non solo dall’elevato numero di centrali, ma anche dalla loro intrinseca diversità. È quindi necessario eseguire un corretto

interfacciamento di queste centrali con la rete di distribuzione al fine di limitare tutti i possibili disturbi (es. armoniche, EMI, ecc) derivanti da questa diversità.
L'interconnessione di queste centrali, e la conseguente formazione della rete di distribuzione, è di fondamentale importanza. Il miglioramento (in termini di perdite, affidabilità e capacità di trasporto di energia) dei collegamenti Point-to-Point e Point-to-Multipoint, è di fondamentale per fruttare pienamente queste nuove risorse naturali.

Per trasferire grandi quantità di energia per tratte di notevole lunghezza (>10 km), al fine di limitare le dissipazioni di potenza sui conduttori, è utile eseguire un innalzamento della tensione, così da eseguire il trasferimento con bassi valori di corrente, con perdite per effetto Joule conseguentemente minori.
Le tratte di trasmissioni possono essere essenzialmente di due tipi:

- trasferimento per via aerea (cavi sospesi in aria);
- trasferimento via cavo interrato.

Nel primo caso, la trasmissione viene comunemente eseguita in modalità AC (Alternate Current), indipendentemente dalla lunghezza della tratta. Questi collegamenti prendono il nome di HVAC (Higth Voltage Alternate Current).
Al contrario per le trasmissioni via cavi interrati, è necessario operare in modalità differenti a seconda della lunghezza della tratta.
I cavi elettrici adatti ad essere interrati, sono composti da un'anima interna conduttiva, uno strato isolante intermedio e una guaina metallica rigida esterna (struttura atta ad assicurare la robustezza meccanica del cavo, e per schermare il campo elettrico irradiato).
Se la trasmissione dell'energia avviene in modalità AC, il cavo così composto presenta una componente reattiva capacitiva estremamente elevata, effetto parassita decisamente non trascurabile all'aumentare della lunghezza della tratta.
Per questa ragione, in tratte di notevole lunghezza (esempio cavi sottomarini) la modalità di trasmissione preferibile è quella DC (Direct Current).
Gli elettrodotti che lavorano in DC (tratte solitamente di lunghezza maggiore ai 100 km) prendono il nome di Higth Voltage Direct Current (HVDC).
Le tratte DC sono preferibili a quelle AC per diverse ragioni:

- minore dissipazione di potenza (solo per collegamenti via cavo sotterrati);
- maggiore capacità di trasporto (Trasmission Capacity).

Per esempio, una HVAC di 230kV e capacità di trasporto di 480MVA, se trasformata in HVDC di 320kV, può trasportare circa 1440MW.
Quindi la capacità di trasporto delle HVDC risulta essere circa 3 volte superiore a quella delle HVAC.
Le HVDC devono essere condotte sicure, affidabili e soprattutto flessibili (devono potersi adattare alla particolare centrale di generazione).
Si riportano come esempio le due tratte HVDC Europee:

1. Nord Link: HVDC tra Germania e Norvegia della lunghezza di 630km con una capacità di trasporto di 1400MW, basata su MMC-HVDC;
2. North Sea Network (NSN) Link: HVDC tra Germania e Gran Bretagna della lunghezza di 730km con una capacità di trasporto di 1200MW, basata su MMC-HVDC.

Cuore delle HVDC sono senza dubbio i convertitori di tensione che operano la conversione ai capi della tratta.
I primi convertitori degli anni ’70 erano di tipo CSC (Current Source Converter, convertitori a corrente impressa), ma a causa della loro intrinseca non controllabilità (operano in naturale commutazione) e della scarsa qualità dell’energia immessa in rete (presenza di armoniche) furono presto soppiantati da convertitori a tensione impressa ovvero i VSC (Voltage Source Converter).
Al giorno d’oggi i VSC hanno diversi campi applicativi, come:

- Automotive;
- Variable Speed Drivers;
- HVDC;
- FACTS (Flexyble Alternating Current Trasmission System).

Il miglioramento della tecnologia dei VCS risulta essere il cuore della ricerca odierna.
Al giorno d’oggi i VSC più utilizzati per applicazioni HVDC sono i convertitori MMC (Modular Multilevel Converter, Convertitori Modulari Multilivello).
Questi convertitori presentano diversi vantaggi rispetto ai classici VSC-2livelli:

- Essendo un’architettura modulare, a pari tensione di lavoro, i componenti di potenza devono sopportare una tensione minore (a pari tensione sui componenti di potenza, la tensione di rete può essere molto maggiore);
- Essendo un’architettura modulare, presenta una certa ridondanza strutturale, aumentando di conseguenza l’affidabilità e la robustezza del sistema;
- Essendo un convertitore Multilivello riesce a mantenere un minor contenuto armonico sulle tensioni applicate al sistema (migliore PFC, Power Factor Correction);
- A pari frequenza di commutazione è necessario un minor filtraggio;
- Presenta una dinamica della tensione d’uscita più lenta (minor derivata della tensione d’uscita rispetto al tempo), il che implica un minor stress degli isolamenti.

Per giustificare questa dominanza del mercato da parte dei convertitori MMC, seguirà una breve panoramica sulle possibili architetture circuitali contendenti dell’MMC, quali:

- Neutral Point Clamp (NPC) Diode Clamp;
- Flying Capacitors.

Entrambe le strutture sono, allo stesso modo dell’MMC, convertitori multilivello.

Diode Clamp

Il convertitore multilivello di tipo Diode Clam è riportato nella figura sottostante:

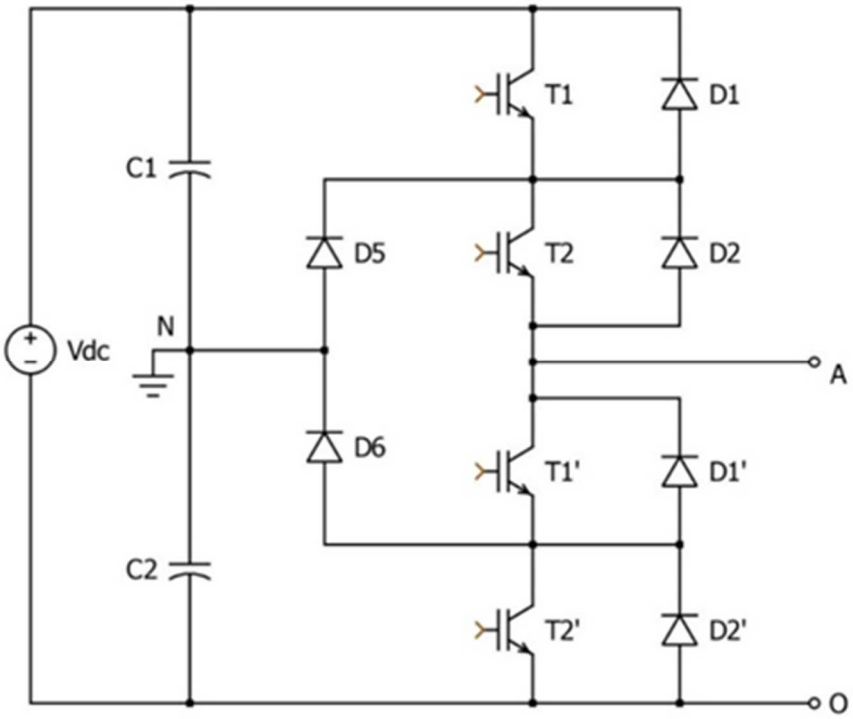

Fig. 0.1 Convertitore Diode Clam a 3 livelli monofase.

Per un convertitore a n livelli, si hanno le seguenti caratteristiche:

- n livelli = [0 , ((n-1)/n)*Vdc , Vdc];
- 4n-3 livelli di tensioni di Fase;
- 2n-1 livelli di tensioni Concatenate;
- n-1 condensatori sul bus DC;
- 2*(n-1) interruttori;
- 2*(2n-3) diodi.

Conseguentemente a queste caratteristiche, ed ad una caratterizzazione approfondita del sistema, si deduce quanto segue.

VANTAGGI:

- Basso contenuto armonico della tensione d'uscita Vao;
- Basse perdite di commutazione sugli interruttori;
- Alta efficienza fino ad una frequenza di commutazione di 50kHz.

SVANTAGGI:

- Necessità di bilanciare la carica dei condensatori sul bus DC (bilanciamento degli split capacitor);
- Il numero di diodi (di potenza) necessari aumenta molto più velocemente, rispetto al numero di interruttori e condensatori, all'aumentare del numero di livelli.

Per maggior chiarezza, si riportano di seguito gli schemi circuitali di convertitori a 3, 5 e 7 livelli:

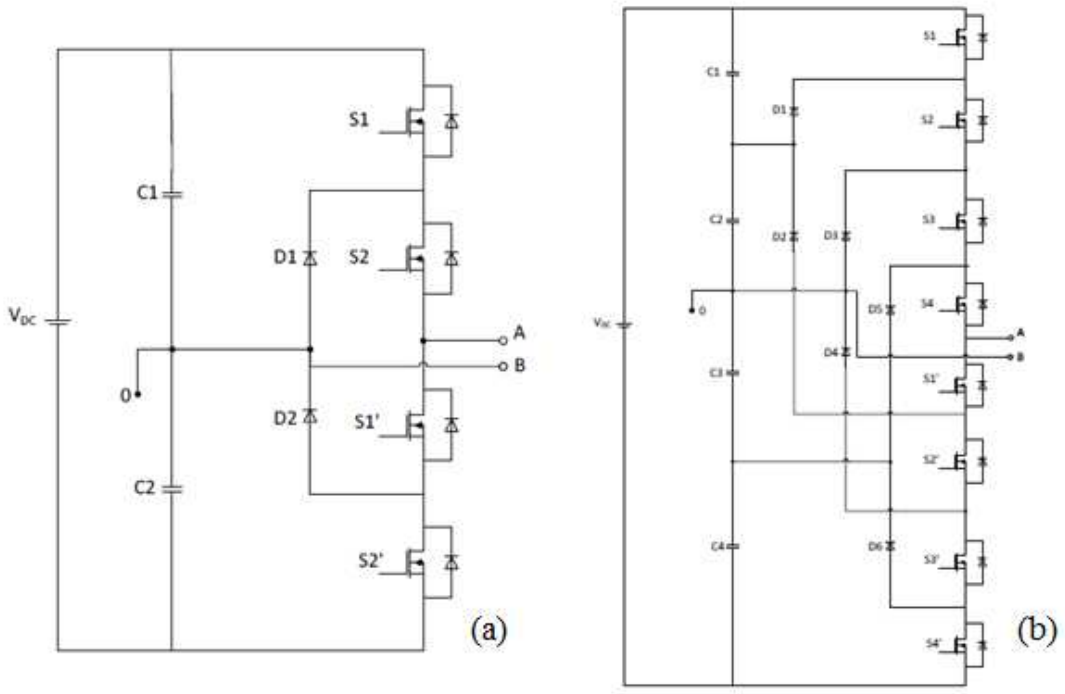

Fig. 0.2 Diode Clamp a 3 (a) e 5 (b) livelli.

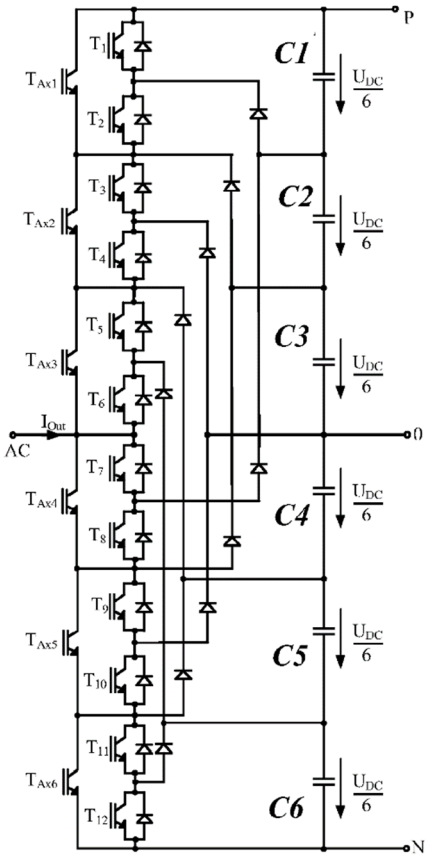

Fig. 0.3 Diode Clamp a 7 livelli.

Come si può notare, l'architettura di questo convertitore aumenta notevolmente di complessità all'aumentare dei livelli.

Flying Capacitor

Il convertitore multilivello di tipo Flying Capacitor è riportato nella figura sottostante:

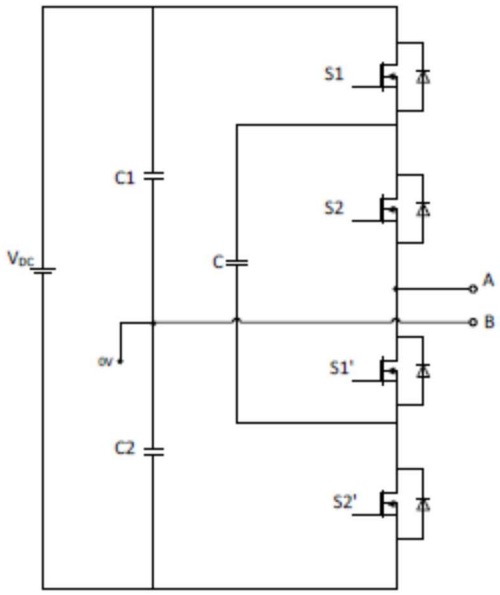

Fig. 0.4 Convertitore Flying Capacitor a 3 livelli monofase.

Per un convertitore a n livelli, si hanno le seguenti caratteristiche:

- n livelli = [0 , ((n-1)/n)*Vdc , Vdc];
- 4n-3 livelli di tensioni di Fase;
- 2n-1 livelli di tensioni Concatenate;
- [(n-1)(n-2)/2] +(n-1) condensatori sul bus DC;
- 2*(n-1) interruttori;
- 2*(n-1) diodi.

Conseguentemente a queste caratteristiche, ed ad una caratterizzazione approfondita del sistema, si deduce quanto segue.

VANTAGGI:

- Semplicità progettuale;
- Ottimo controllo sulle capacità ausiliarie.

SVANTAGGI:

- Il numero di condensatori necessari aumenta molto più velocemente, rispetto al numero di interruttori e diodi, all'aumentare del numero di livelli.
- Aumento del volume occupato dalla struttura all'aumentare del numero di livelli (i condensatori occupano molto spazio);
- Aumento dei costi di produzione;

- Bassa efficienza.

Per maggior chiarezza, si riportano di seguito gli schemi circuitali di convertitori a 3 e 5 livelli:

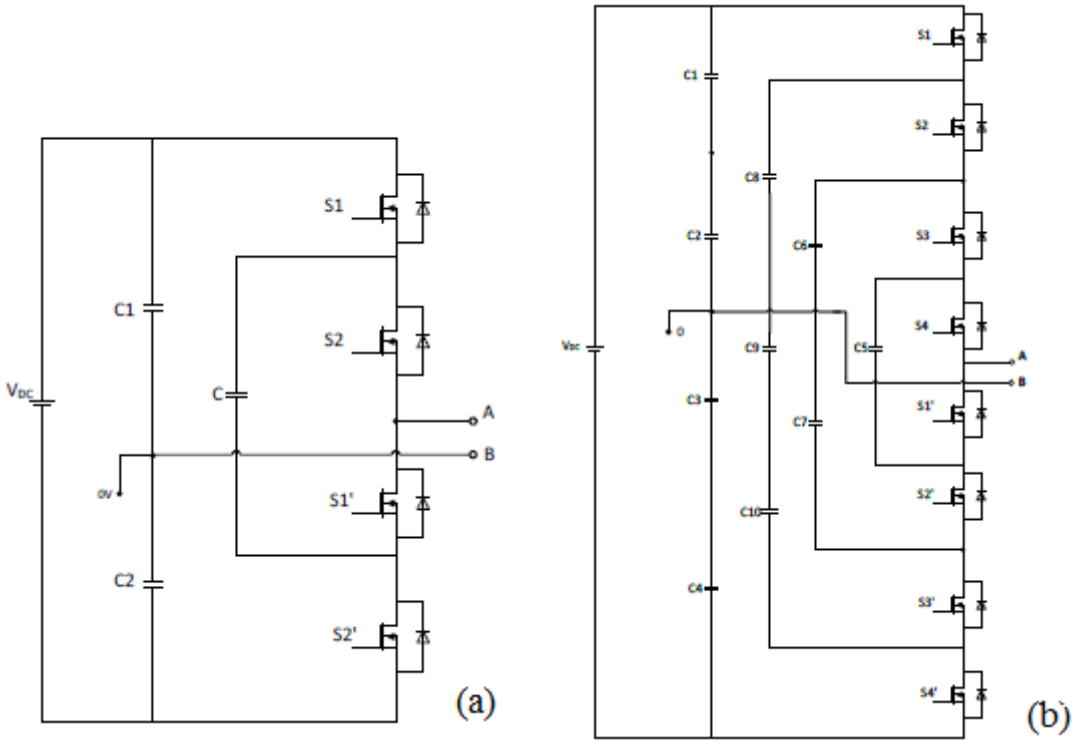

Fig. 0.5 Flying Capacitor a 3 (a) e 5 (b) livelli.

Come si può notare, anche per questo convertitore, l'architettura aumenta notevolmente di complessità all'aumentare dei livelli.

La tesi elaborata sarà suddivisa in 4 capitoli, ed avrà lo scopo di verificare il corretto funzionamento del convertitore MMC, e di elaborare un metodo di controllo robusto efficiente e robusto per il medesimo.

Nel primo capitolo verrà mostrata l'architettura base del convertitore MMC monofase e trifase, verranno definiti i nomi delle grandezze circuitali e le rispettive convenzioni. Verrà definito e trattato un modello matematico per il convertitore in esame e saranno definite tutte le relazioni utili a descrivere il funzionamento del sistema.

Nel secondo capitolo verrà elaborata una strategia di controllo per il convertitore monofase e trifase, controllo basato sull'approccio delle energie totali e differenziali di ramo.

Nel terzo capitolo verranno mostrati gli schemi implementati in ambiente MATLAB/Simulink, per la simulazione del convertitore MMC trifase.
Verranno mostrate diverse implementazioni ideate per realizzare i sistemi di controllo, schemi basati principalmente sull'utilizzo della teoria dei vettori di spazio. Nel presente capitolo verranno altresì mostrati gli esiti delle simulazioni condotte su questi schemi, simulazioni atte a caratterizzare e verificare il corretto funzionamento del convertitore sia in fase di regime che a fronte di perturbazioni esterne.

Nel quarto capitolo verrà mostrata la strumentazione utilizzata per la verifica sperimentale del convertitore, nonché gli esiti delle prove eseguite sul sistema realizzato.

Nel seguente capitolo verrà mostrata la struttura generale del Convertitore Modulare Multilivello utilizzato per questa tesi, le convenzioni simboliche e grafiche adottate nelle trattazioni matematiche, nonché un modello di funzionamento semplificato, utilizzato per snellire la trattazione.

1.1 – Topologia circuitale dell'MMC a Singola Fase

La topologia circuitale generale dei convertitori modulari multilivello è riportata di seguito nella Fig 1.1.
Nella trattazione che seguirà, si è adottata la convenzione secondo la quale tutti gli elementi/grandezze fisiche relative ai moduli (elementi circuitali SM) del ramo superiore sono distinti dal pedice "u", mentre quelle del ramo inferiore con il pedice "l".
Con il pedice "o" ci si riferisce invece alle grandezze relative al carico.

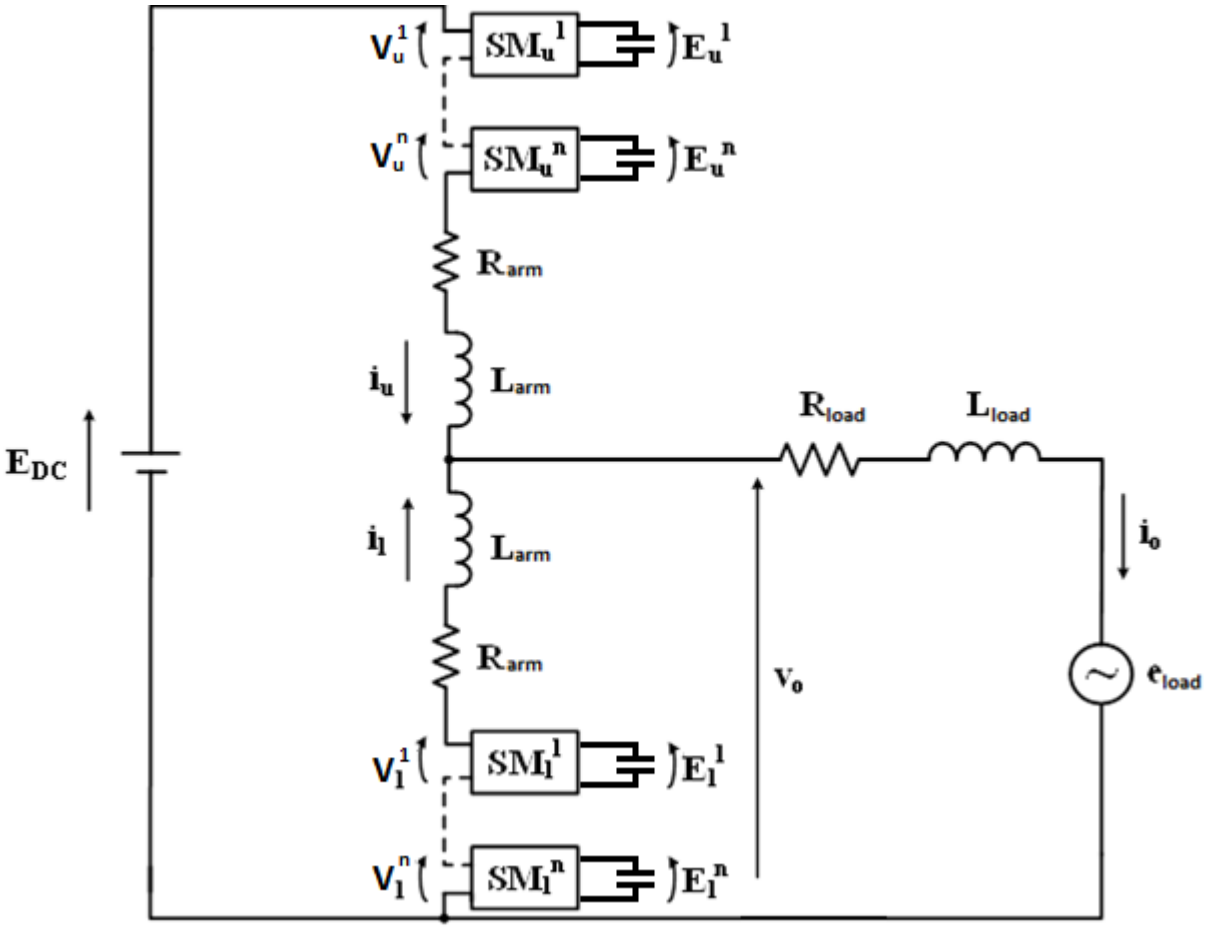

Figura 1.1 – Struttura di un generico convertitore MMC (singola fase).

Le induttanze L_{arm} sono necessarie per disaccoppiare la parte in commutazione del circuito (le tensioni V_u^i e V_l^i sono impresse dai moduli) dalla parte di carico (che nel caso fosse collegato alla rete elettrica, sarebbe anch'essa un sistema a tensione impressa).
Ulteriore compito di queste induttanze, è l'azione di limitazione delle correnti di corto circuito che potrebbero nascere a causa dell'applicazione di configurazioni errate nei moduli.
Le resistenze R_{arm}, simulano al contrario la presenza dell'inevitabile resistenza parassita nei conduttori. Oltre ad essere sede di perdite ohmiche, queste resistenze parassite, svolgono un'azione smorzante sulle oscillazioni causate dalla presenza degli induttori (L_{arm} e L_{load}) e dei banchi di condensatori presenti in ogni modulo.

È possibile eseguire una variazione rispetto allo schema precedentemente mostrato in Fig. 1.2, ed è quella riportata nella figura sottostante.

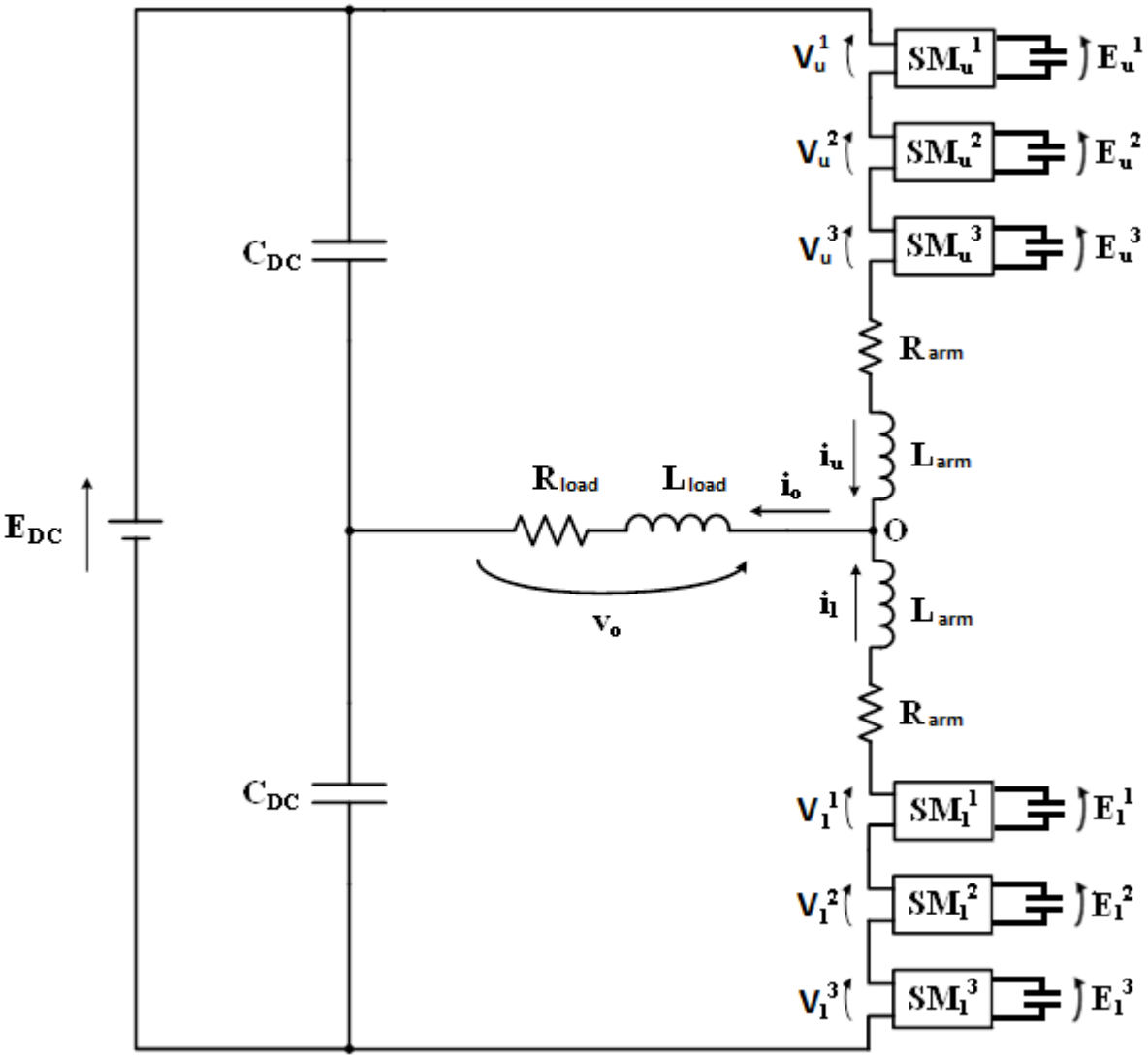

Figura 1.2 – Struttura del convertitore MMC realizzato.

La struttura è sempre un MMC a monofase con 3 moduli per ramo. A differenza dello schema precedente, quest'ultimo ha un'alimentazione di tipo duale a presa centrale. Il carico viene interconnesso tra il punto centrale del convertitore (punto O) e la presa centrale dell'alimentazione.
Quelli che in precedenza sono stati definiti come "Moduli", sono degli inverter monofase H4 full-bridge classici (inverter monofase in grado di lavorare con correnti e tensioni di uscita sia positive che negative).

Per comandare questo convertitore, sono necessari due livelli di controllo:

- Controllo di alto livello: deputato alla scelta dei corretti valori di V_u ed V_l tali da soddisfare le richieste del carico, minimizzando nel contempo le perdite per commutazione (minimizzando il numero di commutazioni di transistor di potenza tra l'applicazione di una configurazione e la successiva).
- Controllo di basso livello: è deputato alla scelta delle configurazioni da applicare ai singoli moduli per soddisfare i valori di V_u ed V_l imposti dal controllo di alto livello.

1.2 - Modello matematico per MMC Singola Fase

Per semplificare la trattazione di questo convertitore e trovare una strategia di controllo efficace e non particolarmente complessa, è auspicabile redigere un modello matematico equivalente (sotto ben determinate ipotesi di funzionamento) composto da un solo modulo equivalente nel ramo superiore, ed un solo modulo equivalente nel ramo inferiore. L'equivalenza che deve sussistere è quella tra il modulo fittizio, e gli n moduli realmente presenti sul ramo.

Se non venisse adottata questa semplificazione nella trattazione, sarebbe alquanto oneroso ricavare un modello matematico rigoroso e una strategia di controllo per il convertitore formato da 2n moduli.

1.2.1 – Equivalenza di n moduli con il singolo modulo di ramo

Nella trattazione che seguirà, saranno mostrate relazioni valide mediamente sul tempo di ciclo considerato (modello ai valori medi). Questo approccio consente di poter trascurare dunque l'effetto delle armoniche di commutazione sulle grandezze d'interesse del modello presentato.
Per controllare il convertitore è necessario definire le modulanti associate ad ogni modulo, ovvero le funzioni legate alle tensioni mediamente applicate ai moduli.
Per ogni coppia di moduli i e j, appartenenti ai due rami del convertitore (i ∈ ramo superiore, j ∈ ramo inferiore) si possono definire le modulanti come seguono:

$$\begin{cases} m_u^i = \dfrac{V_u^i}{E_u^i} \\ m_l^j = \dfrac{V_l^j}{E_l^j} \end{cases} \qquad (1.1)$$

E_u^i, E_l^j rappresentano le tensioni del bus DC dei moduli in oggetto, mentre V_u^i ed V_l^j rappresentano le tensioni d'uscita dei moduli coerenti con le convenzioni illustrate in Fig. 1.2. Dalle (1.1) si possono esplicitare le tensioni mediamente applicabili dai moduli (sul tempo di ciclo):

$$\begin{cases} V_u^i = m_u^i E_u^i \\ V_l^j = m_l^j E_l^j \end{cases} \qquad (1.2)$$

Per quanto riguarda le correnti del convertitore, si può notare come, essendo i moduli del medesimo ramo collegati tutti in serie, siano percorsi dalla medesima corrente.
Quindi è possibile ricavare una relazione (ancora una volta valida mediamente sul tempo di ciclo) tra la corrente di ramo e la corrente che attraversa i vari moduli (corrente che attraversa i condensatori posti sul bus DC dei vari moduli). Tale relazione è ancora una volta legata al concetto di modulanti, e risulta:

$$\begin{cases} i_{C,u}^i = m_u^i i_u \\ i_{C,l}^j = m_l^j i_l \end{cases} \qquad (1.3)$$

$i_{C,u}^i$, $i_{C,l}^j$ sono le correnti sui condensatori del modulo i-esimo e j-esimo rispettivamente, mentre i_u e i_l sono le correnti totali del ramo superiore ed inferiore.
Ovviamente la variazione di stato dei condensatori (e di conseguenza del loro livello di carica), è determinato non solo dal modulo della corrente che li percorre, ma anche al relativo verso e dal rampo in cui è presente il modulo in esame (rapo u o l).
Per ogni condensatore è possibile esplicitare una relazione costitutiva, relazione mostrata di seguito:

$$\begin{cases} \dfrac{dE_u^i}{dt} = \dfrac{i_{C,u}^i}{C_u^i} \\ \dfrac{dE_l^j}{dt} = -\dfrac{i_{C,l}^j}{C_l^j} \end{cases} \qquad (1.4)$$

dove C_u^i ed C_l^j rappresentano le capacitá dei condensatori dei due moduli *i* e *j* considerati.

A seguito di queste considerazioni, è possibile eseguire uno studio su di un solo ramo, per esempio quello superiore, avendo la certezza che il medesimo procedimento risulti il medesimo per il ramo opposto.
Per un ramo composto da n moduli, le equazioni che esprimono le tensioni applicabili da ogni modulo, possono essere riscritte come segue:

$$\begin{cases} V_u^1 = m_u^1 E_u^1 \\ \dots \\ V_u^i = m_u^i E_u^i \\ \dots \\ V_u^n = m_u^n E_u^n \end{cases} \qquad (1.5)$$

Allo stesso modo per le correnti valgono le relazioni seguenti:

$$\begin{cases} i_{C,u}^1 = m_u^1 i_u \\ \dots \\ i_{C,u}^i = m_u^i i_u \\ \dots \\ i_{C,u}^n = m_u^n i_u \end{cases} \qquad (1.6)$$

È possibile sostituire le relazioni (1.6) nelle (1.5) ottenendo quanto segue:

$$\begin{cases} \dfrac{dV_u^1}{dt} = \dfrac{i_{C,u}^1}{C_u^1} \\ \dots \\ \dfrac{dV_u^i}{dt} = \dfrac{i_{C,u}^i}{C_u^i} \\ \dots \\ \dfrac{dV_u^n}{dt} = \dfrac{i_{C,u}^n}{C_u^n} \end{cases} \qquad (1.7)$$

La tensione di ramo V_u, ovvero la tensione complessiva ai capi dell'intero ramo, è data dalla somma delle tensioni applicate da ciascun modulo, ovvero la somma della V_u^i:

$$V_u = V_u^1 + \dots + V_u^i + \dots + V_u^n = \sum_{i=1}^{n} V_u^i \qquad (1.8)$$

Quindi si può scrivere che:

$$V_u = \sum_{i=1}^{n} m_u^i E_u^i \qquad (1.9)$$

Supponendo che la tensione del bus DC dei vari moduli, e quindi le tensioni dei condensatori, siano tutte uguali tra loro (questo sarà uno degli obbiettivi perseguiti dal sistema di controllo del convertitore), si può scrivere quanto segue:

$$E_u^1 = \dots = E_u^i = \dots = E_u^n = E_u' \qquad (1.10)$$

Per semplificare la trattazione di questo sistema è possibile definire una tensione E_u di un condensatore fittizio equivalente alla serie degli n condensatori realmente presenti nel sistema:

$$E_u = nE'_u \tag{1.11}$$

Di conseguenza:

$$V_u = \sum_{i=1}^{n} m_u^i E_u^i = E'_u \sum_{i=1}^{n} m_u^i = \frac{E_u}{n} \sum_{i=1}^{n} m_u^i \tag{1.12}$$

Diretta conseguenza della definizione della tensione del condensatore equivalente, è la definizione di una modulante equivalente di ramo:

$$m_u = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} m_u^i \tag{1.13}$$

Dalle relazioni (1.12) ed (1.13) si ricava un'espressione formalmente analoga a quella esprimibile per il generico modulo

$$V_u = m_u E_u \tag{1.14}$$

Essendo l'architettura del convertitore di tipo modulare, ne consegue che le capacità del bus DC di ogni modulo sia del medesimo valore, indipendentemente che il modulo appartenga al ramo superiore o inferiore:

$$\begin{cases} C_u^1 = \ldots = C_u^i = \ldots = C_u^n = C' \\ C_l^1 = \ldots = C_l^j = \ldots = C_l^n = C' \end{cases} \tag{1.15}$$

Essendo i moduli tutti connessi in serie, è possibile definire un condensatore equivalente il cui valore di capacità è pari alla serie delle capacità dei moduli:

$$C = \frac{C'}{n} \tag{1.16}$$

Esprimiamo ora la somma delle correnti sui condensatori ed in essa sostituiamo la definizione di modulante equivalente (1.13):

$$\sum_{i=1}^{n} i_{C,u}^i = \sum_{i=1}^{n} m_u^i i_u = i_u \sum_{i=1}^{n} m_u^i = i_u n m_u \tag{1.17}$$

Definiamo ora la corrente, ovviamente fittizia, che percorre il condensatore equivalente di ramo:

$$i_{C,u} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} i_{C,u}^i \tag{1.18}$$

Il legame tra la corrente di ramo e la corrente sul condensatore equivalente (formalmente simile a quella relativa al generico modulo), è ricavabile mediante la (1.17) e (1.18):

$$i_{C,u} = m_u i_u \qquad (1.19)$$

Sommando ora le derivate rispetto al tempo presenti nei primi membri delle relazioni (1.7) ed ivi introducendo la definizione (1.11) (tensione del condensatore equivalente), si raggiunge la relazione seguente:

$$\sum_{i=1}^{n} \frac{dE_u^i}{dt} = \frac{d}{dt}\sum_{i=1}^{n} E_u^i = \frac{d}{dt}(nE_u') = \frac{d}{dt}E_u \qquad (1.20)$$

La precedente relazione è ottenuta sfruttando la proprietà di continuità nel tempo delle tensioni sui condensatori (consente l'inversione dell'ordine tra l'operazione di derivazione nel tempo con quella di sommatoria)

Sommando ora i secondi membri delle relazioni costitutive dei condensatori (1.7), ed ivi sostituendo la definizione di corrente attraversante il condensatore equivalente, si ricava quanto segue:

$$\sum_{i=1}^{n} \frac{i_{C,u}^i}{C_u^i} = \sum_{i=1}^{n} \frac{i_{C,u}^i}{C'} = \frac{1}{C'}\sum_{i=1}^{n} i_{C,u}^i = \frac{ni_C}{C'} = \frac{i_{C,u}}{C} \qquad (1.21)$$

I risultati ottenuti dalle relazioni (1.20) e (1.21), consentono di affermare che il comportamento del condensatore equivalente è conforme al comportamento del generico modulo reale:

$$\frac{dE_u}{dt} = \frac{i_{C,u}}{C} \qquad (1.22)$$

Come preannunciato, , essendo i due rami strutturalmente equivalenti è possibile estendere la precedente trattazione anche al ramo inferiore, ottenendo, le medesime relazioni finali, a meno del segno della corrente di ramo (come mostrato in Fig. 1.1, la corrente i_l è stata definita di verso opposto alla corrente i_u).
Di seguito sono riassunti i risultati ottenuti, e dimostrati, del ramo superiore, e le relazioni relative al ramo inferiore:

$$\begin{cases} \begin{cases} V_u = m_u E_u \\ i_{C,u} = m_u i_u \\ \dfrac{dE_u}{dt} = \dfrac{i_{C,u}}{C} \end{cases} & \leftarrow \ relazioni\ del\ ramo\ superiore \qquad (1.23) \\ \begin{cases} V_l = m_l E_l \\ i_{C,l} = m_l i_l \\ \dfrac{dE_l}{dt} = -\dfrac{i_{C,l}}{C} \end{cases} & \leftarrow \ relazioni\ del\ ramo\ inferiore \qquad (1.24) \end{cases}$$

Allo stesso modo del ramo superiore, è possibile definire anche per il ramo inferiore, la tensione e la corrente relativa al condensatore equivalente, nonché la modulante relativa la modulo equivalente alla serie degli n moduli di ramo:

$$\begin{cases} E_l = nE_l' \\ m_l = \dfrac{1}{n}\displaystyle\sum_{j=1}^{n} m_l^j \\ i_{C,l} = \dfrac{1}{n}\displaystyle\sum_{j=1}^{n} i_{C,l}^j \end{cases} \tag{1.25}$$

Come per il ramo superiore, è lecito supporre tutti i valori di capacità dei condensatori sui bus DC dei moduli, di egual valore; di conseguenza, il condensatore equivalente del ramo inferiore avrà un valore di capacità pari a quello superiore, ovvero:

$$C = \frac{C'}{n} \tag{1.16}$$

Nella Fig. 1.3 è evidenziata l'equivalenza dimostrata analiticamente finora:

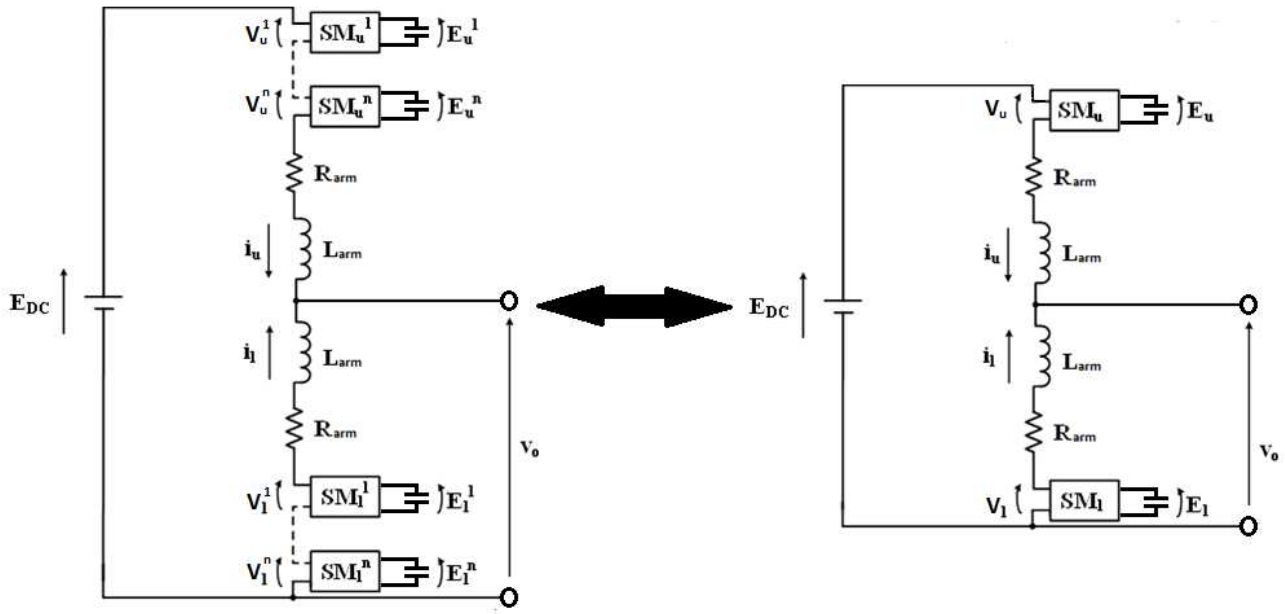

Figura 1.3 – Equivalenza del convertitore MMC ad n moduli con la struttura ad un singolo modulo per ramo.

1.2.2 – Modello matematico del convertitore

Avendo ricavato ora un modello equivalente e semplificato del convertitore MMC, possiamo definire per quest'ultimo un modello matematico dal quale ricavare i riferimenti delle tensioni dei moduli equivalenti di ramo (u e l), da applicare ai modulatori PWM del sistema di controllo.
Di seguito è riportato lo schema sul quale si baserà il modello matematico successivamente definito:

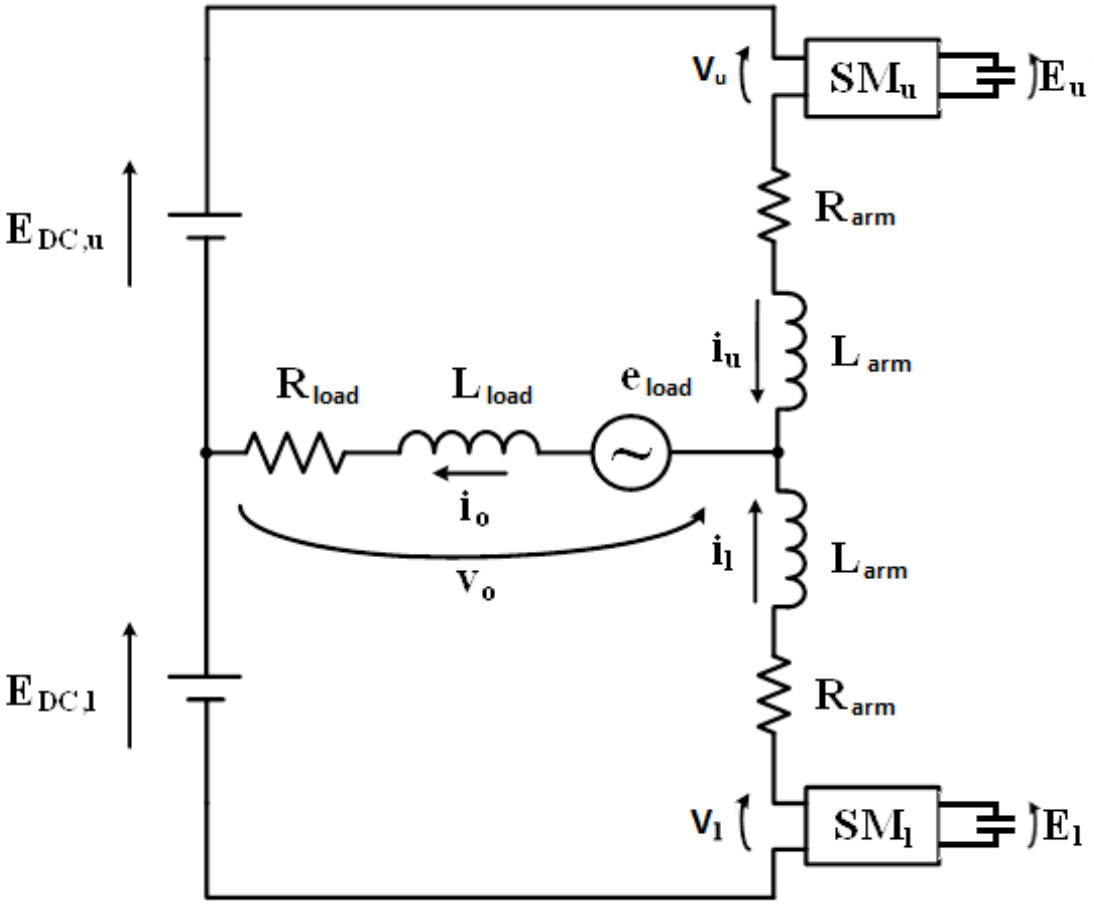

Figura 1.4 – MMC a singola fase ad un modulo equivalente di ramo.

Per prima cosa posiamo ricavare le equazioni delle maglie superiore, inferiore e di carico dello schema di progetto, utilizzando ovviamente la legge di Kirchhoff alle maglie:

$$\begin{cases} v_o = E_{DC,u} - V_u - L_{arm}\dfrac{di_u}{dt} - R_{arm}i_u \\ v_o = -E_{DC,l} + V_l - L_{arm}\dfrac{di_l}{dt} - R_{arm}i_l \\ v_o = e_{load} + L_{load}\dfrac{di_o}{dt} + R_{load}i_o \end{cases} \qquad (1.26)$$

Di seguito, applicando la legge di Kirchhoff ai nodi, è possibile ricavare una relazione sulle correnti interessanti il punto medio (O) del convertitore, ricavando così quella che possiamo definire come corrente totale i_o:

$$i_o = i_u + i_l \tag{1.27}$$

Per semplificare la strategia di controllo, è utile definire anche una corrente differenziale, che chiameremo i_D, definita come:

$$i_D = i_u - i_l \tag{1.28}$$

Attraverso le equazioni (1.27) ed (1.28) si ricavano le relazioni inverse:

$$\begin{cases} i_u = \dfrac{i_o + i_D}{2} \\ i_l = \dfrac{i_o - i_D}{2} \end{cases} \tag{1.29}$$

Sommando e sottraendo le equazioni delle maglie superiori ed inferiori (1.26 – 1° e 2° equazione), si ottiene:

$$\begin{cases} v_o = \dfrac{E_{DC,u} - E_{DC,l} - V_u + V_l}{2} - \dfrac{L_{arm}}{2}\dfrac{di_o}{dt} - \dfrac{R_{arm}}{2} i_o \\ 0 = E_{DC,u} + E_{DC,l} - V_u - V_l - L_{arm}\dfrac{di_d}{dt} - R_{arm} i_d \end{cases} \tag{1.30}$$

Per rendere più semplice e comprensibile la notazione, si introduce una nuova coppia di variabili di appoggio, u_o ed u_d, definite come:

$$\begin{cases} u_o = \dfrac{E_{DC,u} - E_{DC,l} - V_u + V_l}{2} \\ u_d = E_{DC,u} + E_{DC,l} - V_u - V_l \end{cases} \tag{1.31}$$

Combinando le relazioni (1.30) e (1.31), si ottengono le equazioni alle maglie superiori ed inferiori in termini delle due nove variabili ausiliarie.

$$\begin{cases} u_o - v_o = \dfrac{L_{arm}}{2}\dfrac{di_o}{dt} + \dfrac{R_{arm}}{2} i_o \\ u_d = L_{arm}\dfrac{di_d}{dt} + R_{arm} i_d \end{cases} \tag{1.32}$$

Infine l'equazione della maglia di carico, può essere riscritta come:

$$\frac{di_o}{dt} = \frac{v_o - e_{load} - R_{load} i_o}{L_{load}} \tag{1.33}$$

Come si può notare dai risultati appena ottenuti, la dinamica della corrente totale i_o è regolata da due fattori: dalla tensione sul carico (v_o) (che può essere un valore fisso e di riferimento) e dalla variabile u_o.
Al contrario, la dinamica della corrente differenziale i_D è dominata da una sola variabile, ovvero u_d.
Combinando ora la (1.33) e la 1° equazione della (1.32) si ottiene:

$$u_o = v_o\left(\frac{L_{arm}}{2L_{load}} + 1\right) + \frac{1}{2}\left(R_{arm} - R_{load}\frac{L_{arm}}{L_{load}}\right)i_o - e_{load}\frac{L_{arm}}{2L_{load}} \qquad (1.34)$$

Per inseguire il valore di corrente differenziale desiderato ($i_{D,ref}$), è necessario implementare uno controllo in retroazione con l'aggiunta di un regolatore Proporzionale-Integrale (PI), schema riportato di seguito:

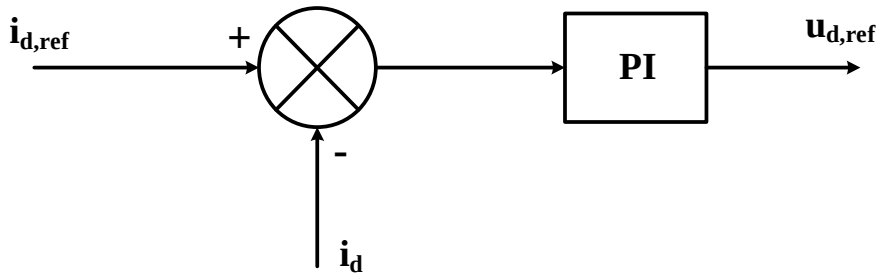

Figura 1.5 – Schema a blocchi per il controllo della corrente differenziale, secondo la (1.32 -2° equazione).

Per quanto riguarda il controllo della corrente i_o, non è possibile impostare un controllo con le medesime modalità utilizzate per la corrente differenziale, in quanto quest'ultima è funzione di due variabili: v_o e u_o. Se però supponiamo che la v_o sia un parametro non vincolato dal progetto, e sia fornito un valore di riferimento per i_o ($i_{o,ref}$), possiamo realizzare una strategia di controllo come riportato di seguito:

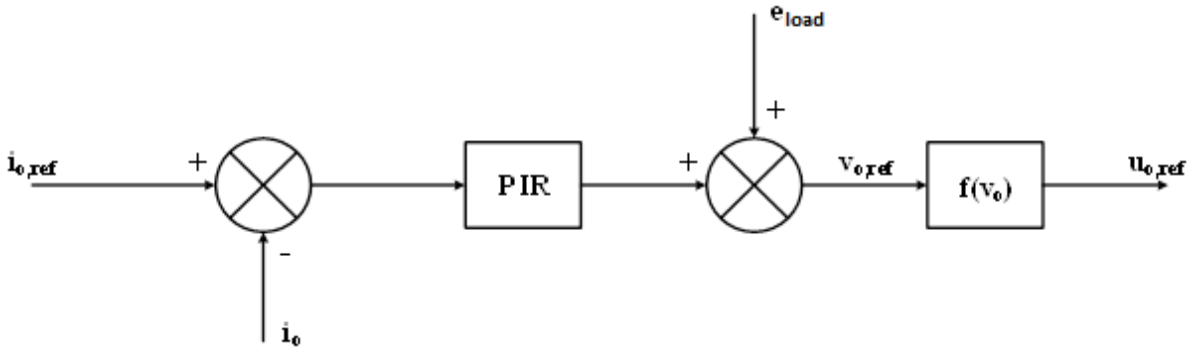

Figura 1.6 – Schema a blocchi per il controllo della corrente totale i_o

Resi noti i riferimenti da inseguire $u_{o,ref}$ e $u_{d,ref}$ prodotti dai sistemi di controllo appena descritti, è possibile esprimere le tensioni da applicare ai moduli equivalenti (superiore $E_{u,ref}$ ed inferiore $E_{l,ref}$), in funzione di quest'ultime:

$$\begin{cases} V_{u,ref} = E_{DC,u} - u_{o,ref} - \dfrac{u_{d,ref}}{2} \\ V_{l,ref} = E_{DC,l} + u_{o,ref} - \dfrac{u_{d,ref}}{2} \end{cases} \tag{1.35}$$

Grazie alle relazioni finora ricavate, siamo ora in grado di esprimere le modulanti di ciascun ramo in funzione dei parametri di riferimento $u_{o,ref}$ e $u_{d,ref}$ come:

$$\begin{cases} m_u = \dfrac{1}{E_u}\left(E_{DC,u} - u_{o,ref} - \dfrac{u_{d,ref}}{2}\right) \\ m_l = \dfrac{1}{E_l}\left(E_{DC,l} + u_{o,ref} - \dfrac{u_{d,ref}}{2}\right) \end{cases} \tag{1.36}$$

1.3 Topologia Circuitale dell'MMC Trifase

Il modello equivalente sviluppato per il singolo ramo, può essere esteso al caso trifase facendo uso della teoria dei vettori di spazio. Di seguito è riportato lo schema di riferimento per questa trattazione:

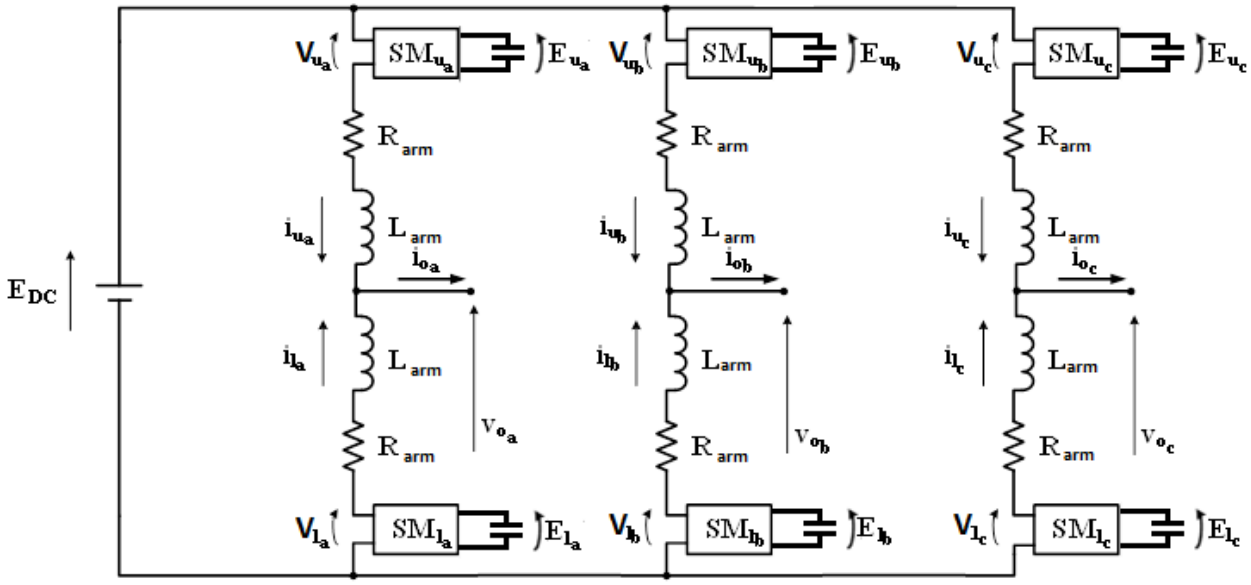

Figura 1.8 – Struttura di un convertitore MMC trifase (moduli equivalenti di ramo).

Le variabili relative alle tre fasi sono contraddistinte dai pedici a, b e c.
A differenza del modello a singola fase, per il modello trifase è stato eseguito uno studio basato sui Vettori di Spazio (SV – Space Vector), con conseguente tecnica di controllo SVM (Space Vector Modulation).

1.4 Modello matematico per l'MMC Trifase

Di seguito riportiamo la formulazione utilizzata per trasformare le grandezze indipendenti relative alle tre fasi in grandezze vettoriali.
Se $x_a(t)$, $x_b(t)$, $x_c(t)$ rappresentano tre quantitá omogenee ed indipendenti relative alle tre fasi, é sempre possibile costruire una trasformazione complessa biunivoca tra esse ed una coppia di grandezze chiamate vettore di spazio $\overline{x}$ e componente omopolare x_0.

$$\begin{cases} x_a(t) \\ x_b(t) \\ x_c(t) \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \overline{x} \\ x_0 \end{cases} \tag{1.37}$$

La definizione utilizzata per definire la trasformazione in vettori di spazio è riportata di seguito:

$$\begin{cases} \bar{x} = \dfrac{2}{3}[x_a(t)\alpha^0 + x_b(t)\alpha^1 + x_c(t)\alpha^2] \\ x_0 = \dfrac{1}{3}[x_a(t) + x_b(t) + x_c(t)] \end{cases} \tag{1.38}$$

dove $\alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}}$. Le trasformazioni inverse delle (1.38) sono invece espresse da:

$$\begin{cases} x_a(t) = \bar{x} \cdot \alpha^0 + x_0 \\ x_b(t) = \bar{x} \cdot \alpha^1 + x_0 \\ x_c(t) = \bar{x} \cdot \alpha^2 + x_0 \end{cases} \tag{1.39}$$

dove il simbolo " · " rappresenta l'operatore prodotto scalare tra vettori.

A questo punto è conveniente fare un piccolo cambio di notazione per progredire nella trattazione. I pedici relativi alle 3 fasi (a, b e c) saranno sostituiti dai pedici 1,2 e 3. Questa variazione consente di semplificare la notazione nelle equazioni che seguiranno.

Siano:

- E_{uk} e E_{lk} le tensioni sui bus DC dei moduli (e quindi le tensioni dei condensatori);
- i_{uk} e i_{lk} le correnti di ramo;
- v_{uk} e v_{lk} le tensioni impresse sul ramo dai moduli;
- i_{ok} le correnti di uscita dei tre rami del convertitore;
- v_{ok} il potenziale ai punti centrali di ogni ramo del convertitore;
- m_{uk} e m_{lk} i duty-cycle imposti ai moduli.

Ipotizzando di lavorare con un carico equilibrato, possiamo imporre un bilancio delle correnti in uscita nullo:

$$\sum_k i_{0k} = 0 \tag{1.40}$$

Applicando Kirchhoff alle maglie, esprimiamo ora le tensioni applicate dai moduli su ogni ramo:

$$\begin{cases} E_{DC} - v_{uk} = m_{uk} E_{uk} \\ v_{lk} = m_{lk} E_{lk} \end{cases} \tag{1.41}$$

Per ogni ramo è possibile definire (come per il caso a singola fase) una corrente totale, coincidente con la corrente di uscita del ramo, applicando Kirchhoff ai nodi sui punti centrali dei 3 rami, ottenendo:

$$i_{0k} = i_{uk} + i_{lk} \tag{1.42}$$

Esprimiamo ora le relazioni costituenti dei condensatori di ogni modulo:

$$\begin{cases} C_u \dfrac{dE_{uk}}{dt} = m_{uk} i_{uk} \\ C_l \dfrac{dE_{lk}}{dt} = -m_{lk} i_{lk} \end{cases} \tag{1.43}$$

Come nel caso a singola fase, si presuppone che tutti i condensatori dei vari moduli (superiori o inferiori) abbiano il medesimo valore di capacità ($C_u = C_l = C$).

Esprimiamo ora le relazioni costituenti delle induttanze di ramo (L_{arm}), trascurando per ora il contributo delle resistenze di ramo (R_{arm}). Questa semplificazione è accettabile, considerando che le R_{arm} modellano la resistenza associata ai collegamenti del circuito, resistenza sicuramente presente ma, in sede di analisi, anche trascurabile.
Di seguito lasceremo indicate le induttanze di ramo, con il pedice del ramo al quale appartengono (u o l), anche se nella realtà le due hanno il medesimo valore.

$$\begin{cases} L_u \dfrac{di_{uk}}{dt} = v_{uk-} v_{0k} \\ L_l \dfrac{di_{lk}}{dt} = v_{lk-} v_{0k} \end{cases} \tag{1.44}$$

Si ripropone ora la definizione di trasformazione in vettori di spazio secondo la notazione con i pedici numerici per le 3 fasi:

$$\begin{cases} \bar{x} = \dfrac{2}{3}\displaystyle\sum_{k=1}^{3} x_k e^{j\frac{2\pi}{3}(k-1)} & vettore\ di\ spazio \\ x_0 = \dfrac{1}{3}\displaystyle\sum_{k=1}^{3} x_k & componente\ omopolare \\ x_k = x_0 + \bar{x}\cdot e^{j\frac{2\pi}{3}(k-1)} = x_0 + Re\left\{\bar{x}\cdot e^{j\frac{2\pi}{3}(k-1)}\right\} & trasformazione\ inversa \end{cases} \quad (1.45)$$

Definita la modalità con la quale eseguire la trasformazione, applico la trasformata di Clarke alle (1.41) ottenendo:

$$\overline{v_u} = -\frac{2}{3}\sum_{k=1}^{3} m_{uk}E_{uk}e^{j\frac{2\pi}{3}(k-1)} \quad (1.46)$$

$$v_{u0} = E_{DC} - \frac{1}{3}\sum_{k=1}^{3} m_{uk}E_{uk} \quad (1.47)$$

$$\overline{v_l} = \frac{2}{3}\sum_{k=1}^{3} m_{lk}E_{lk}e^{j\frac{2\pi}{3}(k-1)} \quad (1.48)$$

$$v_{l0} = \frac{1}{3}\sum_{k=1}^{3} m_{lk}E_{lk} \quad (1.49)$$

Ovviamente $\overline{v_u}$ e $\overline{v_l}$ sono le componenti vettoriali della trasformazione, mentre v_{u0} e v_{l0} le relative componenti omopolari.
Applicando la trasformata di Clarke alle restanti grandezze circuitali (i_{uk} e i_{lk}ed v_{ok}) e sostituendo le componenti ottenute, assieme alle (1.46) (1.47) (1.48) (1.49), nella (1.44), si ottengono le seguenti relazioni:

$$L_u\frac{d\,\bar{\imath}_u}{dt} = \bar{v}_u - \bar{v}_0 \quad (1.50)$$

$$L_u\frac{d\,i_{u0}}{dt} = v_{u0} - v_{00} \quad (1.51)$$

$$L_l\frac{d\,\bar{\imath}_l}{dt} = \bar{v}_l - \bar{v}_0 \quad (1.52)$$

$$L_l\frac{d\,i_{l0}}{dt} = v_{l0} - v_{00} \quad (1.53)$$

Applichiamo ora la trasformata di Clark al bilancio delle correnti di ramo (1.42):

$$\overline{i_0} = \overline{i_u} + \overline{i_l} \quad (1.54)$$

$$i_{00} = i_{u0} + i_{l0} = 0 \quad \rightarrow \quad i_{u0} = -i_{l0} \quad (1.55)$$

Avendo supposto un carico equilibrato, la componente omopolare della corrente di uscita risulta nulla, quindi le componenti omopolari delle correnti di ramo risultano tra loro di egual modulo e verso opposto.
Si può notate una particolare relazione tra le componenti omopolari i_{u0} e i_{l0} con la corrente i_{DC}:

$$i_{u0} = -i_{l0} = \frac{1}{3}\sum_{k=1}^{3} i_{uk} = \frac{i_{DC}}{3} \qquad (1.56)$$

Constatato che le componenti omopolari i_{u0} e i_{l0} non sono tra loro indipendenti (vedi (1.56)), si deduce che anche la (1.51) e la (1.53) sono legate tra loro. Sostituendo la (1.56) nelle (1.51) e (1.53) si ricava:

$$\begin{cases} \frac{L_u}{3}\frac{d\, i_{DC}}{dt} = v_{u0} - v_{00} \\ -\frac{L_l}{3}\frac{d\, i_{DC}}{dt} = v_{l0} - v_{00} \end{cases} \quad \rightarrow \quad \frac{d\, i_{DC}}{3\, dt} = \frac{v_{u0} - v_{00}}{L_u} = \frac{v_{00} - v_{l0}}{L_l} \qquad (1.57)$$

Da cui:

$$v_{00}\left(\frac{1}{L_u} + \frac{1}{L_l}\right) = \frac{v_{u0}}{L_u} - \frac{v_{l0}}{L_l} \quad \rightarrow \quad v_{00} = \frac{L_l v_{u0} + L_u v_{l0}}{L_u + L_l} \qquad (1.58)$$

La componente omopolare risulta essere un grado di libertà del controllo del convertitore.
Non essendo indipendenti le (1.51) e (1.53), posso essere sostituite come segue:

$$\frac{L_u + L_l}{3}\frac{d\, i_{DC}}{dt} = v_{u0} - v_{l0} \qquad (1.59)$$

2 Controllo dell'MMC

Verranno ora trattati i metodi utilizzati per realizzare il controllo dell'MMC sia nel caso di singola fase che nel caso trifase.

2.1 Controllo dell'MMC a Singola Fase

Di seguito esporremo un esempio di tecnica di controllo per il convertitore MMC a singola fase, basata sul controllo e bilancio delle energie dei rami del sistema.
Un qualsiasi controllo per architettura MMC, prevede due elementi fondamentali:

- soddisfare le richieste del carico in termini di tensione e corrente erogata in uscita;
- mantenere equalizzate e ad un livello corretto le tensioni sui bus DC di ciascun modulo.

Secondo l'equazione (1.34), imposto il riferimento $i_{o,ref}$ da parte del carico, resta definito il valore della variabile $u_{o,ref}$ (dunque $i_{o,ref}$); tuttavia per definire completamente le modulanti di ramo m_u ed m_l (equazioni (1.36)) occorre scegliere $u_{d,ref}$ (legato ad $i_{d,ref}$) in modo tale che l'obiettivo di equalizzazione dei condensatori sia rispettato.

Le energie associate agli induttori e ai condensatori dei rami del circuito possono essere definite come segue:

$$\begin{cases} W_u = \frac{1}{2} L_{arm} i_u^2 + \frac{1}{2} C E_u^2 \\ W_l = \frac{1}{2} L_{arm} i_l^2 + \frac{1}{2} C E_l^2 \end{cases} \tag{2.1}$$

La derivata rispetto al tempo di queste energie può essere così calcolata:

$$\begin{cases} \frac{dW_u}{dt} = L_{arm} i_u \frac{di_u}{dt} + C E_u \frac{dE_u}{dt} \\ \frac{dW_l}{dt} = L_{arm} i_l \frac{di_l}{dt} + C E_l \frac{dE_l}{dt} \end{cases} \tag{2.2}$$

Sfruttando le relazioni di equivalenza dimostrate nel paragrafo (1.2.1), si ottiene:

$$\begin{cases} \frac{dW_u}{dt} = i_u \left(L_{arm} \frac{di_u}{dt} + V_u \right) \\ \frac{dW_l}{dt} = i_l \left(L_{arm} \frac{di_l}{dt} - V_l \right) \end{cases} \tag{2.3}$$

Sostituendo ora le equazioni alle maglie del circuito (1.26) nelle derivate delle energie (2.3), si ottiene:

$$\begin{cases} \dfrac{dW_u}{dt} = \left(E_{DC,u} - v_o\right) i_u - R_{load} i_u^2 \\ \dfrac{dW_l}{dt} = -\left(E_{DC,l} + v_o\right) i_l - R_{load} i_l^2 \end{cases} \tag{2.4}$$

Introducendo le definizioni di i_o ed i_d nelle (2.4) si ricava:

$$\begin{cases} \dfrac{dW_u}{dt} = \left(E_{DC,u} - v_o\right)\dfrac{i_o}{2} - \dfrac{R_{load}}{4} i_o^2 + \left[\dfrac{\left(E_{DC,u} - v_o\right)}{2} - \dfrac{R_{load}}{4} i_d - \dfrac{R_{load}}{2} i_o\right] i_d \\ \dfrac{dW_l}{dt} = -\left(E_{DC,l} + v_o\right)\dfrac{i_o}{2} - \dfrac{R_{load}}{4} i_o^2 + \left[\dfrac{\left(E_{DC,l} + v_o\right)}{2} - \dfrac{R_{load}}{4} i_d + \dfrac{R_{load}}{2} i_o\right] i_d \end{cases} \tag{2.5}$$

Anche in questo caso è possibile semplificare la notazione del risultato appena ricavato, introducendo due variabili ausiliarie u_1 e u_2:

$$\begin{cases} u_1 = \dfrac{\left(E_{DC,u} - v_o\right)}{2} - \dfrac{R_{load}}{4} i_d - \dfrac{R_{load}}{2} i_o \\ u_2 = \dfrac{\left(E_{DC,l} + v_o\right)}{2} - \dfrac{R_{load}}{4} i_d + \dfrac{R_{load}}{2} i_o \end{cases} \tag{2.6}$$

Sostituendo le (2.6) nelle (2.5) si ottiene:

$$\begin{cases} \dfrac{dW_u}{dt} = \left(E_{DC,u} - v_o\right)\dfrac{i_o}{2} - \dfrac{R_{load}}{4} i_o^2 + u_1 i_d \\ \dfrac{dW_l}{dt} = -\left(E_{DC,l} + v_o\right)\dfrac{i_o}{2} - \dfrac{R_{load}}{4} i_o^2 + u_2 i_d \end{cases} \tag{2.7}$$

Analizzando il risultato appena ottenuto, si può osservare che i termini

$$\left(E_{DC,u} - v_o\right)\frac{i_o}{2} - \frac{R_{load}}{4} i_o^2$$

e

$$-\left(E_{DC,l} + v_o\right)\frac{i_o}{2} - \frac{R_{load}}{4} i_o^2$$

risultano vincolati alle esigenze del sistema di controllo dal carico (ad esempio imposti dalla rete AC per una applicazione *grid-connect*).
Gli unici termini che possiamo gestire per controllare il bilanciamento energetico (e conseguentemente le tensioni) dei condensatori dei moduli, sono i prodotti $u_1 i_d$ ed $u_2 i_d$.
Quindi, l'unica variabile di controllo sulla quale è possibile agire è la corrente i_d.

Allo stesso modo in cui sono state definite la corrente totale e differenziale del sistema, è necessario definire una energia totale W_t ed una energia differenziale W_d del convertitore.
Queste energie vengono definite di seguito sommando e sottraendo tra loro le energie associate ai due rami del convertitore:

$$\begin{cases} \dfrac{dW_t}{dt} = \dfrac{dW_u}{dt} + \dfrac{dW_l}{dt} \\ \dfrac{dW_d}{dt} = \dfrac{dW_u}{dt} - \dfrac{dW_l}{dt} \end{cases} \tag{2.8}$$

da cui:

$$\begin{cases} \dfrac{dW_t}{dt} = \left(\dfrac{E_{DC,u} - E_{DC,l}}{2} - v_o\right) i_o - \dfrac{R_{load}}{2} i_o^2 + \left(\dfrac{E_{DC,u} + E_{DC,l}}{2}\right) i_d - \dfrac{R_{load}}{2} i_d^2 \\ \dfrac{dW_d}{dt} = \left(\dfrac{E_{DC,u} + E_{DC,l}}{2}\right) i_o + \left(\dfrac{E_{DC,u} - E_{DC,l}}{2} - v_o\right) i_d - \dfrac{R_{load}}{2} i_d^2 \end{cases} \tag{2.9}$$

Le relazioni appena dimostrate, rappresentano un bilancio tra le potenze istantanee dei due rami del convertitore. Come già fatto in precedenza, è possibile in fase di analisi trascurare il contributo dissipativo dei resistori R_{load} (elementi fittizi che simulano la reale resistenza associata ai collegamenti metallici del sistema). A fronte di questa semplificazione, è possibile riscrivere queste equazioni come segue:

$$\begin{cases} \dfrac{dW_t}{dt} = \left(\dfrac{E_{DC,u} - E_{DC,l}}{2} - v_o\right) i_o + \left(\dfrac{E_{DC,u} + E_{DC,l}}{2}\right) i_d \\ \dfrac{dW_d}{dt} = \left(\dfrac{E_{DC,u} + E_{DC,l}}{2}\right) i_o + \left(\dfrac{E_{DC,u} - E_{DC,l}}{2} - v_o\right) i_d \end{cases} \tag{2.10}$$

Quando il convertitore lavora a regime (esauritisi tutti i transitori iniziali) e ipotizzando un corretto controllo del sistema, l'energia totale viene a coincidere con la somma delle energie associate ai condensatori di ogni modulo. Al contrario l'energia differenziale risulta all'incirca nulla, evidenziando così un corretto bilanciamento energetico tra il rampo superiore ed inferiore.
Integrare le relazioni (2.10) sul periodo di commutazione T del sistema, risulta essere un'utile metodo per definire più facilmente una strategia di controllo del convertitore:

$$\begin{cases} \Delta W_t = \displaystyle\int_0^T \left(\frac{E_{DC,u} - E_{DC,l}}{2} - v_o\right) i_o dt + \int_0^T \left(\frac{E_{DC,u} + E_{DC,l}}{2}\right) i_d \, dt \\ \Delta W_d = \displaystyle\int_0^T \left(\frac{E_{DC,u} + E_{DC,l}}{2}\right) i_o dt + \int_0^T \left(\frac{E_{DC,u} - E_{DC,l}}{2} - v_o\right) i_d dt \end{cases} \tag{2.11}$$

Moltiplicando due termini sinusoidali isofrequenziali ($f = {}^1/_T$), si ottiene come risultato la somma di due contributi: un contributo sinusoidale a frequenza doppia rispetto la fondamentale ($2f$), e un termine a frequenza nulla (costante) funzione dello sfasamento tra i due fattori.
Si può quindi assumere che la corrente di carico i_o presenti un andamento sinusoidale, così come secondo termine "$\frac{E_{DC,u} - E_{DC,l}}{2} - v_o$" (i termini $E_{DC,u}$ ed $E_{DC,l}$ sono quantità costanti).

Sotto le ipotesi appena sviluppate, le relazioni (2.11) possono essere rielaborate come segue:

$$\int_0^T \left(\frac{E_{DC,u} - E_{DC,l}}{2} - v_o\right) i_o dt \rightarrow funzione\ del\ carico \qquad (2.12)$$

$$\int_0^T \left(\frac{E_{DC,u} + E_{DC,l}}{2}\right) i_o dt = 0 \qquad (2.13)$$

Si evince quindi che un'eventuale variazione di energia totale, può essere compensata tramite una variazione del valor medio della corrente differenziale i_d, mentre una variazione della energia differenziale, è compensabile solamente attraverso le componenti isofrequenziali di i_d rispetto il termine " $\frac{E_{DC,u}-E_{DC,l}}{2} - v_o$ "

A seguito di queste osservazioni, è possibile sviluppare un metodo attraverso il quale comporre il riferimento per la corrente i_d.

Questo riferimento deve essere composto da due contributi:

1. contributo a bassa frequenza $i_{d,LF}$ (variazione del valor medio della i_d);
2. contributo ad alta frequenza $i_{d,HF}$ (contributo isofrequenziale rispetto al fattore " $\frac{E_{DC,u}-E_{DC,l}}{2} - v_o$ ").

Possiamo quindi definire la corrente differenziale di riferimento come segue:

$$i_{d,ref} = i_{d_{LF},ref} + i_{d_{HF},ref} \qquad (2.13)$$

La componente $i_{d_{LF},ref}$ verrà utilizzata per controllare la dinamica dell'energia totale W_t, mentre la componente $i_{d_{HF},ref}$ verrà impiegata per l'equalizzazione delle tensioni dei condensatori appartenenti al ramo superiore e inferiore.

2.2 Controllo dell'MMC Trifase

Come per il caso a Singola Fase, anche nel caso Trifase, è stato adottato un controllo basato sull'equalizzazione energetica dei rami del sistema.
Essendo ora per l'appunto un sistema trifase, l'analisi è svolta attraverso l'utilizzo dei vettori di spazio.
Lo schema di controllo di un MMC Trifase è sotto molti aspetti simile a quello dell'MMC a singola fase, tuttavia è necessario apportare alcune modifiche.
Iniziamo la trattazione osservando che per ogni ramo è utile definire una corrente differenziale:

$$i_{dk} = i_{uk} - i_{lk} \tag{2.14}$$

Applicando la trasformata di Clarke a quest'ultima si ottiene:

$$\bar{\imath}_d = \bar{\imath}_u - \bar{\imath}_l \tag{2.15}$$

$$i_{d0} = i_{u0} - i_{l0} = \frac{2}{3} i_{DC} \tag{2.16}$$

Dalla (2.16) si evince che la componente omopolare della corrente differenziale è proporzionale alla corrente del bus DC di alimentazione i_{DC}.
Supponendo noto il riferimento $\bar{\imath}_{0,ref}$ (corrente in uscita imposta dal carico), si possono esprimere le correnti in funzione di $\bar{\imath}_0$ e $\bar{\imath}_d$:

$$\begin{cases} \bar{\imath}_u + \bar{\imath}_l = \bar{\imath}_0 \\ \bar{\imath}_u - \bar{\imath}_l = \bar{\imath}_d \end{cases} \rightarrow \begin{aligned} \bar{\imath}_u &= \frac{\bar{\imath}_0 + \bar{\imath}_d}{2} \\ \bar{\imath}_l &= \frac{\bar{\imath}_0 - \bar{\imath}_d}{2} \end{aligned} \tag{2.17}$$

$$\begin{cases} i_{u0} + i_{l0} = 0 \\ i_{u0} - i_{l0} = i_{d0} \end{cases} \rightarrow \begin{aligned} i_{u0} &= \frac{i_{d0}}{2} = \frac{i_{DC}}{3} \\ i_{l0} &= -\frac{i_{d0}}{2} = -\frac{i_{DC}}{3} \end{aligned} \tag{2.18}$$

Assumendo di aver già imposto i riferimenti per $\bar{\imath}_{d,ref}$ e $i_{d0,ref}$, si possono ricavare i riferimenti per $\bar{\imath}_u$ e $\bar{\imath}_l$ e per le rispettive componenti omopolari (i_{u0_ref} e i_{l0_ref}):

$$\bar{\imath}_{u_ref} = \frac{(\bar{\imath}_{0_ref} + \bar{\imath}_{d_ref})}{2} \tag{2.19}$$

$$\bar{\imath}_{l_ref} = \frac{(\bar{\imath}_{0_ref} - \bar{\imath}_{d_ref})}{2} \tag{2.20}$$

$$i_{u0_ref} = \frac{i_{d0_ref}}{2} \tag{2.21}$$

$$i_{l0_ref} = -\frac{i_{d0_ref}}{2} \tag{2.22}$$

Ricordando l'equazione (1.59), di seguito riportata per comodità:

$$\frac{L_u + L_l}{3}\frac{d\, i_{DC}}{dt} = v_{u0} - v_{l0} \tag{1.59}$$

si nota che è possibile riformularla come segue:

$$\frac{L_u + L_l}{2}\frac{d\, i_{d0}}{dt} \overset{\text{def}}{=} \underbrace{v_{u0} - v_{l0}}_{v_{d0}} \tag{2.23}$$

andando a definire la componente omopolare della tensione differenziale come segue:

$$v_{d0} = v_{u0} - v_{l0} \tag{2.24}$$

Lo schema di controllo del sistema sarà quindi così composto:

- Due regolatori di corrente addetti all'inseguimento dei riferimenti $\bar{\imath}_{u_ref}$ e $\bar{\imath}_{l_ref}$, generando di conseguenza in uscita le tensioni $\bar{v}_{u.ref}$ e $\bar{v}_{l.ref}$ necessarie.
- Il controllo energetico di ogni ramo (controllo di energia totale ed energia differenziale), genera i tre riferimenti di corrente i_{dk}, come avviene per il singolo ramo. Una volta generati questi tre riferimenti è possibile ricavare i riferimenti di $\bar{\imath}_{d,ref}$ e $i_{d0,ref}$.
  Mentre il controllo di $\bar{\imath}_{d,ref}$ è attuato indirettamente mediante il controllo delle componenti $\bar{\imath}_{u_ref}$ e $\bar{\imath}_{l_ref}$, per controllare la componente omopolare $i_{d0,ref}$ è necessario un ulteriore regolatore di corrente, che produca in uscita la v_{d0} necessaria.

A questo punto si dispone dei riferimenti vettoriali di tensione del ramo superiore ed inferiore ($\bar{v}_{u.ref}$ e $\bar{v}_{l.ref}$) e del riferimento della componente omopolare della tensione differenziale ($v_{d0,ref}$). Questi dati non sono sufficienti per ricavare i duty cycle da applicare al convertitore. A questo scopo, applichiamo una condizione aggiuntiva:

$$v_{00} = \frac{E_{DC}}{2} \qquad \rightarrow \qquad \frac{v_{u0}L_l + v_{l0}L_u}{L_u + L_l} = \frac{E_{DC}}{2}\ (+armoniche\ \dots) \tag{2.25}$$

La (2.25) assicura che il valor medio delle tensioni d'uscita, sia pari alla metà della tensione di alimentazione. Questo è necessario per garantire che sia possibile controllare lo squilibrio energetico tri i rami superiori ed inferiori del sistema.

Dalle relazioni (2.24) e (2.25) ricaviamo le componenti omopolari di V_u e V_l:

$$\begin{cases} v_{d0} = v_{u0} - v_{l0} \\ v_{00} = \dfrac{v_{u0}L_l + v_{l0}L_u}{L_u + L_l} \end{cases} \quad \rightarrow \quad \begin{cases} v_{u0} = v_{00} + \dfrac{v_{d0}L_u}{L_u + L_l} \\ v_{l0} = v_{00} - \dfrac{v_{d0}L_l}{L_u + L_l} \end{cases} \qquad (2.26)$$

Una volta trovate le componenti vettoriali e omopolari di V_u e V_l, è possibile ricavare i duty cycle da applicare ai moduli del convertitore:

$$v_{uk} = v_{u0} + \overline{v_u} \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}(k-1)} \qquad con \quad v_{uk} = E_{DC} - m_{uk}E_{uk} \qquad (k = 1, 2\ e\ 3)$$

$$m_{uk} = \frac{E_{DC} - v_{uk}}{E_{uk}} \qquad (2.27)$$

$$v_{lk} = v_{l0} + \overline{v_l} \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}(k-1)} \qquad con \quad v_{lk} = m_{lk}E_{lk} \qquad (k = 1, 2\ ,3)$$

$$m_{lk} = \frac{v_{lk}}{E_{lk}} \qquad (2.28)$$

Per calcolare ora le correnti i_{dk}, occorre prima definire le energie associate ai rami del convertitore:

$$\begin{cases} W_{Tk} = \dfrac{1}{2}C_u E^2{}_{uk} + \dfrac{1}{2}L_u i^2{}_{uk} + \dfrac{1}{2}C_l E^2{}_{lk} + \dfrac{1}{2}L_l i^2{}_{lk} \\ W_{Dk} = \dfrac{1}{2}C_u E^2{}_{uk} + \dfrac{1}{2}L_u i^2{}_{uk} - \dfrac{1}{2}C_l E^2{}_{lk} - \dfrac{1}{2}L_l i^2{}_{lk} \end{cases} \quad (\ con\ k = 1{,}2{,}3\ ) \qquad (2.29)$$

Anche in questo caso, una volta definite le energie totali e differenziali relative ai rami del sistema, per definire una strategia di controllo, è efficace derivare quest'ultime rispetto al tempo, applicando quindi lo stesso procedimento utilizzato per il caso monofase.

Essendo ora in un sistema trifase, è utile anche in questo punto, applicare la teoria dei vettori di spazio.
L'energia nel k-esimo ramo è risulta essere:

$$\begin{cases} W_{uk} = \dfrac{1}{2}C_{uk} E^2{}_{uk} + \dfrac{1}{2}L_u i^2{}_{uk} \\ W_{lk} = \dfrac{1}{2}C_{lk} E^2{}_{lk} + \dfrac{1}{2}L_l i^2{}_{lk} \end{cases} \quad (\ con\ k = 1{,}2{,}3\ ) \qquad (2.30)$$

Applicando la trasformata di Clarke si ottiene:

$$\begin{cases} \overline{W_u} = \frac{2}{3}\sum_{k=1}^{3} W_{uk}\bar{\alpha}_k \\ W_{u0} = \frac{1}{3}\sum_{k=1}^{3} W_{uk} \end{cases} \quad (con\ \bar{\alpha}_k = e^{j\frac{2\pi}{3}(k-1)}) \tag{2.31}$$

$$\begin{cases} \overline{W_l} = \frac{2}{3}\sum_{k=1}^{3} W_{lk}\bar{\alpha}_k \\ W_{l0} = \frac{1}{3}\sum_{k=1}^{3} W_{lk} \end{cases} \quad (con\ \bar{\alpha}_k = e^{j\frac{2\pi}{3}(k-1)}) \tag{2.32}$$

Quindi si può riscrivere le (2.30) come:

$$\begin{cases} \overline{W_T} = \overline{W_u} + \overline{W_l} \\ \overline{W_d} = \overline{W_u} - \overline{W_l} \end{cases} \tag{2.33}$$

$$\begin{cases} W_{T0} = W_{u0} + W_{l0} \\ W_{d0} = W_{uo} - W_{l0} \end{cases} \tag{2.34}$$

Sviluppando la derivata rispetto al tempo delle (2.33) e (2.34) si ottengono i seguenti risultati:

$$\begin{cases} \frac{d\overline{W_T}}{dt} = \left(\frac{E_{DC}}{2} - v_{00}\right)\overline{i_0} - \frac{\overline{v_0}^* \cdot \overline{i_0}^*}{2} + \frac{E_{DC}}{2}\overline{i_d} \\ \frac{dW_{T0}}{dt} = \frac{E_{DC}}{2}\ i_{d0} - \frac{\overline{v_0} \cdot \overline{i_0}}{2} \\ \frac{d\overline{W_d}}{dt} = \left(\frac{E_{DC}}{2} - v_{00}\right)\overline{i_d} + \frac{E_{DC}\,\overline{i_0}}{2} - i_{d0}\,\overline{v_0} - \frac{\overline{v_0}^* \cdot \overline{i_d}^*}{2} \\ \frac{dW_{d0}}{dt} = \left(\frac{E_{DC}}{2} - v_{00}\right) i_{d0} - \frac{\overline{v_0} \cdot \overline{i_d}}{2} \end{cases} \tag{2.35}$$

Come per il caso monofase, integriamo ora le (2.35) sul periodo di commutazione T, calcolando quindi i valori medi delle variazioni di energia.
Per poter procede con l'integrazione, è prima necessario definire alcuni parametri come segue:

- $\overline{i_0} = I_{OM}e^{j(\omega t+\varphi_0)}$
- $\overline{v_0} = V_{OM}e^{j\omega t}$
- $v_{00} = \frac{E_{DC}}{2} + Re(V_{001}e^{j(\omega t+\varphi_{001})} + V_{002}e^{j(2\omega t+\varphi_{002})} + \cdots)$
- $\overline{i_d} = \overline{i_{d,LF}} + \overline{i_{d,HF}}$
  Con
  - $\overline{i_{d,LF}} = I_{d,LF}e^{j\varphi_{d,LF}}$
  - $\overline{i_{d,HF}} = I_{d,1p}e^{j(\omega t+\varphi_{d,1p})} + I_{d,1n}e^{-j(\omega t+\varphi_{d,1n})} + I_{d,2p}e^{j(2\omega t+\varphi_{d,2p})} + \cdots$

- $i_{d0} = i_{d0,LF} + i_{d0,HF}$
  Con $\quad i_{d0,HF} = I_{d01}\cos(\omega t + \varphi_{d01}) + I_{d02}\cos(2\omega t + \varphi_{d02}) + \cdots$

Si riportano di seguito i passaggi matematici per l'integrazione delle (2.35).

- (2.35-a)

$$\frac{1}{T}\int_0^T \frac{d\overline{W_T}}{dt}dt = \frac{1}{T}\int_0^T \left(\frac{E_{DC}}{2} - v_{00}\right)\bar{\imath}_0 dt - \frac{1}{T}\int_0^T \frac{\overline{v_0}^* \cdot \bar{\imath}_0^*}{2}dt + \frac{E_{DC}}{2T}\int_0^T \bar{\imath}_d\, dt \qquad (2.36)$$

- 1° elemento

$$\frac{1}{T}\int_0^T \left(\frac{E_{DC}}{2} - v_{00}\right)\bar{\imath}_0 dt =$$
$$= \frac{1}{T}\int_0^T \left[\frac{E_{DC}}{2} - \frac{E_{DC}}{2} - Re\left(V_{001}e^{j(\omega t+\varphi_{001})} + V_{002}e^{j(2\omega t+\varphi_{002})}\right)\right] I_{OM}e^{j(\omega t+\varphi_0)}dt =$$
$$= -\frac{1}{T}\int_0^T V_{001}I_{OM}e^{j(\omega t+\varphi_0)}\cos(\omega t + \varphi_{001})\,dt$$
$$-\frac{1}{T}\int_0^T V_{002}I_{OM}e^{j(\omega t+\varphi_0)}\cos(2\omega t + \varphi_{002})\,dt =$$
$$= -\frac{1}{T}\int_0^T V_{001}I_{OM}\,[\cos(\omega t + \varphi_0) + \mathrm{j}\,\mathrm{sen}(\omega t + \varphi_0)]\cos(\omega t + \varphi_{001})\,dt =$$
$$= -\frac{1}{T}\int_0^T V_{001}I_{OM}\,[\cos(\omega t + \varphi_0) + \mathrm{j}\,\mathrm{sen}(\omega t + \varphi_0)]\cos(\omega t + \varphi_{001})\,dt =$$
$$= -\frac{V_{001}I_{OM}}{T}\int_0^T \frac{\cos(\varphi_0 - \varphi_{001}) + \mathrm{j}\,\mathrm{sen}(\varphi_0 - \varphi_{001})}{2}dt =$$
$$-\frac{V_{001}I_{OM}}{T}e^{j(\varphi_0-\varphi_{001})} \qquad (2.37)$$

- 2° elemento

$$-\frac{1}{T}\int_0^T \frac{\overline{v_0}^* \cdot \bar{\imath}_0^*}{2}dt =$$
$$= -\frac{1}{T}\int_0^T \frac{V_{0M}I_{OM}}{2}e^{-j\omega t}e^{-j(\omega t+\varphi_0)}dt = -\frac{1}{T}\int_0^T \frac{V_{0M}I_{OM}}{2}e^{-j\omega t}e^{-j(\omega t+\varphi_0)}dt =$$
$$= -\frac{1}{T}\int_0^T \frac{V_{0M}I_{OM}}{2}e^{-j(2\omega t+\varphi_0)}dt = 0$$

- 3°elemento

$$\frac{E_{DC}}{2T}\int_0^T \overline{i_d}\,dt = \frac{E_{DC}}{2T}\int_0^T (\overline{i_{d,LF}} + \overline{i_{d,HF}})dt = \frac{E_{DC}}{2T}\int_0^T \overline{i_{d,LF}}dt + \frac{E_{DC}}{2T}\int_0^T \overline{i_{d,HF}}\,dt =$$

$$= \frac{E_{DC}}{2T} I_{d,LF} e^{j\varphi_{d,LF}} \qquad (2.38)$$

Unisco ora i risultati parziali (2.37) e (2.38), ottenendo la soluzione della (2.36):

$$\frac{1}{T}\int_0^T \frac{d\overline{W_T}}{dt}dt = -\frac{V_{001} I_{OM}}{T} e^{j(\varphi_0 - \varphi_{001})} + \frac{E_{DC}}{2T} I_{d,LF} e^{j\varphi_{d,LF}} \qquad (2.39)$$

- (2.25-b)

$$\frac{1}{T}\int_0^T \frac{dW_{T0}}{dt}dt = \frac{1}{T}\int_0^T \frac{E_{DC}}{2}\, i_{d0}\, dt - \frac{1}{T}\int_0^T \frac{\overline{v_0}\cdot\overline{i_0}}{2}dt \qquad (2.40)$$

- 1° elemento

$$\frac{1}{T}\int_0^T \frac{E_{DC}}{2}\, i_{d0}\, dt = \frac{E_{DC}}{2T}\int_0^T (i_{d0,LF} + i_{d0,HF})\, dt = \frac{E_{DC}\, i_{d0,LF}}{2} \qquad (2.41)$$

- 2° elemento

$$-\frac{1}{T}\int_0^T \frac{\overline{v_0}\cdot\overline{i_0}}{2}dt =$$

$$= -\frac{1}{2T}\int_0^T \frac{\overline{v_0}\overline{i_0}^* + \overline{v_0}^*\overline{i_0}}{2}dt = -\frac{V_{0M} I_{OM}}{4T}\int_0^T \left(e^{j\omega t} e^{-j(\omega t+\varphi_0)} + e^{-j\omega t} e^{j(\omega t+\varphi_0)}\right)dt =$$

$$= -\frac{V_{0M} I_{OM}}{2T}\int_0^T \frac{e^{-j\varphi_0} + e^{j\varphi_0}}{2}dt =$$

$$-\frac{V_{0M} I_{OM}}{2}\cos(\varphi_0) \qquad (2.42)$$

Unisco ora i risultati parziali (2.41) e (2.42), ottenendo la soluzione della (2.40):

$$\frac{1}{T}\int_0^T \frac{dW_{T0}}{dt}dt = \frac{E_{DC}\, i_{d0,LF}}{2} - \frac{V_{0M} I_{OM}}{2}\cos(\varphi_0) \qquad (2.43)$$

- (2.35-c)

$$\frac{1}{T}\int_0^T \frac{d\overline{W_d}}{dt}\,dt = \frac{1}{T}\int_0^T \left(\frac{E_{DC}}{2} - v_{00}\right)\overline{i_d}\,dt + \frac{1}{T}\int_0^T \frac{E_{DC}\,\overline{i_0}}{2}\,dt - \frac{1}{T}\int_0^T i_{d0}\,\overline{v_0}\,dt - \frac{1}{T}\int_0^T \frac{\overline{v_0}^* \cdot \overline{i_d}^*}{2}\,dt \qquad (2.44)$$

- 1°elemento

$$\frac{1}{T}\int_0^T \left(\frac{E_{DC}}{2} - v_{00}\right)\overline{i_d}\,dt =$$
$$= \frac{1}{T}\int_0^T \left[\frac{E_{DC}}{2} - \frac{E_{DC}}{2} - Re\left(V_{001}e^{j(\omega t+\varphi_{001})} + V_{002}e^{j(2\omega t+\varphi_{002})}\right)\right](\overline{i_{d,LF}} + \overline{i_{d,HF}})dt =$$
$$= -\frac{1}{T}\int_0^T \left(V_{001}e^{j(\omega t+\varphi_{001})} + V_{002}e^{j(2\omega t+\varphi_{002})}\right)(\overline{i_{d,LF}} + \overline{i_{d,HF}})dt =$$
$$= -\frac{1}{T}\int_0^T Re\left(V_{001}e^{j(\omega t+\varphi_{001})} + V_{002}e^{j(2\omega t+\varphi_{002})}\right)\overline{i_{d,HF}}\,dt =$$
$$= -\frac{1}{T}\int_0^T \left(V_{001}e^{j(\omega t+\varphi_{001})} + V_{002}e^{j(2\omega t+\varphi_{002})}\right)\left(I_{d,1p}e^{j(\omega t+\varphi_{d,1p})} + I_{d,1n}e^{-j(\omega t+\varphi_{d,1n})}\right)dt =$$
$$= -\frac{1}{T}\int_0^T V_{001}I_{d,1p}\cos(\omega t+\varphi_{001})e^{j(\omega t+\varphi_{d,1p})}\,dt - \frac{1}{T}\int_0^T V_{001}I_{d,1n}\cos(\omega t+\varphi_{001})e^{-j(\omega t+\varphi_{d,1p})}\,dt =$$
$$-\frac{V_{001}I_{d,1p}}{2}e^{j(\varphi_{001}-\varphi_{d,1p})} - \frac{V_{001}I_{d,1n}}{2}e^{-j(\varphi_{001}-\varphi_{d,1p})} + \dots \qquad (2.45)$$

- 2°elemento

$$\frac{1}{T}\int_0^T \frac{E_{DC}\,\overline{i_0}}{2}\,dt = \frac{E_{DC}\,I_{OM}}{2T}\int_0^T e^{j(\omega t+\varphi_0)}dt = 0$$

- 3°elemento

$$-\frac{1}{T}\int_0^T i_{d0}\,\overline{v_0}\,dt = -\frac{1}{T}\int_0^T (i_{d0,LF} + i_{d0,HF})\overline{v_0}\,dt =$$
$$= -\frac{1}{T}i_{d0,LF}\int_0^T \overline{v_0}\,dt - \frac{1}{T}\int_0^T i_{d0,HF}\,\overline{v_0}\,dt =$$
$$= -\frac{V_{OM}}{T}\int_0^T I_{d01}\cos(\omega t+\varphi_{d01})\,e^{j\omega t}\,dt - \frac{V_{OM}}{T}\int_0^T I_{d02}\cos(2\omega t+\varphi_{d02})\,e^{j\omega t}dt =$$
$$-\frac{V_{OM}I_{d01}}{2}e^{j\varphi_{d01}} \qquad (2.46)$$

- 4°elemento

$$-\frac{1}{T}\int_0^T \frac{\overline{v_0}^* \cdot \overline{i_d}^*}{2}\,dt = -\frac{1}{T}\frac{\overline{i_{d,LF}}^*}{2}\int_0^T \overline{v_0}^*\,dt - \frac{1}{T}\int_0^T \frac{\overline{v_0}^* \cdot \overline{i_{d,HF}}^*}{2}\,dt =$$

$$= -\frac{1}{T}\int_0^T \left[\frac{V_{OM}e^{j\omega t}}{2}\left(I_{d,1p}e^{j(\omega t+\varphi_{d,1p})} + I_{d,1n}e^{-j(\omega t+\varphi_{d,1n})} + I_{d,2p}e^{j(2\omega t+\varphi_{d,2p})} + \cdots\right)\right]dt =$$

$$= -\frac{1}{T}\int_0^T \frac{V_{OM}\,I_{d,1n}}{2}\,e^{j\varphi_{d,1n}}dt =$$

$$-\frac{V_{OM}\,I_{d,1n}}{2}\,e^{j\varphi_{d,1n}} \qquad (2.47)$$

Unisco ora i risultati parziali (2.45), (2.46) e (2.47), ottenendo così la soluzione della (2.44):

$$\frac{1}{T}\int_0^T \frac{d\overline{W_d}}{dt}\,dt = -\frac{V_{001}I_{d,1p}}{2}e^{j(\varphi_{001}-\varphi_{d,1p})} - \frac{V_{001}I_{d,1n}}{2}e^{-j(\varphi_{001}-\varphi_{d,1p})} - \frac{V_{OM}I_{d01}}{2}e^{j\varphi_{d01}} - \frac{V_{OM}\,I_{d,1n}}{2}e^{j\varphi_{d,1n}} \qquad (2.48)$$

- (2.35-d)

$$\frac{1}{T}\int_0^T \frac{dW_{d0}}{dt}\,dt = \frac{1}{T}\int_0^T \left(\frac{E_{DC}}{2} - v_{00}\right) i_{d0}\,dt - \frac{1}{T}\int_0^T \frac{\overline{v_0}\cdot\overline{i_d}}{2}dt \qquad (2.49)$$

- 1°termine

$$\frac{1}{T}\int_0^T \left(\frac{E_{DC}}{2} - v_{00}\right) i_{d0}\,dt =$$

$$= \frac{1}{T}\int_0^T \left[\frac{E_{DC}}{2} - \frac{E_{DC}}{2} - Re\left(Ve^{j(\omega t+\varphi_{001})} + V_{002}e^{j(2\omega t+\varphi_{002})}\right)\right]\left(i_{d0,LF} + i_{d0,HF}\right)dt =$$

$$= -\frac{1}{T}\int_0^T (V_{001}\cos(\omega t+\varphi_{001}) + V_{002}\cos(2\omega t+\varphi_{002}) + \cdots)(I_{d01}\cos(\omega t+\varphi_{d01}) + I_{d02}\cos(2\omega t+\varphi_{d02}) + \cdots)dt =$$

$$= -\frac{V_{001}I_{d01}}{2}\cos(\varphi_{001}-\varphi_{d01}) - \frac{V_{002}I_{d02}}{2}\cos(\varphi_{002}-\varphi_{d02}) + \cdots \qquad (2.50)$$

- 2°elemento

$$-\frac{1}{T}\int_0^T \frac{\overline{v_0}\cdot\overline{i_d}}{2}dt = -\frac{1}{T}\int_0^T \frac{V_{OM}e^{j\omega t}\cdot\left(\overline{i_{d,LF}} + \overline{i_{d,HF}}\right)}{2}dt = -\frac{V_{OM}}{2T}\int_0^T \frac{e^{j\omega t}\,\overline{i_{d,HF}}^* + e^{-j\omega t}\,\overline{i_{d,HF}}}{2}dt =$$

$$= -\frac{V_{OM}}{4T}\int_0^T \left[e^{j\omega t}\left(I_{d,1p}e^{j(\omega t+\varphi_{d,1p})} + I_{d,1n}e^{-j(\omega t+\varphi_{d,1n})} + \cdots\right) + e^{-j\omega t}\left(I_{d,1p}e^{j(\omega t+\varphi_{d,1p})} + I_{d,1n}e^{-j(\omega t+\varphi_{d,1n})} + \cdots\right)\right]dt =$$

$$= -\frac{V_{OM}}{2T}\int_0^T \frac{I_{d,1p}e^{-j\varphi_{d,1p}} + I_{d,1p}e^{j\varphi_{d,1p}}}{2}dt =$$

$$-\frac{V_{0M}I_{d,1p}}{2}\cos(\varphi_{d,1p}) \tag{2.51}$$

Unisco ora i risultati parziali (2.50) e (2.51), ottenendo così la soluzione della (2.49):

$$\begin{aligned}\frac{1}{T}\int_0^T \frac{dW_{d0}}{dt}dt = &-\frac{V_{001}I_{d01}}{2}\cos(\varphi_{001}-\varphi_{d01}) \\ &-\frac{V_{002}I_{d02}}{2}\cos(\varphi_{002}-\varphi_{d02})-\frac{V_{0M}I_{d,1p}}{2}\cos(\varphi_{d,1p})\end{aligned} \tag{2.52}$$

Per maggior chiarezza, si ripropongono di seguito le espressioni finali delle operazioni di integrazione:

$$\frac{1}{T}\int_0^T \frac{d\overline{W_T}}{dt}dt = -\frac{V_{001}I_{OM}}{T}e^{j(\varphi_0-\varphi_{001})}+\frac{E_{DC}}{2T}I_{d,LF}e^{j\varphi_{d,LF}} \tag{2.39}$$

$$\frac{1}{T}\int_0^T \frac{dW_{T0}}{dt}dt = \frac{E_{DC}\,i_{d0,LF}}{2}-\frac{V_{0M}I_{OM}}{2}\cos(\varphi_0) \tag{2.43}$$

$$\begin{aligned}\frac{1}{T}\int_0^T \frac{d\overline{W_d}}{dt}dt = &-\frac{V_{001}I_{d,1p}}{2}e^{j(\varphi_{001}-\varphi_{d,1p})}-\frac{V_{001}I_{d,1n}}{2}e^{-j(\varphi_{001}-\varphi_{d,1p})} \\ &-\frac{V_{OM}I_{d01}}{2}e^{j\varphi_{d01}}-\frac{V_{OM}\,I_{d,1n}}{2}e^{j\varphi_{d,1n}}\end{aligned} \tag{2.48}$$

$$\begin{aligned}\frac{1}{T}\int_0^T \frac{dW_{d0}}{dt}dt = &-\frac{V_{001}I_{d01}}{2}\cos(\varphi_{001}-\varphi_{d01}) \\ &-\frac{V_{002}I_{d02}}{2}\cos(\varphi_{002}-\varphi_{d02})-\frac{V_{0M}I_{d,1p}}{2}\cos(\varphi_{d,1p})\end{aligned} \tag{2.52}$$

A fronte di questi risultati, è possibile ora definire lo schema di controllo per ricavare le correnti di riferimento $i_{dk,ref}$.

Avendo supposto una corrente differenziale formata da una componente a bassa ed una ad alta frequenza (sia per la componente vettoriale che omopolare), dai risultati ottenuti si evince che:

1. che regolando la componente vettoriale dell'energia totale, si regola di conseguenza la componente a bassa frequenza della componente vettoriale della corrente differenziale ($\overline{i_{d,LF}}$);
2. che regolando la componente omopolare dell'energia differenziale, si regola di conseguenza la componente ad alta frequenza della componente vettoriale della corrente differenziale ($\overline{i_{d,\mathrm{HF}}}$);
3. che regolando la componente omopolare dell'energia totale, si regola di conseguenza la componente a bassa frequenza della componente omopolare della corrente differenziale ($i_{d0,LF}$);

4. che regolando la componente vettoriale dell'energia differenziale, si regola di conseguenza la componente ad alta frequenza della componente omopolare della corrente differenziale ($i_{d0,LF}$);

Andando a sommare i contributi 1 e 2 si ottiene la componente vettoriale della corrente differenziale $\bar{\imath}_d$.
Sommando invece i contributi 3 e 4, si ottiene la componente omopolare della corrente differenziale i_{d0}.

Come si può notare dalle relazioni (2.48) e (2.52), la variazione di energia differenziale dipende sempre dalla tensione di uscita del convertitore (Vo).
Di conseguenza, per ricavare la componente ad alta frequenza della componente vettoriale e omopolare della corrente differenziale di riferimento, è necessario disporre anche della tensione di riferimento da applicare sul carico.
Nel caso il convertitore fosse collegato alla rete elettrica, la $V_{o,ref}$ sarebbe la tensione di rete.
Supponendo (come nel nostro caso), di collegare invece l'uscita del convertitore ad un carico passivo, la $\bar{v}_{0,ref}$ può essere ricavata come segue.
Applichiamo Kirchhoff sulle maglie di uscita dei rami e sulla maglia di carico:

$$\begin{cases} R_u\bar{\imath}_u + L_u\dfrac{d\,\bar{\imath}_u}{dt} = \bar{v}_u - \bar{v}_0 \\ R_l\bar{\imath}_l + L_l\dfrac{d\,\bar{\imath}_l}{dt} = \bar{v}_l - \bar{v}_o \end{cases} \tag{2.53}$$

$$\bar{v}_o = R_o\bar{\imath}_o + L_o\frac{d\,\bar{\imath}_o}{dt} \tag{2.54}$$

Combinando le due precedenti, si ottiene:

$$\frac{d\,\bar{\imath}_o}{dt} = \frac{(\bar{v}_o - R_o\bar{\imath}_o)}{L_o} \tag{2.55}$$

Se $L = L_u = L_l$ e $R = R_u = R_l$ si ottiene:

$$R(\bar{\imath}_u + \bar{\imath}_l) + L\frac{d(\bar{\imath}_u + \bar{\imath}_l)}{dt} = \bar{v}_u + \bar{v}_l - \overline{2v_0} \tag{2.56}$$

Infine con $\bar{\imath}_o = (\bar{\imath}_u + \bar{\imath}_l)$, si ottiene la $\bar{v}_{0,ref}$ come:

$$R\,\bar{\imath}_o + L\frac{d\bar{\imath}_o}{dt} = \bar{v}_u + \bar{v}_l - 2\bar{v}_0$$
$$R\,\bar{\imath}_o + \frac{L}{L_o}(\bar{v}_o - R_o\bar{\imath}_o) = \bar{v}_u + \bar{v}_l - 2\bar{v}_0$$

$$\left(R - R_o\frac{L}{L_o}\right)\bar{\imath}_o + \frac{L}{L_o}\bar{v}_0 + 2\bar{v}_0 = \bar{v}_u + \bar{v}_l$$

$$\frac{L_oR + LR_o}{L_o}\bar{\imath}_o + \frac{2L_o + L}{L_o}\bar{v}_0 = \bar{v}_u + \bar{v}_l$$

$$\bar{v}_{0,ref} = -\frac{L_oR + LR_o}{2L_o + L}\bar{\imath}_{o,mes} + \frac{L_o}{2L_o + L}(\bar{v}_{u,ref} + \bar{v}_{l,ref}) \qquad (2.57)$$

3 Simulazione del controllo dell'MMC

Nel seguente capitolo saranno mostrate le simulazioni sul controllo del convertitore MMC trifase in esame, eseguite tramite il programma di simulazione numerica Simulink (MatLab). Verranno mostrate alcune varianti del sistema di controllo, differenti tra loro per il metodo di controllo applicato. Nello specifico, le varianti saranno:

1. Loop di controllo di corrente con controllo vettoriale sulle correnti di ramo;
2. Loop di controllo di corrente con controllo vettoriale sulla corrente totale e differenziale;
3. Loop di controllo di energia con controllo sull'energia di singolo ramo;
4. Loop di controllo di energia con controllo vettoriale dell'energia di ramo.

Verrà mostrato in primis lo schema generale del sistema implementato, seguiranno poi le descrizioni dei singoli blocchi di controllo e del convertitore e le relative varianti.
Infine verranno mostrate le simulazioni eseguite al simulatore.

3.1 Schema generale del sistema

Nella Fig 3.1 è riportato lo schema generale del sistema implementato sul simulatore per eseguire i test sul controllo.

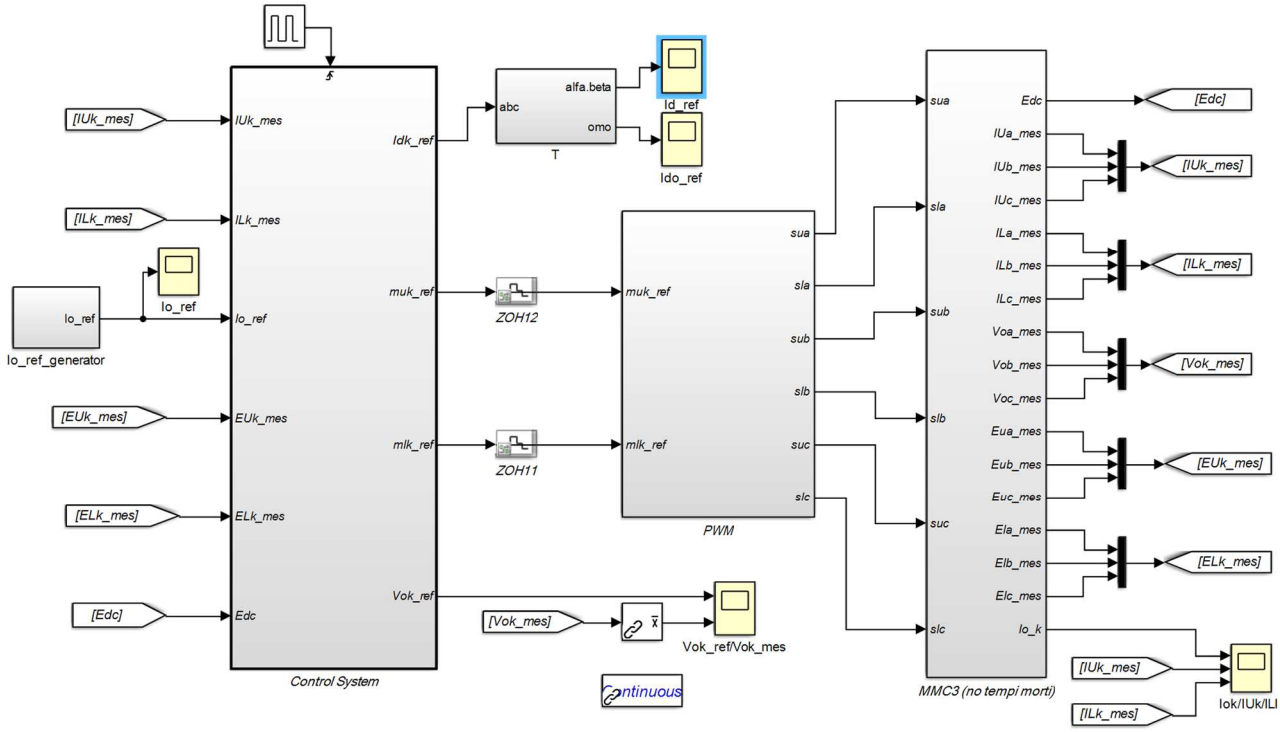

Figura 3.1 Schema sistema MMC implementato al simulatore

Il schema proposto è formato da 3 blocchi principali:

- Sistema di controllo;
- Modulatori PWM;
- Convertitore MMC trifase.

3.1.1 Sistema di controllo

Il sistema di controllo è suddiviso a sua volta in due macro blocchi, quali:

- Controllo di energia;
- Controllo di corrente.

Nella Fig. 3.2 è riportato lo schema a blocchi del sistema di controllo.

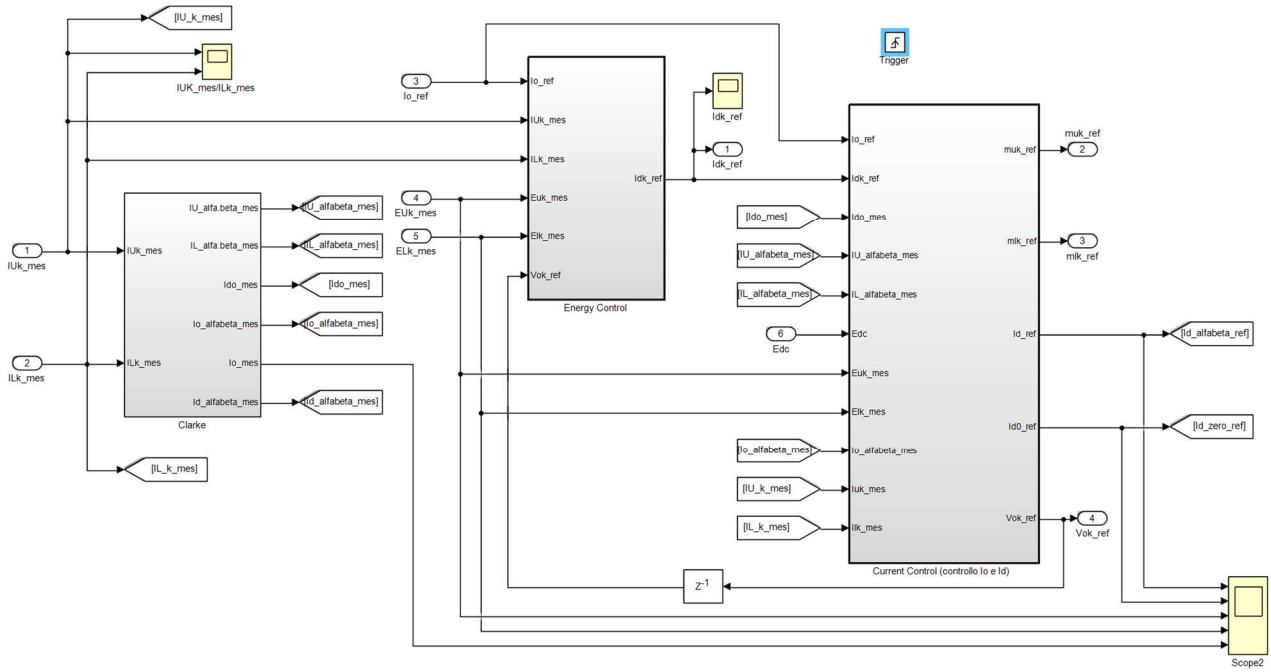

Figura 3.2 Schema a blocchi del sistema di controllo.

Il blocco denominato Clarke, non è altro che il blocco che esegue la trasformazione Alfa-Beta delle grandezze scalari (in questo caso delle correnti di ramo superiore ed inferiore) in grandezze vettoriali e omopolari necessarie al sistema di controllo.
La composizione dei sottosistemi di controllo di energia e corrente, verranno trattati in dettaglio nei paragrafi successivi.

3.1.2 Modulatori PWM

Il blocco dei Modulatori PWM rappresenta l'insieme dei singoli modulatori PWM che controllano i tre rami del convertitore trifase.
Il sistema di controllo fornisce al blocco dei modulatori i segnali modulanti superiori ed inferiori di ogni ramo (muk e mlk con k=a,b,c).

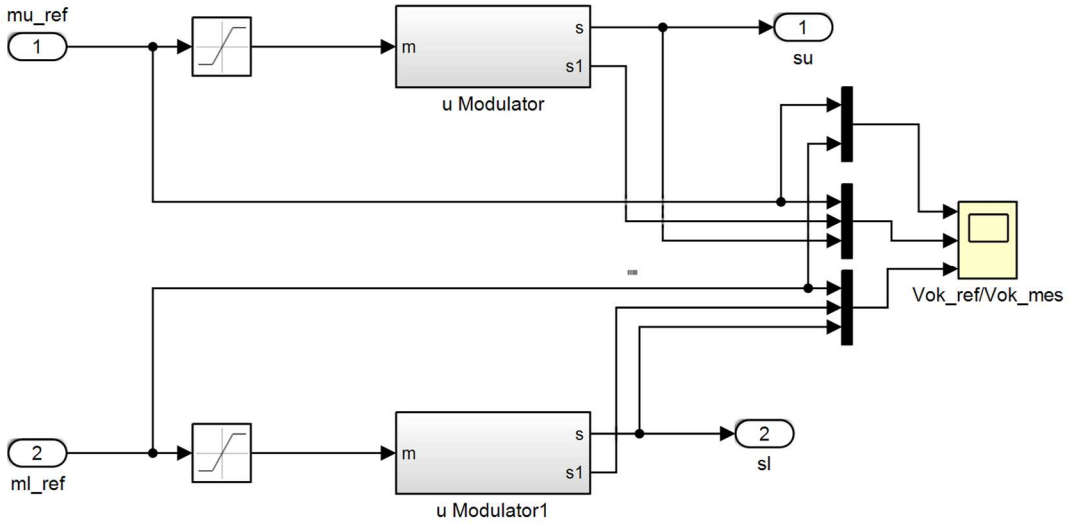

Figura 3.3 Generico Modulatore PWM di ramo

Il generico blocco modulatore è formato da due modulatori PWM demandati alla generazione del segnale di controllo del modulo superiore ed inferiore dell'MMC.
I due modulatori sono implementati nello stesso modo, ma al loro interno hanno un segnale portante in opposizione di fase (onda triangolare sfasata di mezzo periodo). Il beneficio direttamente derivante dall'utilizzo di portanti a fasi opposte, è un minor distorsione della tensione d'uscita del ramo.
Nella figura 3.4 è riportato lo schema del modulatore PWM.

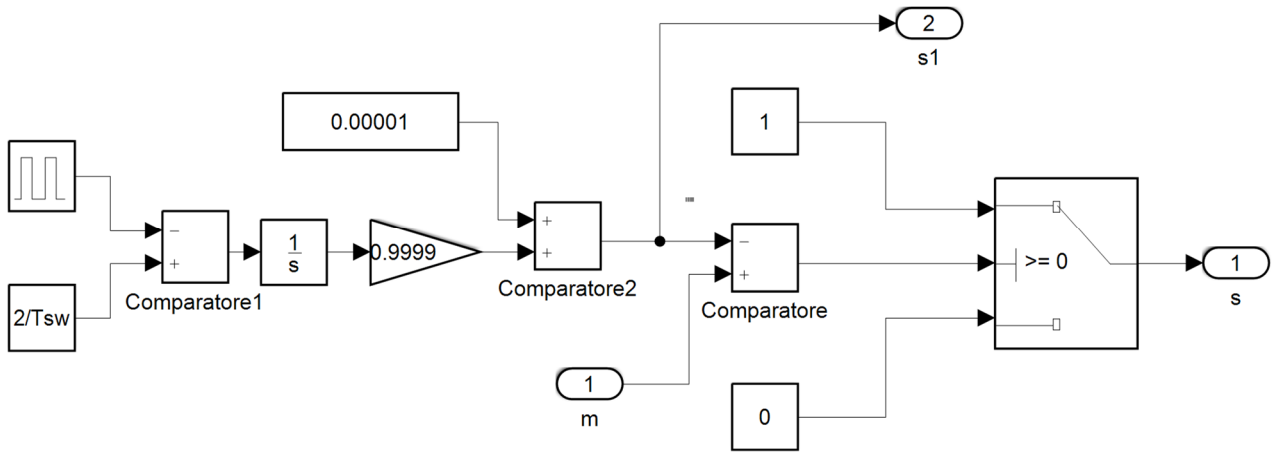

Figura 3.4 Generico Modulatore PWM

3.1.3 Convertitore MMC trifase

In Figura 3.5 è rappresentato lo schema del convertitore MMC trifase utilizzato nelle simulazioni.

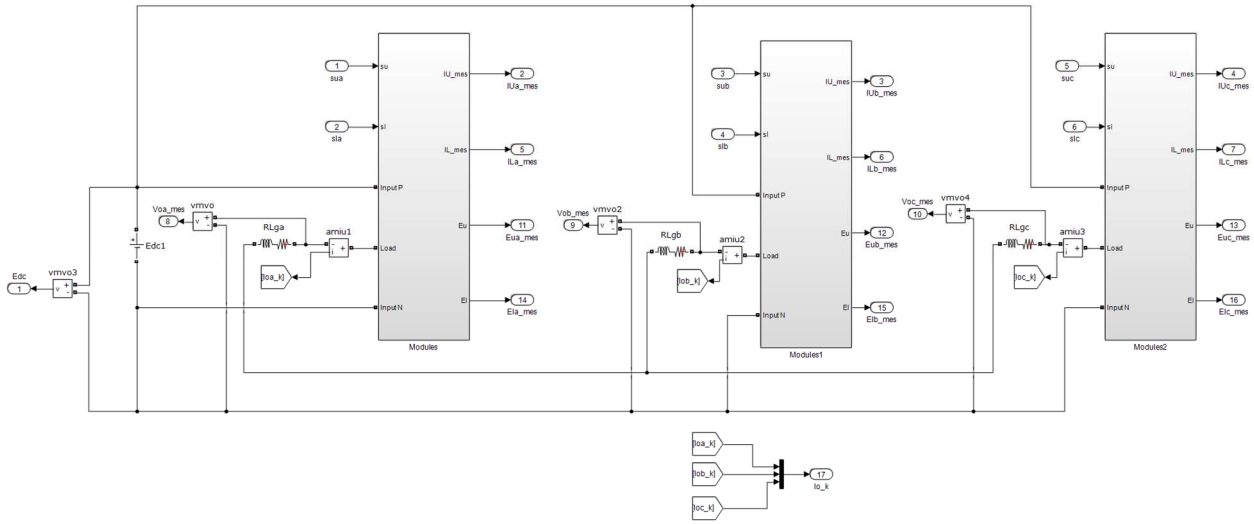

Figura 3.5 Schema utilizzato per l'MMC Trifase

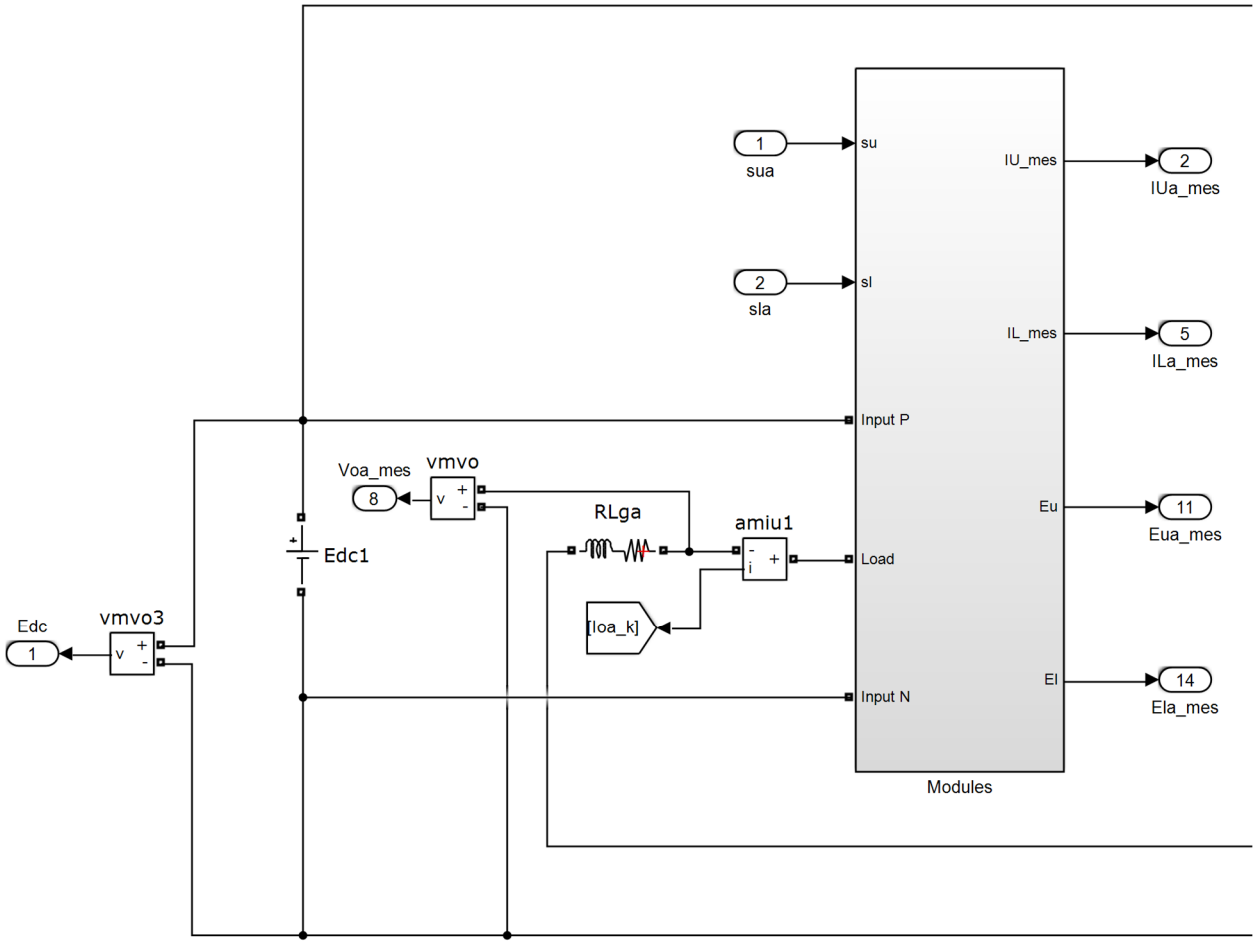

Figura 3.6 Schema utilizzato per l'MMC Trifase (ramo A)

Per una miglior comprensione, nella Figura 3.6 è riportato il solo blocco rappresentativo del ramo A del convertitore. I restanti 2 rami sono assolutamente equivalenti dal punto di vista architetturale.

Il convertitore è collegato ad un carico passivo ohmico-induttivo equilibrato connesso a stella.

Ogni ramo del convertitore è strutturato come riportato in figura 3.7.

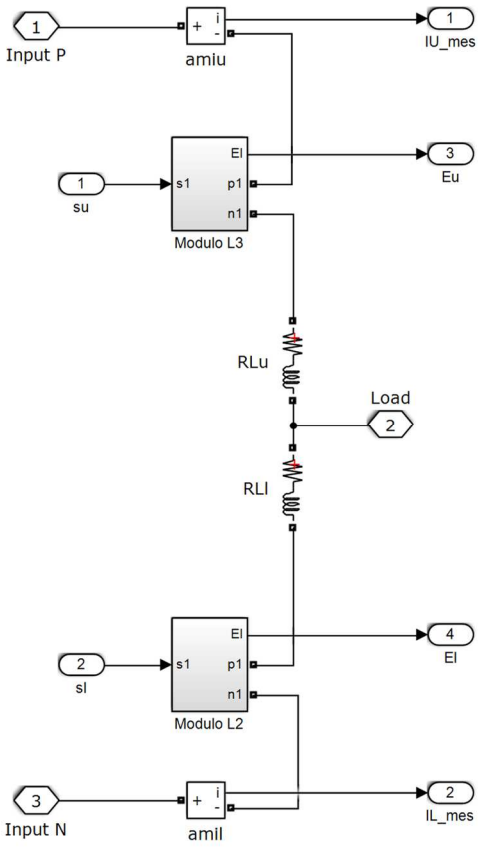

Figura 3.6 Generico Ramo del convertitore MMC

Ogni ramo è composto da un modulo superiore ed uno inferiore separati tra loro da due impedenze di disaccoppiamento (serie R e L, nelle quali la resistenza è pressoché trascurabile).
L'implementazione del singolo modulo è riportata in figura 3.8.

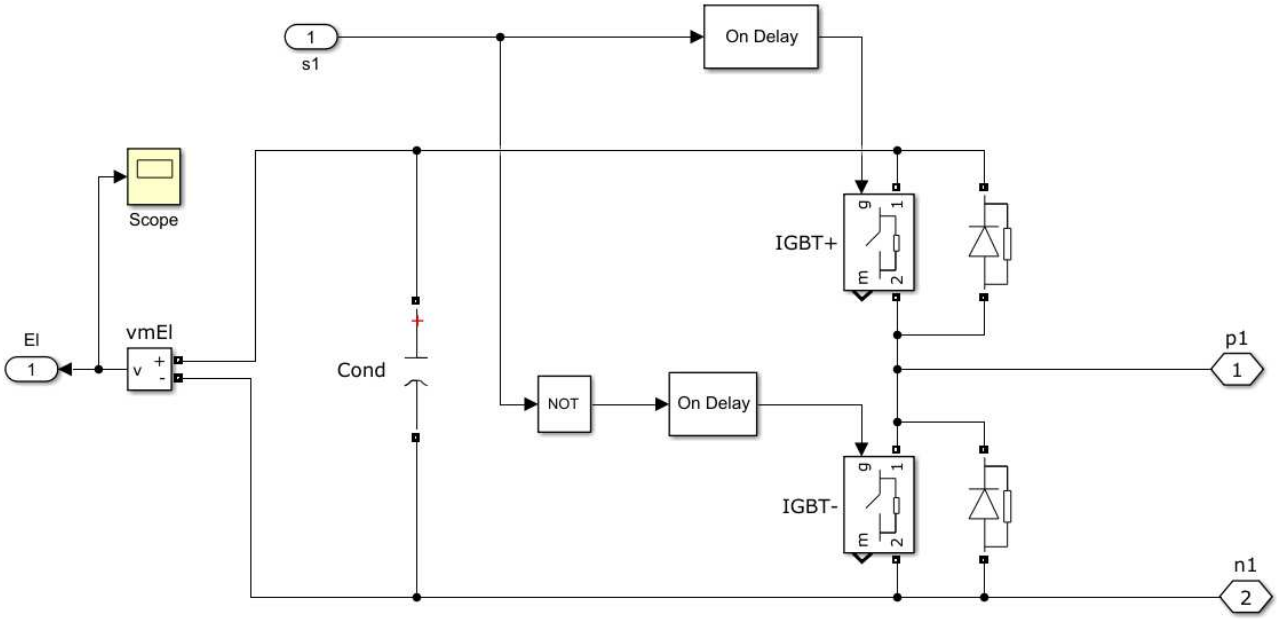

Figura 3.8 Generico Modulo del convertitore MMC

Come si può notare, ogni modulo non è implementato tramite un ponte H completo, ma da un singolo ramo. Questo implica l'impossibilità per il convertitore di lavorare su 4 quadranti. Questa scelta è stata fatta solo al fine di semplificare la struttura, avendo comunque la certezza che il sistema sarebbe pienamente funzionante anche utilizzato il ponte H completo.
Come si può notare, i componenti di potenza IGBT presentano sulla porta di comando un blocco funzionale: questo blocco ha il compito di inserire i tempi morti necessari per il corretto funzionamento del sistema.

3.2 Sistema di controllo – Loop di Corrente

Come premesso, di questo blocco circuitale sono state sviluppate due varianti: la prima realizza il controllo del sistema basandosi sulla regolazione delle correnti di ramo in forma vettoriale; al contrario la seconda implementazione esegue il controllo attraverso la regolazione della corrente totale e differenziale (sempre in forma vettoriale) del convertitore. I due sistemi risultano perfettamente equivalenti dal punto di vista sperimentale, quindi per brevità, le simulazioni eseguite sul sistema saranno riferite alla prima implementazione.

3.2.1 Controllo delle correnti di ramo

Il loop di controllo di corrente presentato in figura 3.9 è la prima implementazione realizzata.

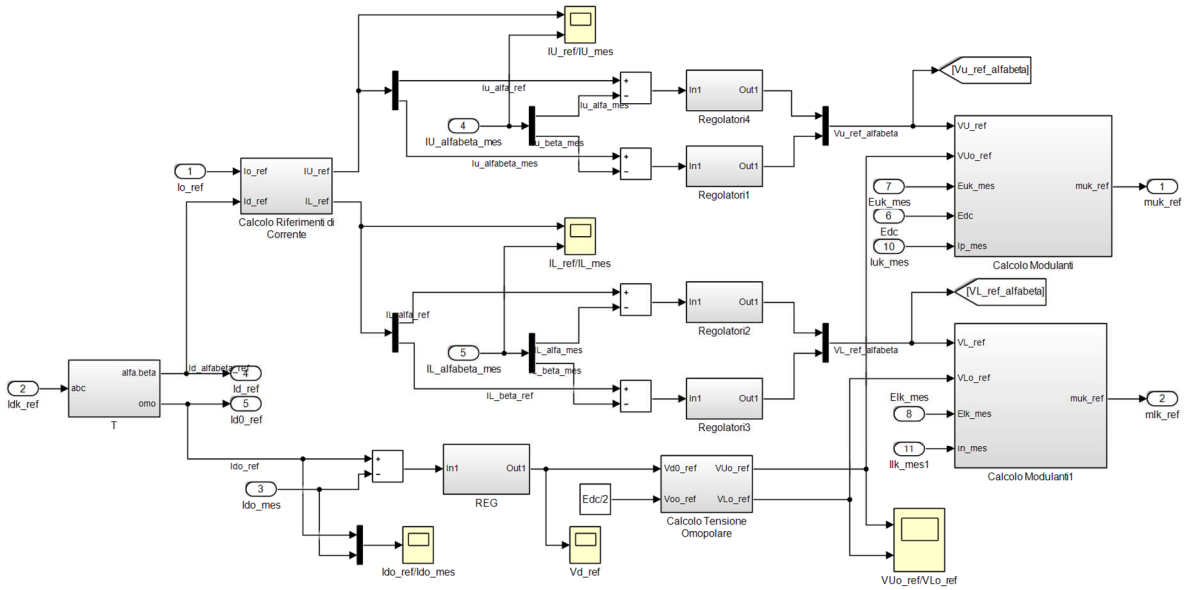

Figura 3.9 Controllo vettoriale delle correnti di ramo

Questo blocco di controllo ha come ingressi le misure di corrente di corrente di ramo superiore ed inferiore, sia in forma vettoriale che in forma scalare.
Il controllo è suddiviso in 3 catene principali:

- Creazione della VU_ref attraverso la regolazione del vettore di spazio delle correnti di ramo superiori;
- Generazione della VL_ref attraverso la regolazione del vettore di spazio delle correnti di ramo inferiori;
- Generazione delle componenti omopolari di VU_ref e VL_ref attraverso la regolazione della componente omopolare della corrente differenziale (ido).

Ogni catena segue la stessa logica esecutiva:

1. Si confronta il valore misurato della grandezza da regolare con il relativo valore di riferimento;
2. Si passa il risultato del punto 1 ad un blocco regolatore (un regolatore per la componente alfa e uno per la componente beta), formato da un PI (regolatore Proporzionale Integrale per regolare la componente a bassa frequenza della grandezza d'interesse) affiancato in parallelo da diversi PR (regolatori Proporzionali Risonanti per regolare le componenti ad alta frequenza della grandezza d'interesse) (il numero di PR in parallelo varia da regolatore a regolatore a seconda del numero di componenti spettrali che è necessario regolare);
3. L'uscita del regolatore è di fatto il valore di riferimento di tensione desiderato.

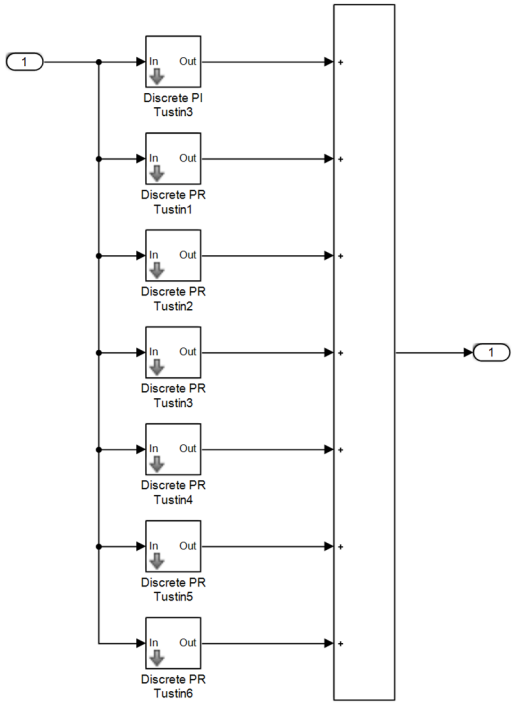

Figura 3.10 Generico Regolatore di Corrente

Nel caso della terza catena di controllo, il regolatore non mette a disposizione direttamente le componenti omopolari delle tensioni di riferimento superiori ed inferiori, ma al contrario mette a disposizione la componente vdo_ref (Componente omopolare della tensione differenziale di riferimento). Per ottenere i riferimenti VUo_ref e VLo_ref, è necessario un ulteriore blocco algebrico che elaborando la Vdo_ref e la Voo_ref, restituisce i riferimenti desiderati.
I vettori di spazio e le relative componeti omopolari delle tensioni di riferimento superiori ed inferiori, vengono portate all'ingresso di due ulteriori blocchi algebrici, destinati al calcolo delle modulanti di ramo superiori (muk) ed inferiori (mlk).

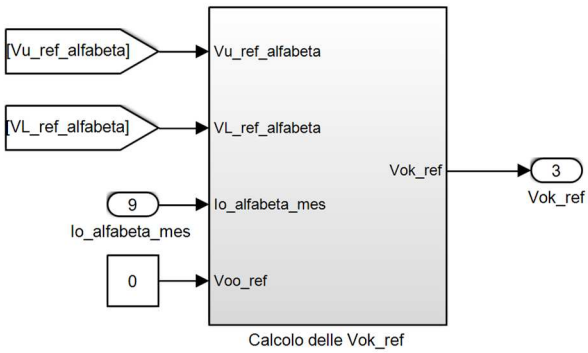

Figura 3.11 Blocco calcolatore delle tensioni d'uscita di riferimento Vok_ref

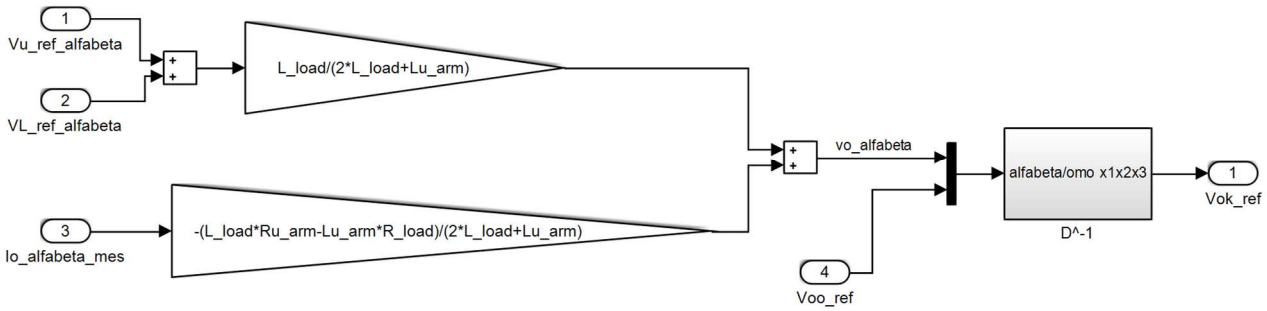

Figura 3.12 Implementazione del blocco calcolatore delle Vok_ref

A valle delle catene di controllo delle tensioni di riferimento superiori ed inferiori, è presente un'ulteriore blocco algebrico (figura 3.11 e figura 3.12) atto alla creazione del riferimento delle tensioni d'uscita dei 3 rami, ovvero le Vok_ref, necessarie al controllo di energia per svolgere la propria funzione.

3.2.2 Controllo della corrente totale e differenziale.

Il loop di controllo di corrente presentato in figura 3.13 è la seconda implementazione realizzata.

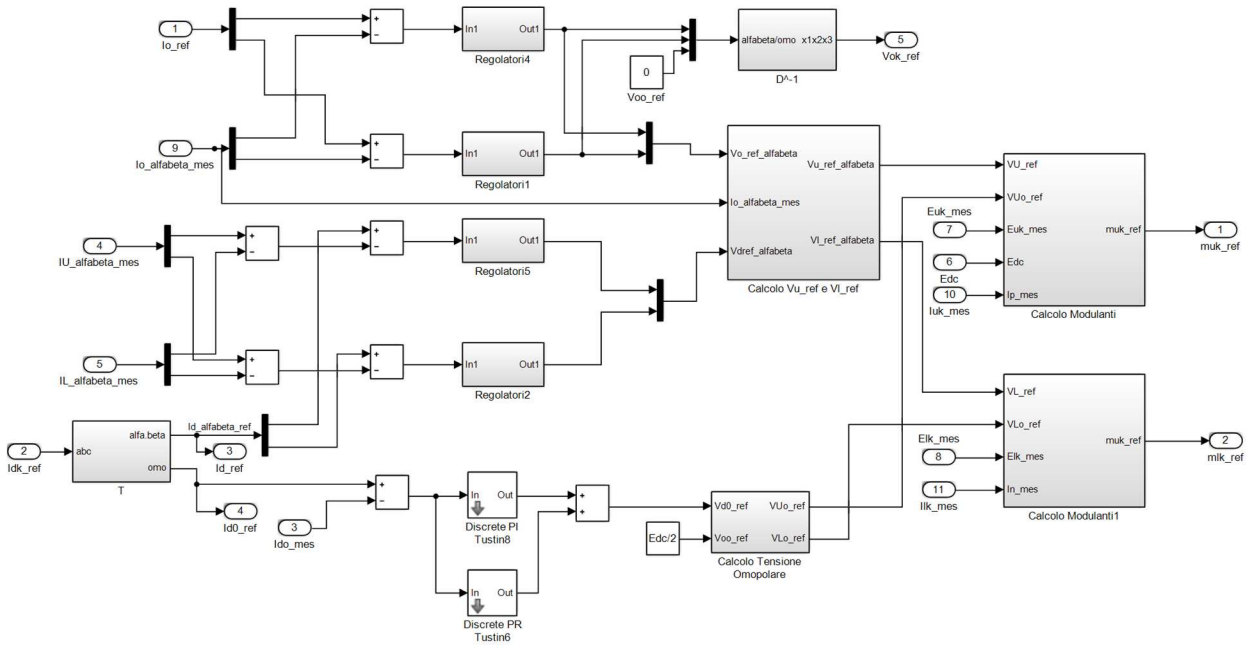

Figura 3.13 Controllo vettoriale della corrente totale e differenziale

Il metodo di controllo descritto nel paragrafo precedente, ricava le correnti di ramo, che regolerà successivamente, elaborando le correnti differenziali e totali (misurate e di riferimento) in ingresso al blocco.
L'idea di base per questo secondo schema, è quindi quella di eseguire la regolazione già sulle grandezze disponibili in ingresso, ovvero le componenti vettoriali di Io e Id, ricavando di conseguenza le componenti vettoriali dei riferimenti di tensione Vo_ref e Vd_ref.

Anche questo secondo schema è formato da 3 catene di regolazione:

- Regolazione di Io: il risultato della catena di regolazione è il riferimento Vo_ref;
- Regolazione di Id: il risultato della catena di regolazione è il riferimento Vd_ref;
- Regolazione di ido: stessa architettura del caso precedente.

Come per il caso precedente, ogni catena di regolazione è suddivisa in due rami (uno per la componente alfa e l'altro per la componente beta), nei quali si confronta il riferimento con la misura della grandezza, e conseguentemente si passa il risultato dell'operazione al banco di regolatori PI e PR.
Ottenuti i riferimenti Vo_ref e Vd_ref, questi vengono elaborati da un blocco algebrico dal quale si ottengono i riferimenti vettoriali VU_ref e VL_ref, del quale se ne riporta l'implementazione nella sottostante figura 3.13.

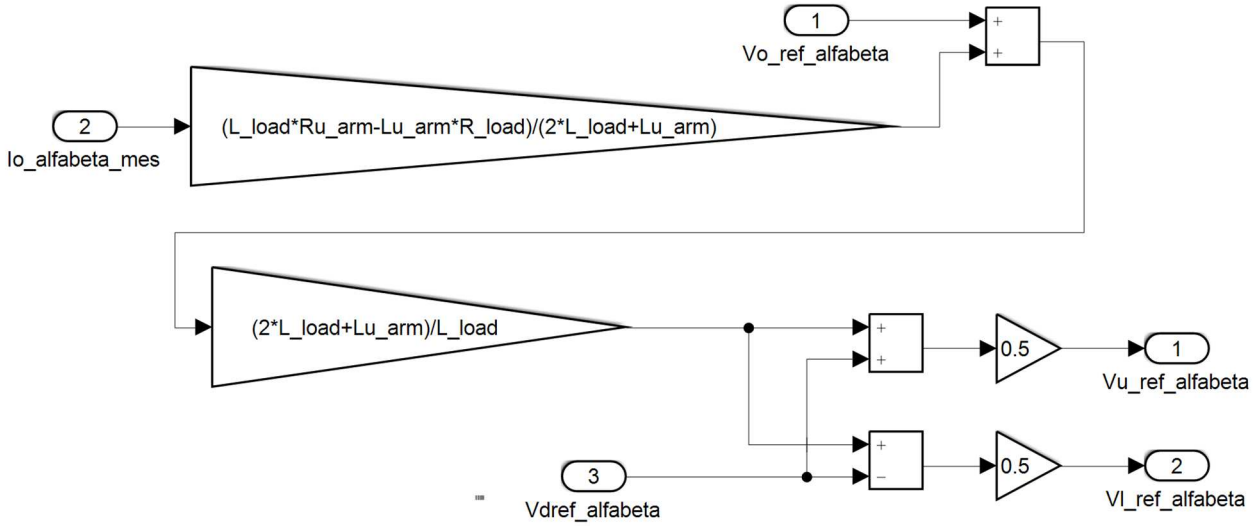

Figura 3.13 Implementazione del blocco algebrico per il calcolo dei riferimenti VU_ref e VL_ref

Ottenuti i riferimenti questi vengono passati come nel caso precedente ai blocchi algebrici per il calcolo dei segnali modulanti muk e mlk.
In questa seconda implementazione non è necessario il blocco algebrico demandato al calcolo della tensione di uscita di riferimento, in quanto quest'ultima risulta già disponibile come uscita della catena di regolazione della componente vettoriale di Io.

3.3 Sistema di controllo – Loop di Energia

Anche per questo secondo blocco di controllo, sono state sviluppate due varianti: la prima ricava i riferimenti delle correnti differenziali di ramo (idk_ref) regolando le componenti di energia (totale e differenziale) di ogni ramo (controllo scalare), mentre la seconda versione ricava i medesimi riferimenti di corrente applicando un controllo sull'energia del sistema (sempre totale e differenziale) ma in forma vettoriale.
Anche in questo caso, i due sistemi risultano perfettamente equivalenti dal punto di vista sperimentale, quindi, ancora una volta, le simulazioni eseguite sul sistema saranno riferite alla prima implementazione.

3.3.1 Controllo dell'energia di ramo

Come già detto questa prima implementazione ricava i riferimenti idk_ref eseguendo una regolazione a sé stante sull'energia totale e differenziale di ogni singolo ramo. Il blocco di controllo è quindi composto da 3 blocchi uguali, ognuno dei quali calcola la id_ref relativa ad un ramo.
Ogni blocco di regolazione è formato da 2 parti:

- Parte di elaborazione degli ingressi per ricavare i riferimenti e le misure di Energia (totale e differenziale) (figura 3.14);
- Parte di regolazione dell'energia e calcolo del riferimento di corrente idk (figura 3.17).

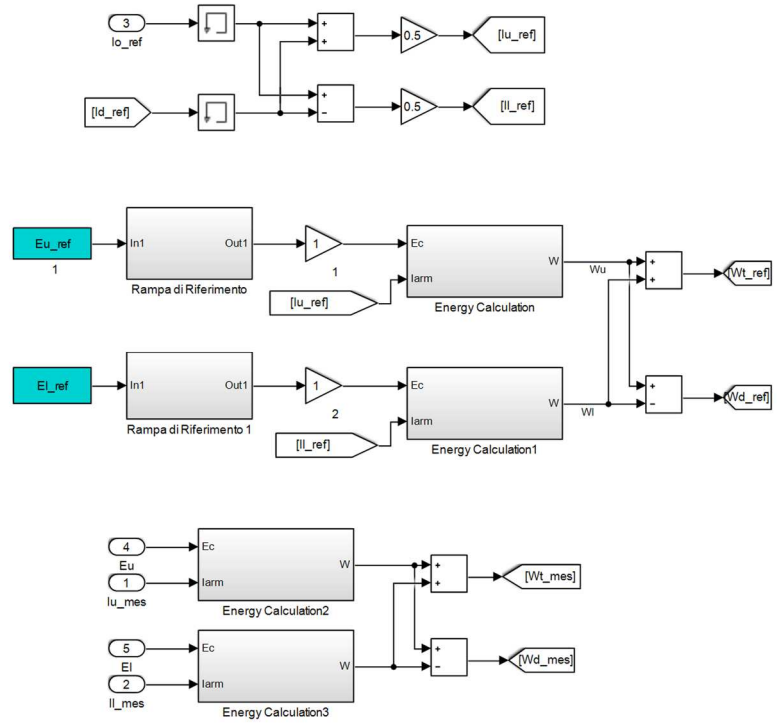

Figura 3.14 Elaborazione degli ingressi per ricavare i riferimenti e le misure di Energia Totale e Differenziale di ramo.

Questo primo segmento di circuito è formato da 3 catene.
La prima catena ricava il riferimento di corrente di ramo superiore ed inferiore (IU_ref e IL_ref) dati i riferimenti Io_ref e Id_ref (quest'ultimo è da considerarsi come il valore Id_ref del ciclo di controllo precedente).

La seconda catena ricava i riferimenti di Energia totale e differenziale elaborando i riferimenti ricavati dalla precedente, in aggiunta alle tensioni di riferimento sui bus DC dei moduli (EU_ref e EL_ref). I riferimenti di tensione dei bus DC dei moduli non sono portati direttamente in ingresso ai blocchi calcolatori dell'energie di riferimento, ma al contrario vengono prima elaborati da un blocco algebrico (composto essenzialmente da un filtro passa basso) implementato come in figura 3.15:

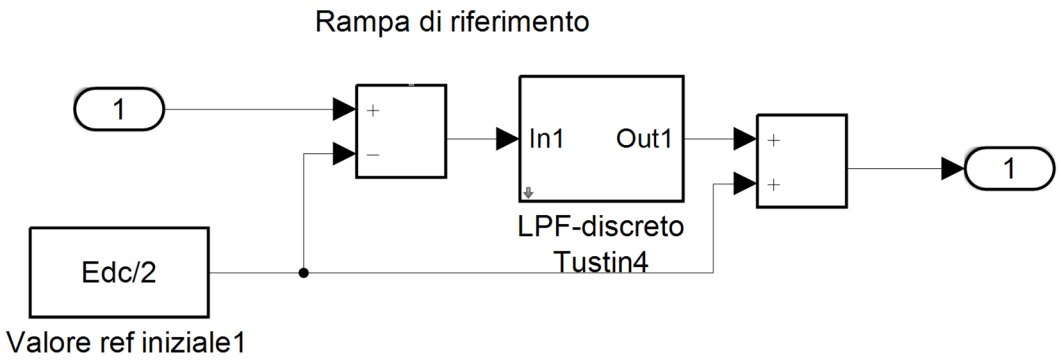

Figura 3.15 Limitatore della dinamica del riferimento EU/L_ref

Il blocco in figura ha il compito di limitare l'eventuale dinamica del riferimento di tensione del bus DC dei moduli. Se per esempio, il riferimento di tensione dovesse variare secondo un gradino, al blocco di calcolo dell'energia verrebbe inviato un riferimento variabile secondo una rampa. In questo modo il sistema risulta più stabile e robusto ad eventuali perturbazioni esterne.
In figura 3.16 è riportata l'implementazione del blocco algebrico di calcolo dell'energia.

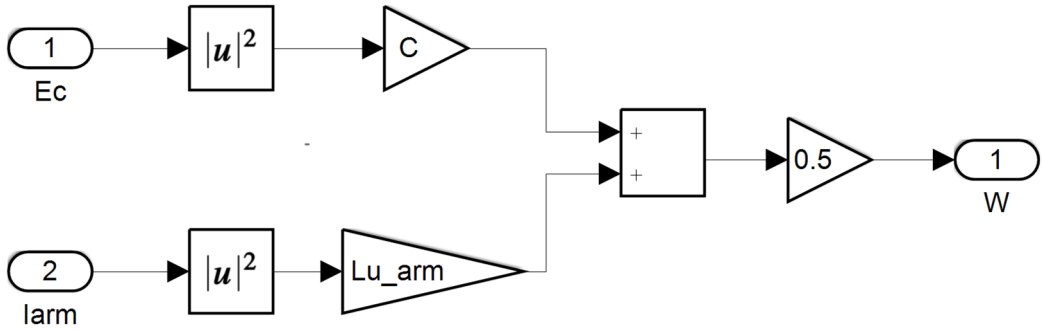

Figura 3.16 Calcolo dell'energia associata al generico ramo superiore o inferiore

I riferimenti di Energia relativi al ramo superiore ed inferiore, vengono poi sommati e sottratti tra loro così da ricavare i riferimenti di Energia Totale (somma delle energie dei semi rami) e Energia Differenziale (differenza delle energie dei semi rami).

La terza catena svolge il medesimo compito della seconda, calcolando però l'energia totale e differenziale effettivamente associata/misurata sul ramo del convertitore.

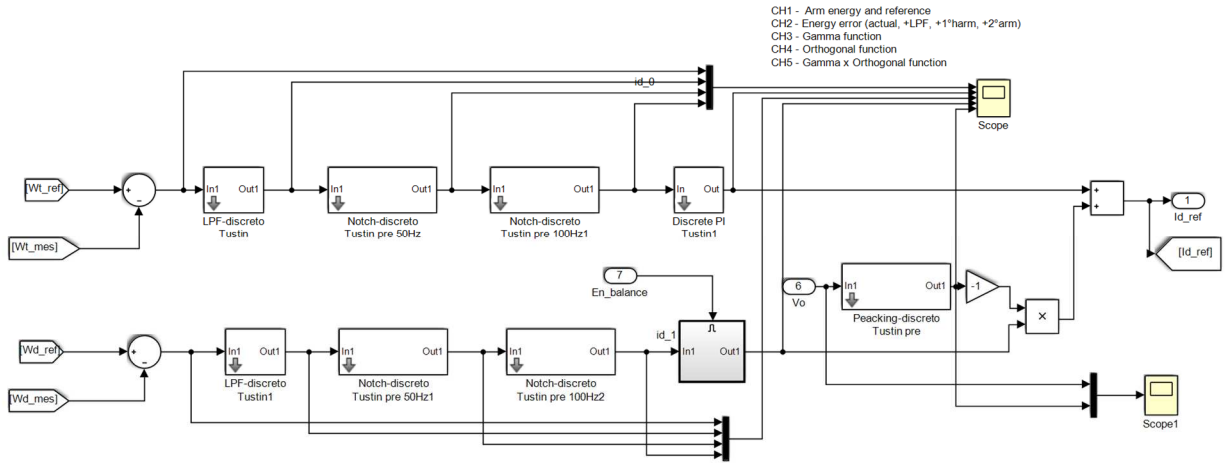

Figura 3.17 regolazione dell'energia e calcolo del riferimento di corrente idk

Una volta ricavati i riferimenti e le misure di energia totale e differenziale, questi vengono passati a due catene di regolazione (una per la Wt e una per la Wd).
Ogni catena di regolazione è formata da una serie di blocchi filtranti (un filtro LPF e due filtri Notch accordati sulla frequenza di switching (50 Hz) e sulla sua seconda armonica (100 Hz)) ed un regolatore PI.
Sulla seconda catena di regolazione (quella dell'energia differenziale), l'uscita del regolatore PI viene moltiplicato per la Vo di riferimento del medesimo ramo (valore opportunamente filtrato attraverso un filtro di Peaking).

Il riferimento di corrente differenziale è infine composto sommando il contributo delle due catene di controllo (come da teoria, la catena di Wt impone la componente di id a bassa frequenza, mentre la catena di Wd la componente ad alta frequenza).

I tre riferimenti di corrente idk_ref ricavati dai 3 blocchi di calcolo sono infine inviati al loop di controllo di corrente per permetterne le mansioni.

3.3.2 Controllo vettoriale dell'energia

Questa seconda implementazione del blocco di controllo dell'energia del convertitore, differisce dalla prima per l'implementazione del metodo di controllo utilizzato. Se nel caso precedente la regolazione di energia avveniva in modo indipendente sui tre rami, ora le misure i riferimenti di energia totale e differenziale vengono elaborati sotto forma di vettori di spazio e relative componenti omopolari.
Come per il caso precedente, anche questo secondo blocco è suddiviso fondamentalmente in due marco parti:

1. Creazione dei riferimenti di energia e calcolo delle energie relative al sistema;
2. Catene di controllo delle Energie totali e differenziali.

Il sistema di creazione del calcolo dei riferimenti e delle misure di energia è riportato in figura 3.18.

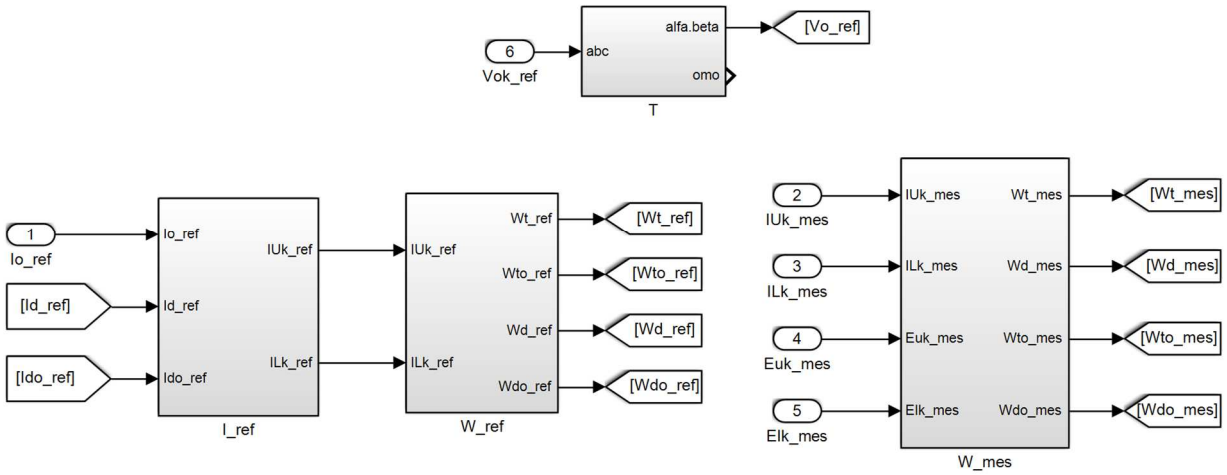

Figura 3.18 Creazione dei riferimenti e delle misure di energia

I tre blocchi in questione sono strutturati internamente allo stesso modo della figura 3.14:

- nel blocco I_ref viene replicata tre volte la struttura superiore della fig. 3.14;
- nel blocco W_ref viene replicata tre volte la struttura centrale della fig. 3.14, trasformando le tre grandezze ottenute in vettore di spazio e componente omopolare grazie ad un blocco algebrico che esegue la trasformata di Clarke;
- nel blocco W_mes viene replicata tre volte la struttura inferiore della figura 3.14, trasformando le tre grandezze ottenute in vettore di spazio e componente omopolare grazie ad un blocco algebrico che esegue la trasformata di Clarke;

La seconda parte del sistema è formata da due catene di controllo delle componenti (vettore di spazio e componente omopolare) di energia totale e differenziale, catene che restituiscono i riferimenti della componente vettoriale e omopolare della corrente differenziale.
La prima catena di controllo è riportata nella figura 3.19.

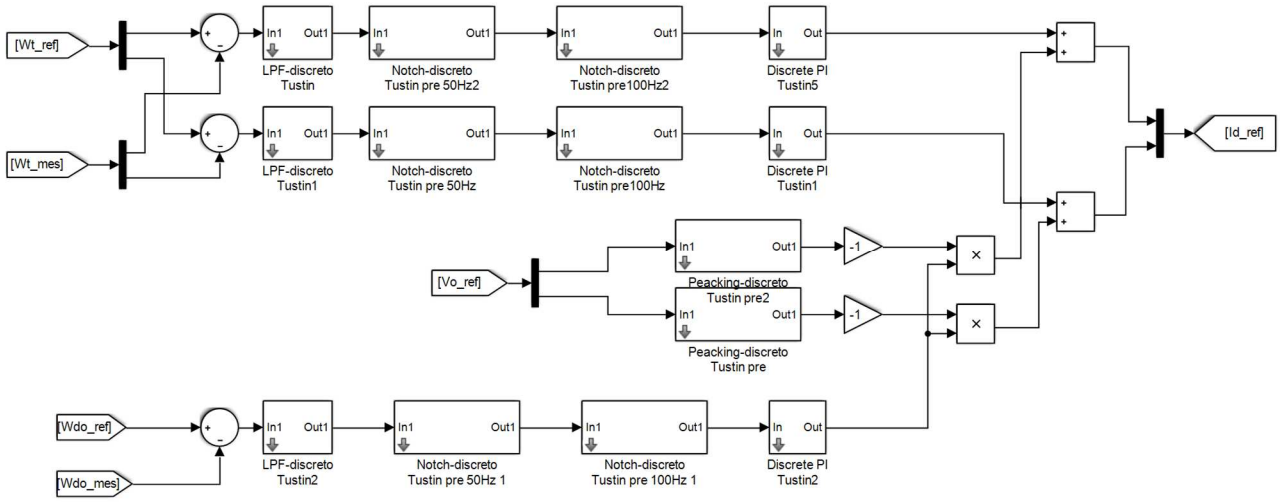

Figura 3.19 Regolazione del riferimento della componente vettoriale Id_ref

La prima catena di controllo riportata in figura 3.19 è quella destinata alla creazione della componente vettoriale del riferimento di corrente differenziale.

La composizione del riferimento (componente alfe e componente beta) avviene mediante la somma di due contributi, uno ad alta ed uno a bassa frequenza.
La componente a bassa frequenza viene composta attraverso la catena di controllo della componente vettoriale dell'energia totale Wt.
La componente ad alta frequenza viene composta al contrario attraverso la catena di regolazione della componente omopolare dell'energia differenziale, moltiplicata per la tensione d'uscita di riferimento (opportunamente filtrata attraverso un filtro di peaking).
Le catene di regolazione delle varie componenti, sono equivalenti a quelle descritte nel blocco in figura 3.17.
La seconda catena di controllo è riportata in figura 3.20.

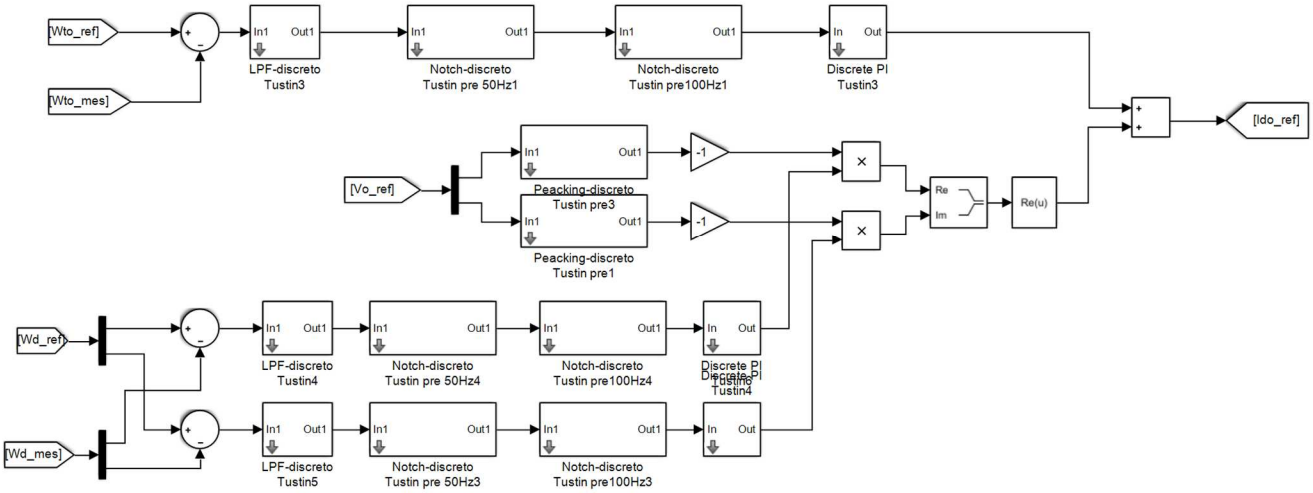

Figura 3.20 Regolazione del riferimento della componente omopolare ido_ref

La struttura di questa seconda catena è formalmente equivalente alla precedente.
Il riferimento viene composto sommando ancora due contributi, uno ad alta ed uno a bassa frequenza.
La componente a bassa frequenza viene composta attraverso la catena di controllo della componente omopolare dell'energia totale Wto.
La componente ad alta frequenza viene composta come segue.
Le componenti vettoriali alfa e beta dell'energia differenziale vengono regolate per mezzo di due catene di regolazione parallele. L'uscita di queste catene viene moltiplicata per la tensione d'uscita di riferimento (opportunamente filtrata attraverso un filtro di peaking).
Le due componenti rappresentano la parte reale ed immaginaria del contributo ad alta frequenza di ido, ma essendo ido un numero reale, del risultato del controllo se ne mantiene solo la parte reale.

Ottenuti i riferimenti della componente vettoriale e omopolare della corrente differenziale, se ne possono ricavare le componenti scalari attraverso un blocco algebrico che implementa l'anti-trasformata di Clarke (vedi figura 3.21).

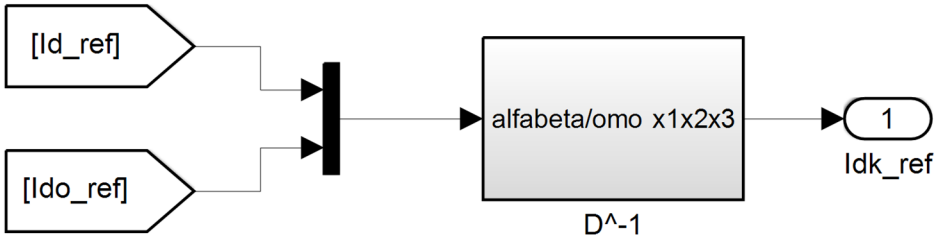

Figura 3.21 Anti-trasformata di Clarke della Corrente Differenziale di riferimento.

3.4 Simulazioni

Per testare il corretto funzionamento del convertitore, verranno analizzati di seguito diversi istanti di lavoro del sistema, quali la fase di partenza, o star-up, e la fase di funzionamento a regime.
Per caratterizzare e verificare invece la robustezza e la stabilità del controllo implementato, sono stati eseguiti diversi test, quali:

1. Variazione delle tensioni di riferimento sui bus DC dei moduli (EUk,ref/ELk,ref),
2. Variazione della corrente di uscita richiesta al convertitore (Io,ref).

3.4.1 Start-up

All'accensione il sistema necessita subito di un riferimento di corrente d'uscita Io,ref.
Il riferimento viene passato al blocco di controllo sotto forma vettoriale. Inizialmente si impone al sistema un riferimento sinusoidale a frequenza 50Hz di ampiezza 1 A.
Per scongiurare l'instabilità e applicare uno start del sistema di tipo soft, il riferimento Io,ref viene attivato con un ritardo di 0,1s dall'accensione e applicato sotto forma di esponenziale crescente. In figura 3.22 è riportato il luogo dei punti delle componenti alfa e beta del riferimento di corrente d'uscita.

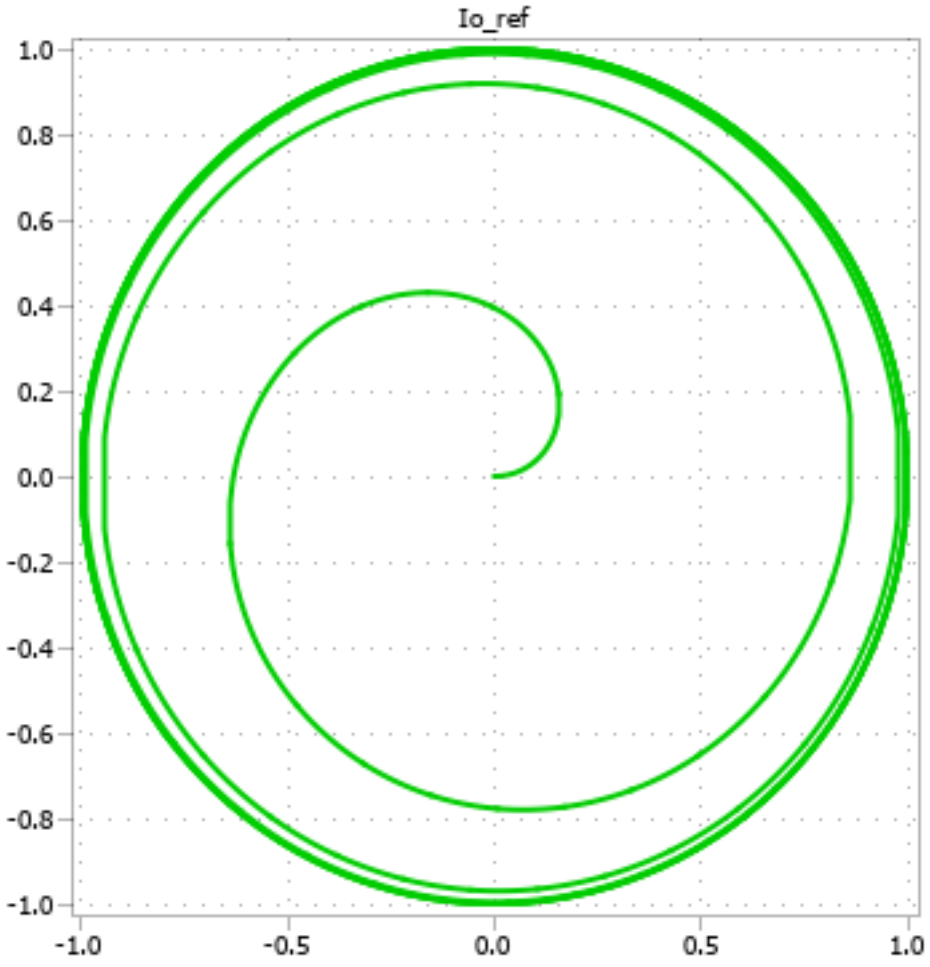

Figura 3.22 Luogo dei punti della corrente totale di riferimento Io,ref

Essendo il riferimento puramente sinusoidale, il diagramma di stato risulta essere (a regime) un cerchio di raggio unitario. Come si può notare la condizione di regime è raggiunta attraverso un transitorio esponenziale, che raggiunge il ciclo limite circolare dopo 3 periodi di oscillazione.

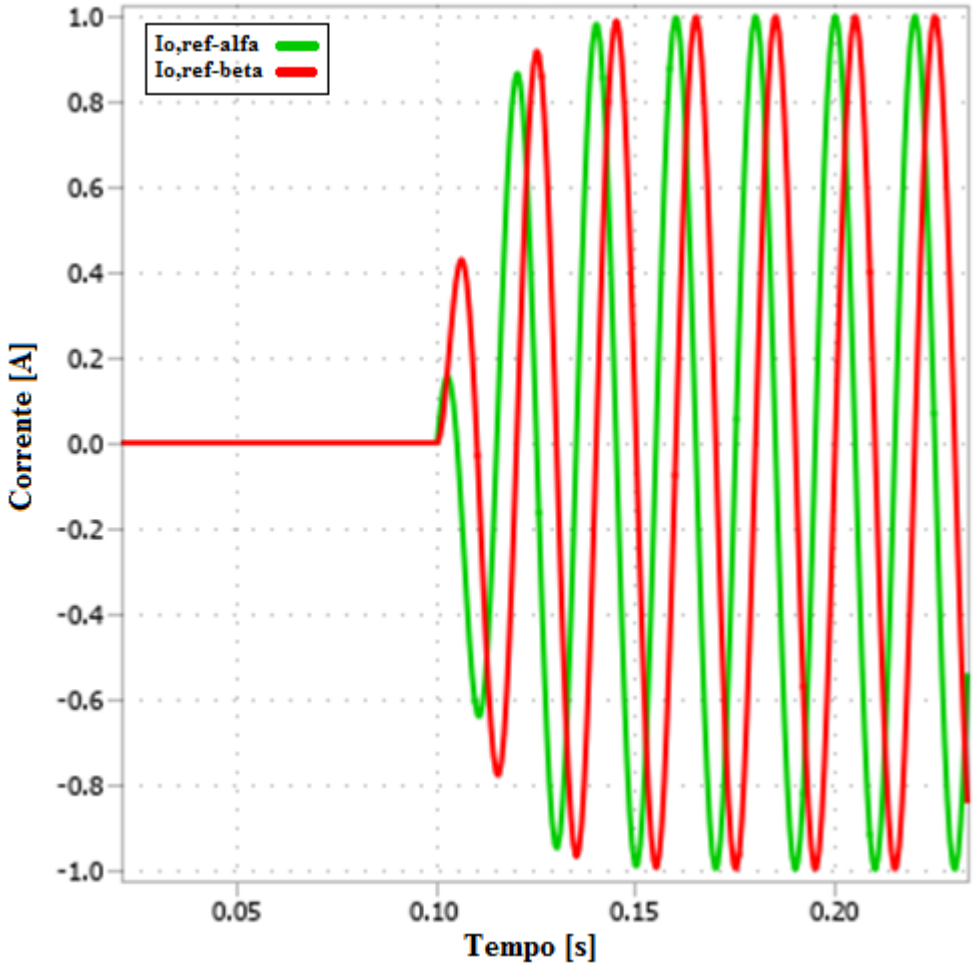

Figura 3.23 Corrente totale di riferimento Io,ref – Componenti Alfa e Beta

In figura 3.23 è riportato il transitorio di attivazione del riferimento Io,ref nel dominio dei tempi. Come si può notare, il riferimento raggiunge la condizione di regime in 3 periodi di oscillazione (circa 50ms), e il transitorio risulta avere per l'appunto un inviluppo esponenziale.

Si passa ora all'analisi del transitorio di carica dei bus DC dei moduli superiori ed inferiori. In figura 3.24 sono riportati i transitori di carica dei bus Dc dei moduli superiori (grafico a), quelli dei moduli inferiori (grafico b), e il transitorio delle correnti d'uscita (grafico c).
I transitori di carica dei bus DC (EUK ed ELk) risultano essere come da teoria di tipo esponenziale, e si esauriscono in un tempo di circa 0.4 – 0.5 s.
Sia i moduli superiori che inferiori, partono da una tensione iniziale pari a $E_{DC}/2$. Per questa analisi, è stato scelto una tensione di alimentazione pari a 90V, quindi la tensione iniziale dei moduli risulta essere pari a 45V.

Al termine del transitorio di carica i moduli oscillano attorno al valore di tensione di riferimento EUk,ref e ELk,ref, entrambi pari a E_{DC}.

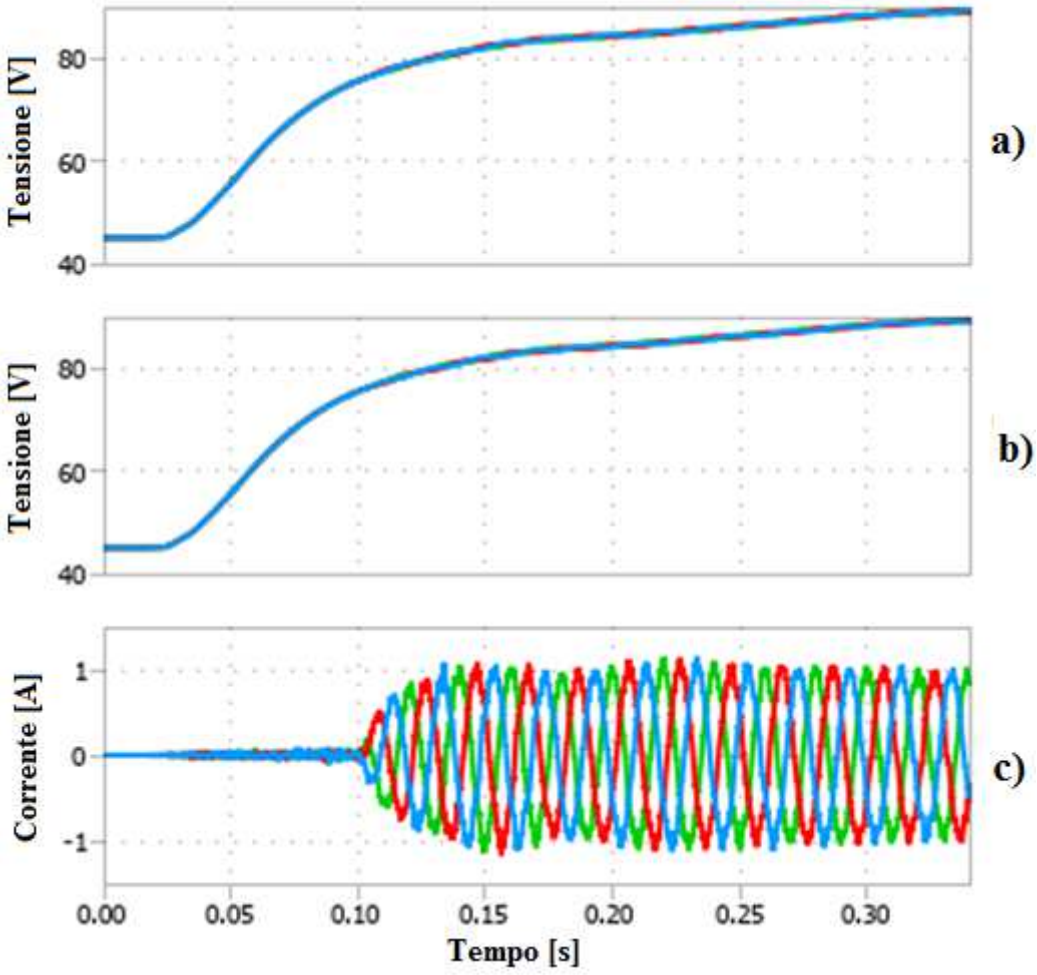

Figura 3.24 Start-up del Sistema: a) EUk; b) Elk; c) Iok

Infine si nota che le correnti d'uscita raggiungono la condizione di regime più velocemente dei bus DC dei moduli. Infatti l'inviluppo delle correnti d'uscita è circa costante dopo 50ms dall'attivazione del riferimento Io,ref.

Nella figura 3.25 sono riportate le tensioni EUk ed ELk (grafico a), le correnti d'uscita (grafico b) e le correnti differenziali (grafico c).
Dal grafico a si può notare come le EUk ed ELk siano del tutto simili, segno che il bilanciamento di energia tra i moduli superiori ed inferiori viene eseguito in maniera corretta.
Nel grafico c, si denota chiaramente il transitorio eseguito dalle correnti differenziali dei tre rami. Come mostrato nei precedenti capitoli teorici, la presenza di corrente differenziale, è sintomo di uno sbilanciamento energetico tra i rami con un conseguente trasferimento di energia tra i moduli superiori ed inferiori.
Per queste ragioni, le correnti differenziali salgono al livello massimo all'instaurarsi del transitorio di carica dei bus DC, e diminuiscono gradualmente (fino ad assestarsi ad un valore prossimo allo zero) man mano che il sistema si porta in condizione di funzionamento a regime.

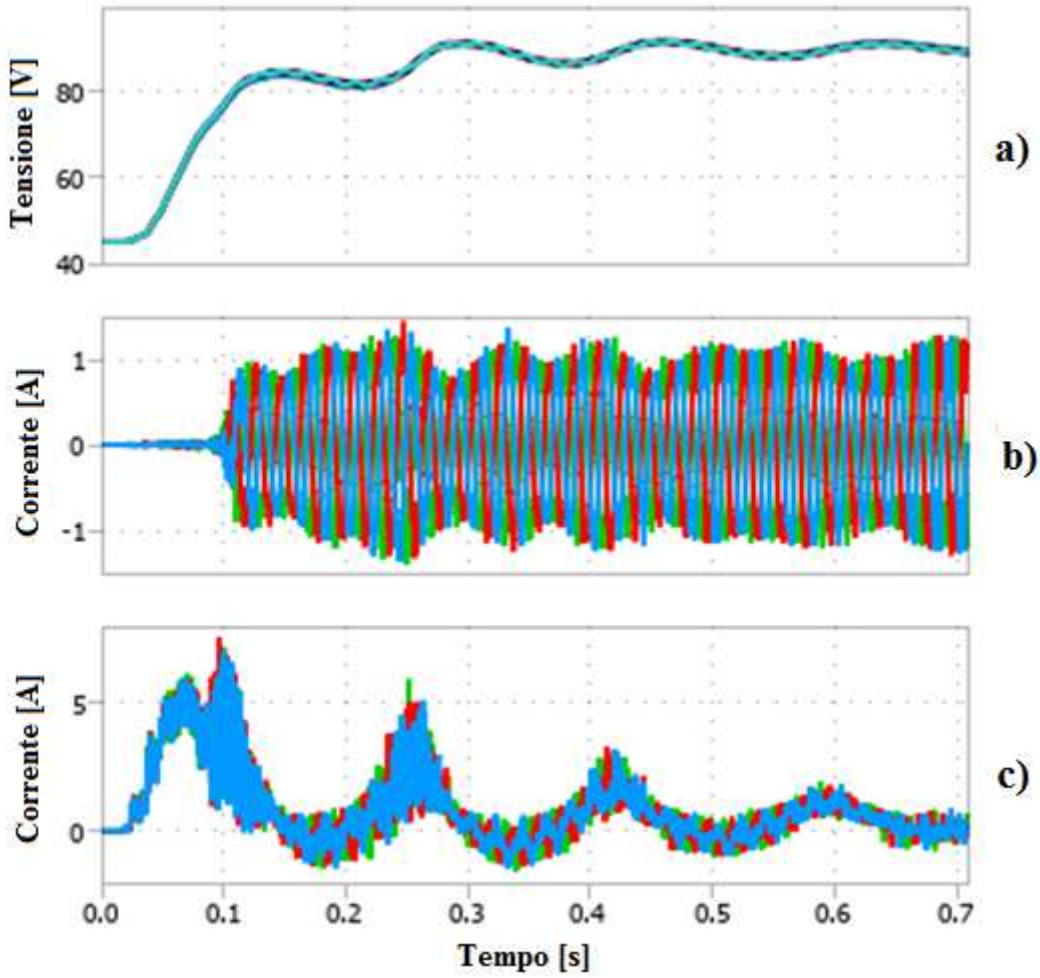

Figura 3.25 Start-up del Sistema: a) EUk e Elk; b) Iok; c) Idk

Le Idk non si annulleranno mai completamente, a causa del residuo ripple di tensione sui bus DC dei moduli.

Nella figura 3.26 sono riportate le correnti di ramo superiore ed inferiore (grafici a e b rispettivamente) assieme alle correnti d'uscita. Fintanto che la corrente d'uscita rimane nulla (non è ancora stato applicato il riferimento di corrente Io,ref) le correnti di ramo IUk e ILk hanno egual modulo e verso opposto e contribuiscono alla carica dei bus DC dei moduli.

Una volta attivato il riferimento di corrente, le correnti di ramo si stabilizzano attorno al loro valore di riferimento ((Io+Id)/2 per IUk e (Io-Id)/2 per ILk), che in questo caso risulta essere Io,ref/2 per entrambe (Id in condizione di regime è circa nullo).

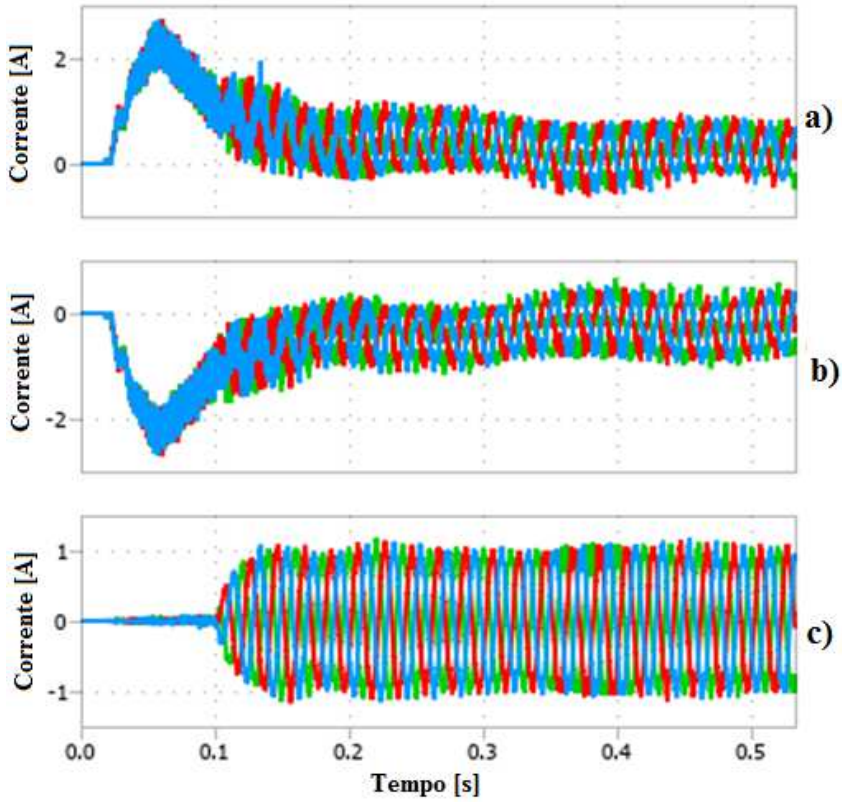

Figura 3.26 Start-up del Sistema: a) IUk; b) ILk; c) Iok

Avendo a disposizione tutte le grandezze di interesse anche in forma vettoriale, avendo realizzato parte del controllo applicando la teoria dei vettori di spazio, in figura 3.27 sono riproposte le varie componenti vettoriali e omopolari delle correnti del sistema.
Nello specifico sono riportate le componenti vettoriali delle correnti di ramo superiore ed inferiore (grafico a e b rispettivamente), la componente vettoriale della corrente d'uscita (grafico c) e le componenti vettoriale e omopolare della corrente differenziale (grafico d ed e rispettivamente).
Come da teoria, la componente omopolare della corrente differenziale (ido), rappresenta l'energia che viene scambiata tra i moduli per realizzare il bilanciamento energetico. Durante il transitorio iniziale la ido raggiunge il suo valore massimo, annullandosi quasi del tutto una volta instauratasi la condizione di regime.

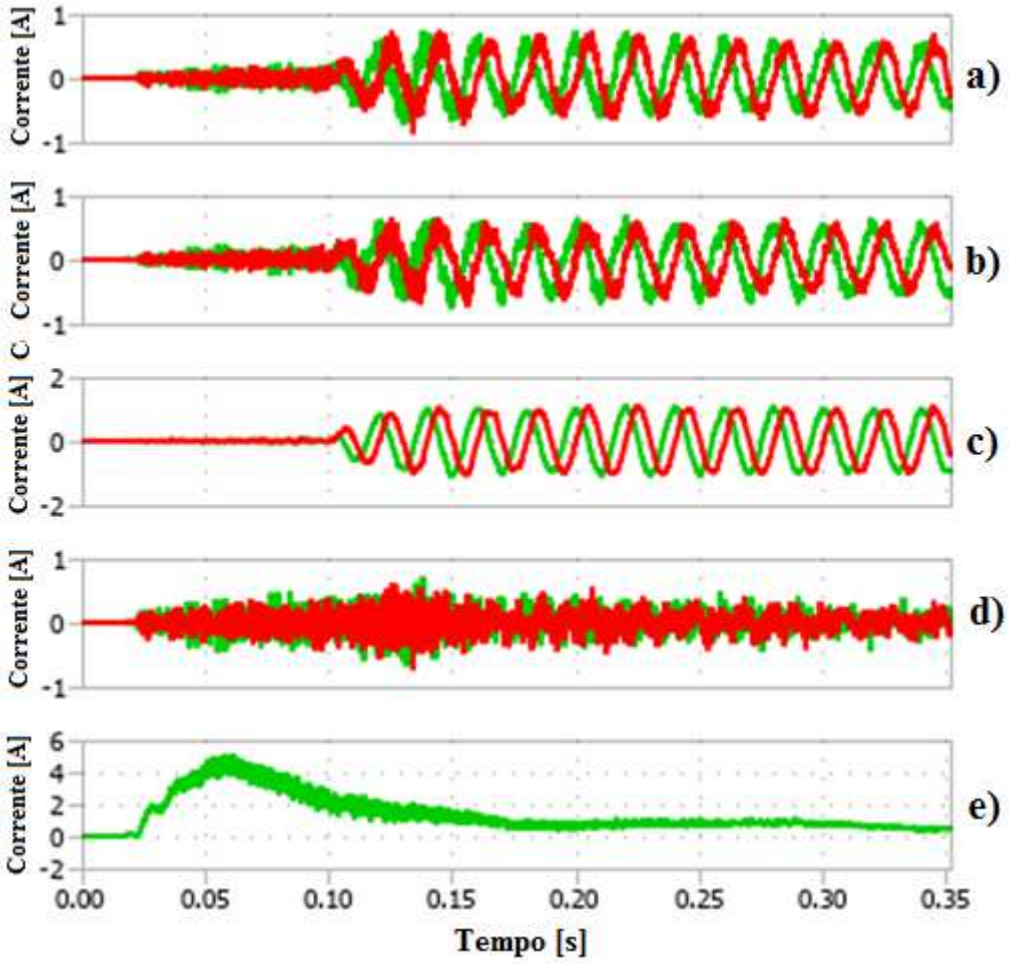

Figura 3.27 Start-up del Sistema: a) IU; b) IL; c) Io; d) Id; d) ido

3.4.2 Funzionamento a regime

Esauritisi i transitori di carica dei bus DC dei moduli e transitori relativi alle correnti del sistema, il convertitore lavora stabilmente in condizioni di regime.
Nella figura 3.28 sono riportate le tensioni EUk (grafico a), le tensioni ELk (grafico b) e le correnti d'uscita Iok (grafico c).

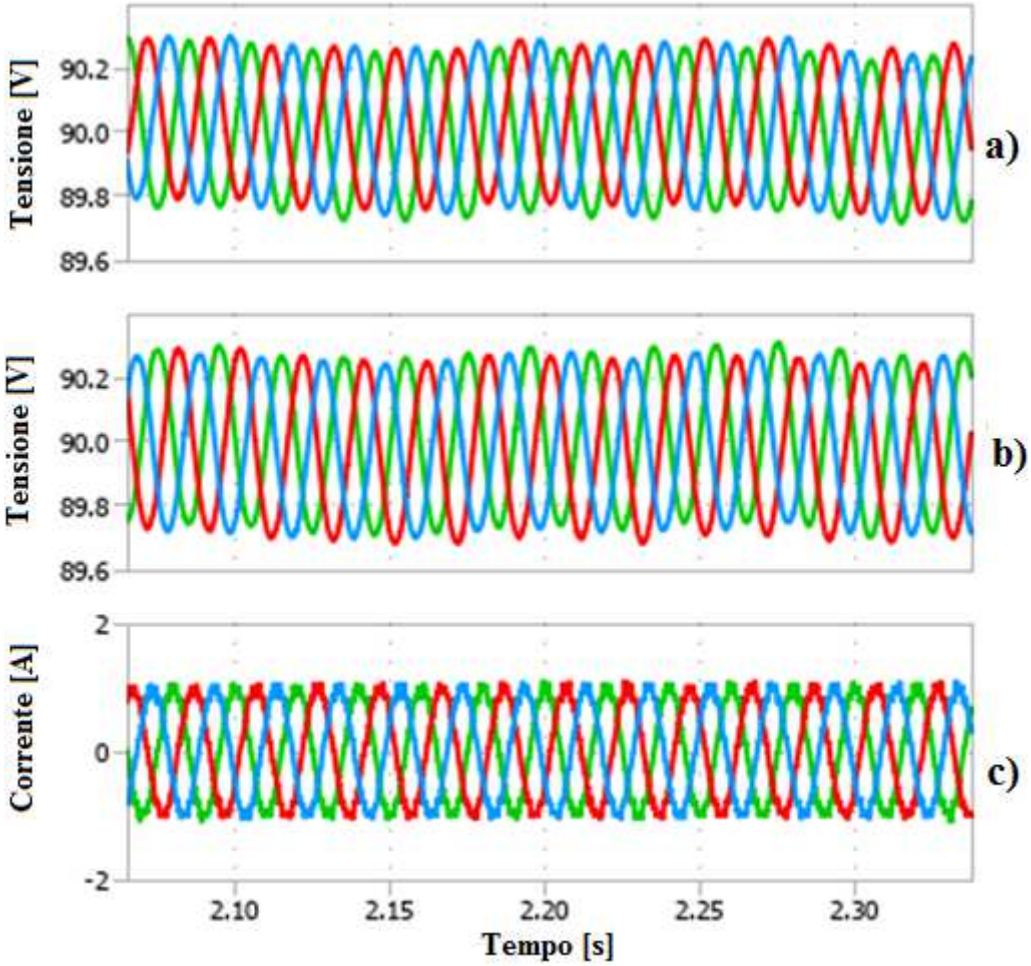

Figura 3.28 Funzionamento a regime: a) EUk; b) ELk; c) Iok

Sia le tensioni EUk che ELk, oscillano attorno al proprio valore di riferimento (EU/Lk = E_{DC}= 90V). Le correnti d'uscita seguono il riferimento imposto, risultano essere difatti delle sinusoidi di frequenza 50 Hz (periodo 20ms) e ampiezza pari a 1 A.

In figura 3.29 sono riportate le correnti di ramo superiore ed inferiore (grafici a e b rispettivamente) assieme alle correnti d'uscita (grafico c).

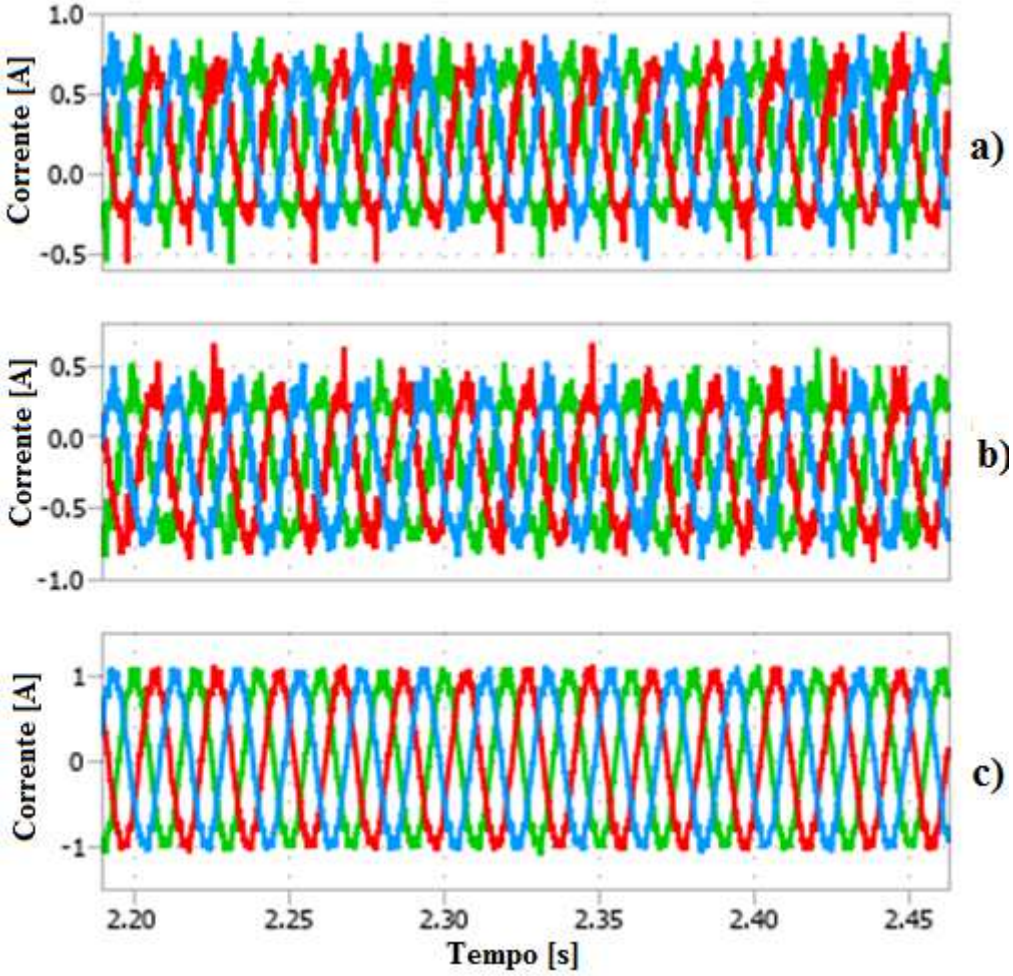

Figura 3.29 Funzionamento a regime: a) IUk; b) ILk; c) Iok

Le correnti di ramo risultano essere sinusoidali, di frequenza 50 Hz e ampiezza pari a Io,ref/2 ovvero 0.5 A (con Io,ref = 1 A).
Le correnti di ramo risultano essere maggiormente distorte rispetto alla corrente d'uscita.
Questo comportamento è imputabile alle induttanze di ramo (L_arm). Infatti, queste induttanze hanno un valore non molto elevato (550µH contro i 1.6mH delle induttanze di carico L_load). Se fosse possibile aumentare questo valore di induttanza, si otterrebbero correnti di ramo sensibilmente meno distorte.

Anche in questo caso, avendo a disposizione tutte le grandezze di interesse anche in forma vettoriale, in figura 3.30 sono riproposte le varie componenti vettoriali e omopolari delle correnti del sistema: componenti vettoriali delle correnti di ramo superiore ed inferiore (grafico a e b rispettivamente), componente vettoriale della corrente d'uscita (grafico c) e le componenti vettoriale e omopolare della corrente differenziale (grafico d ed e rispettivamente).
Come si desume dai grafici, tutte le componenti sono stabili e non presentano distorsioni significative (i riferimenti imposti vengono seguiti fedelmente).

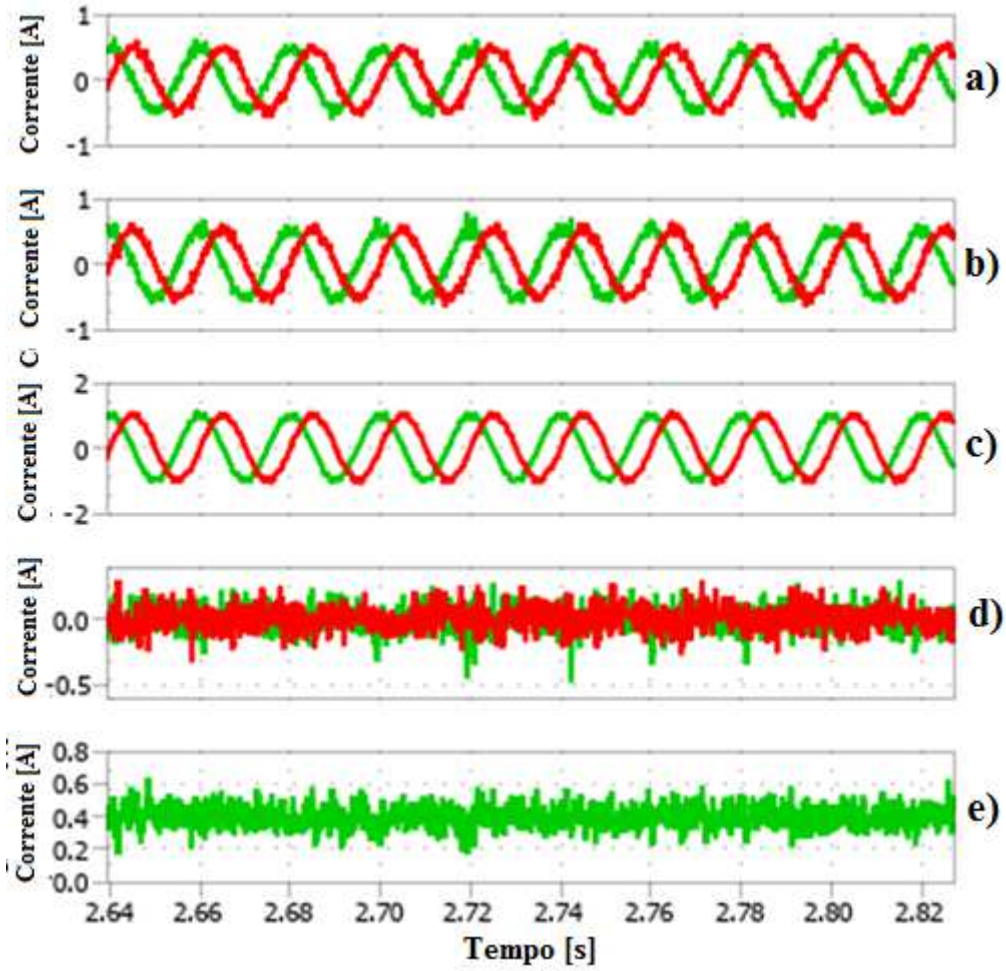

Figura 3.30 Funzionamento a regime: a) IU; b) IL; c) Io; d) Id; d) Ido

Vengono riportate infine le Tensioni di Fase e di Polo applicate sul carico (figure 3.31 e 3.32 rispettivamente) in condizioni di regime.
Le tensioni di fase risultano essere, come da teoria, tensioni a 4 livelli (E_{DC}; $E_{DC}/2$; $-E_{DC}/2$; $-E_{DC}$), di periodo 50 Hz.
Al contrario le tensioni di Polo risultano essere onde quadre a due livelli (E_{DC}; 0) a frequenza pari alla frequenza di commutazione dei modulatori PWM, ovvero 15 kHz (periodo 66µs).

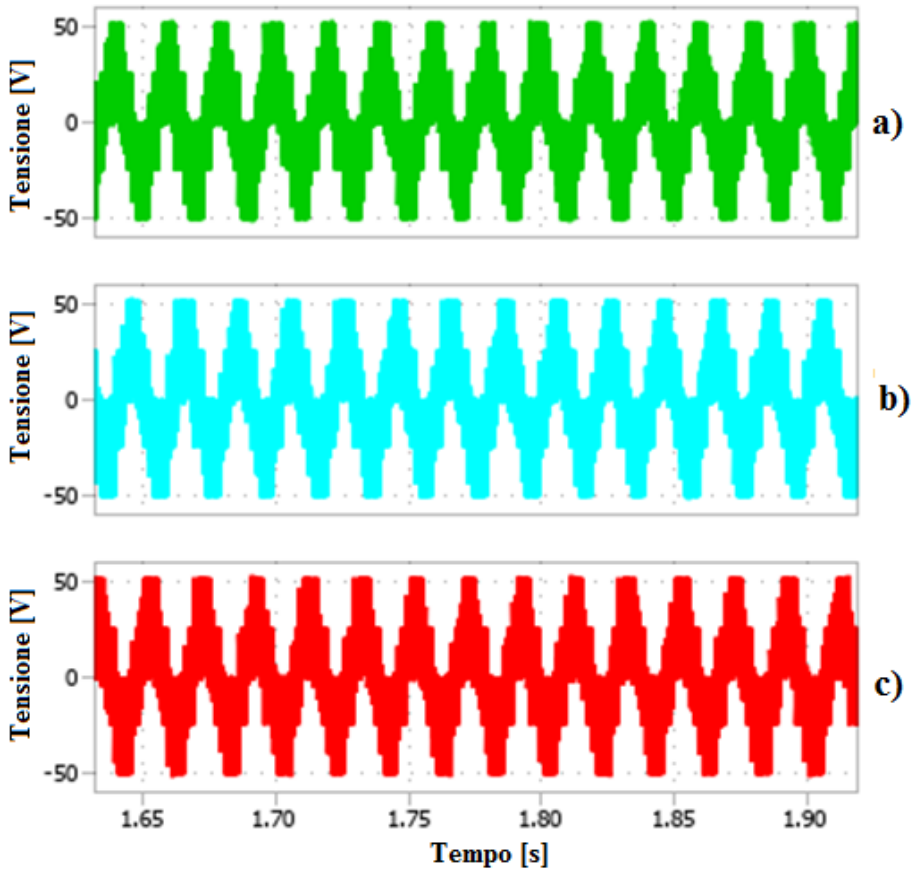

Figura 3.31 Funzionamento a regime: Tensioni di fase

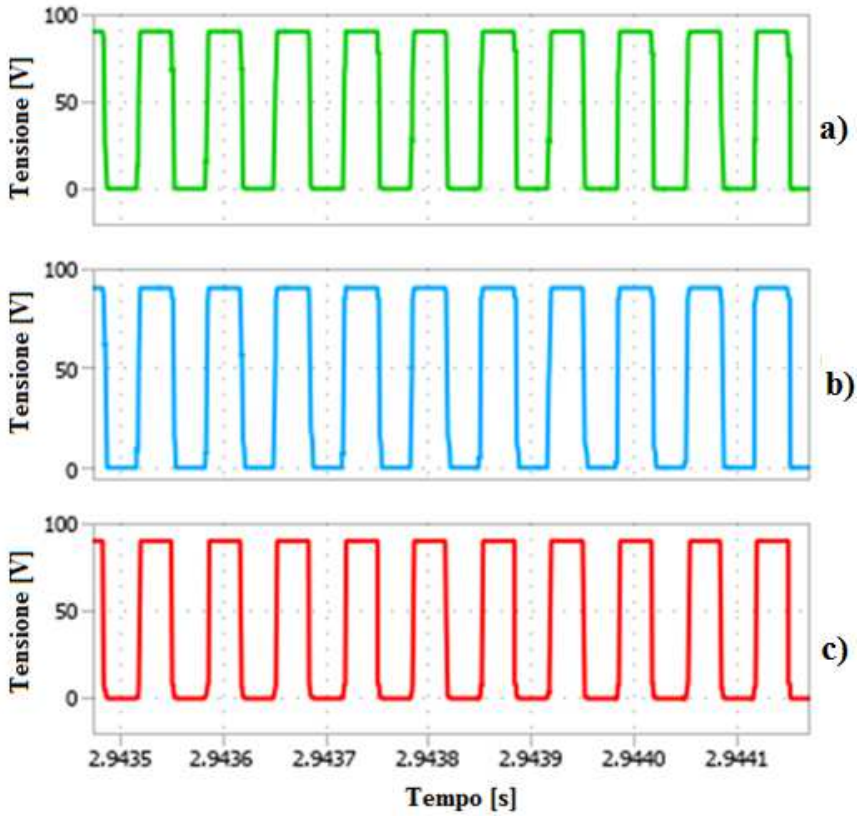

Figura 3.32 Funzionamento a regime: Tensioni di polo

3.4.3 Variazione delle tensioni di riferimento sui bus DC dei moduli

Verificato il corretto funzionamento del sistema in condizioni di regime, si prosegue analizzando la robustezza del controllo implementato applicando perturbazioni esterne sul sistema, verificando di conseguenza la capacità del medesimo di far fronte alle stesse e riportarsi in condizioni di stabilità.
Il primo test eseguito, consiste nel variare, durante il funzionamento a regime, la tensione di riferimento del bus DC di un modulo, e verificare che il sistema riesce a portarsi in un nuovo regime di lavoro stabile, mantenendo invariata la corrente d'uscita.
Il primo test eseguito, consiste nella variazione della EUa,ref da 90V (E_{DC}) a 110V.
In figura 3.33 è riportato l'esito della simulazione. Nel grafico a sono riportate le tensioni misurate sui bus DC del modulo superiore ed inferiore (traccia verde EUa, traccia viola ELa). Nel grafico b sono riportate le correnti di ramo superiore ed inferiore (traccia verde IUa e traccia viola Ila). Nei grafici c e d sono riportate, rispettivamente, la corrente d'uscita e la corrente differenziale del ramo a.

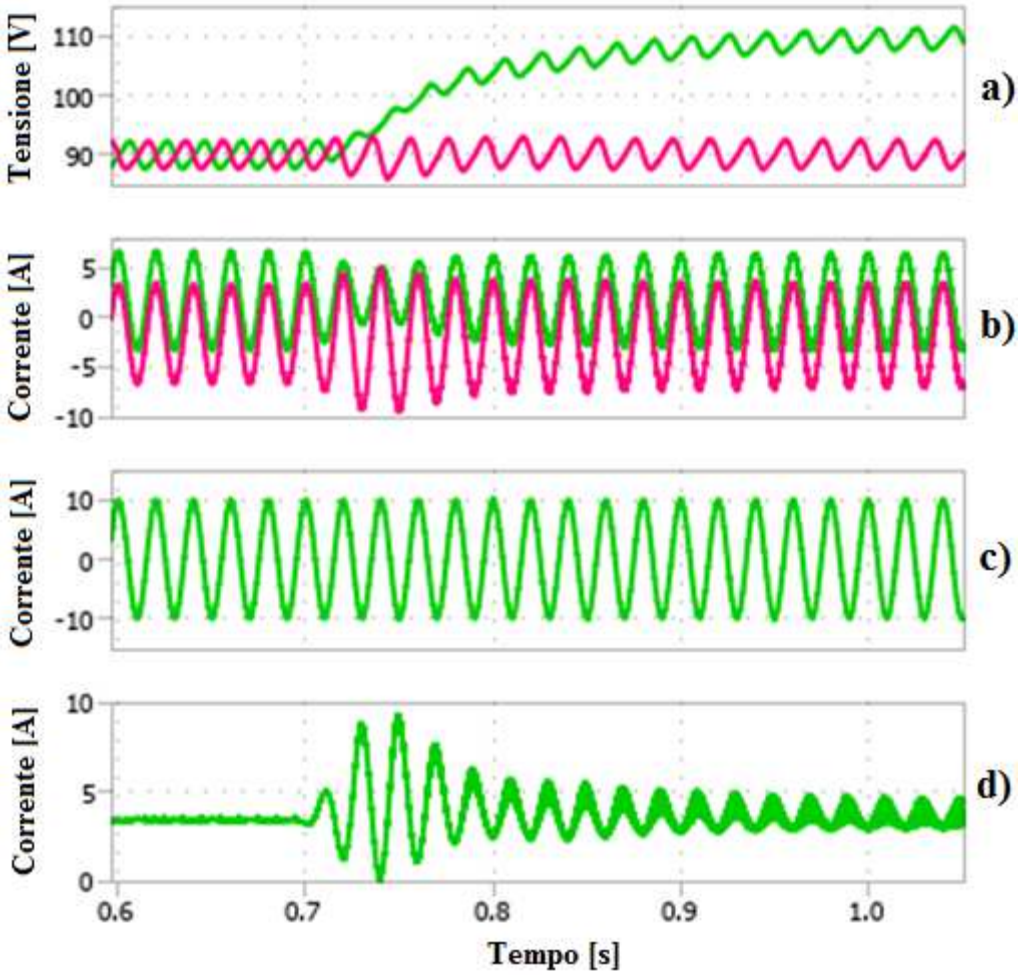

Figura 3.33 Risposta del sistema alla variazione di EUa,ref da 90 a 110V:
a) EUa e ELa; b) Ioa; c) Ida

Dal grafico a si nota che a fronte della variazione della EUa,ref , la tensione EUa (traccia verde) si porta attraverso un transitorio esponenziale al nuovo valore di riferimento, mentre

la ELa rimane (dopo un breve transitorio oscillante) agganciata al valore di riferimento iniziale.
La corrente differenziale Ida, che come sempre rappresenta uno squilibrio energetico tra le coppie di moduli, da un valore prossimo allo zero per la condizione di regime, sale a fronte della perturbazione, raggiungendo un picco massimo di circa 10 A, per poi tornare a zero una volta esauritosi il transitorio di carica sui bus DC dei moduli.
Infine, si nota, che a fronte di queste variazioni la corrente d'uscita rimane invariata e fedele al riferimento imposto, ovvero un'onda sinusoidale di frequenza 50Hz e ampiezza 1 A.
In figura 3.34 viene riproposto l'esito della medesima simulazione, visualizzando però anche le tracce delle grandezze circuitali relative ai restanti rami del circuito (fasi b e c).

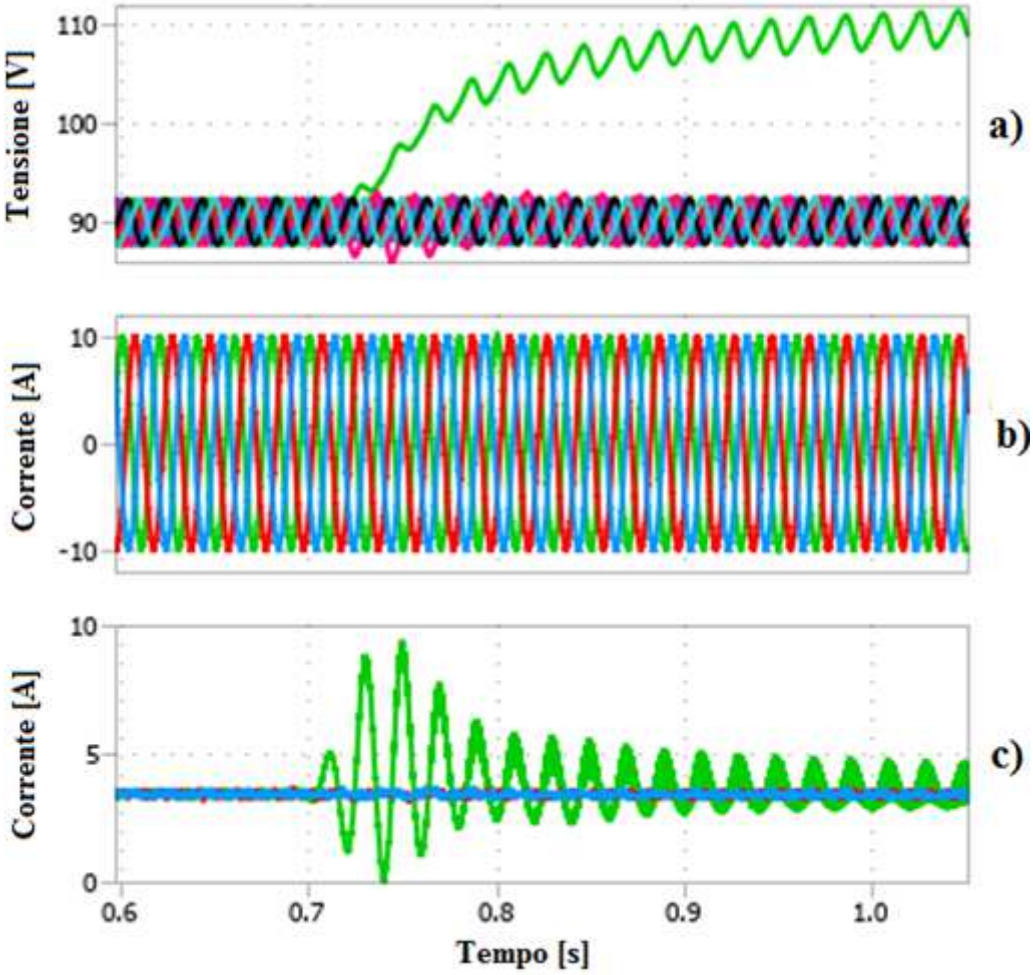

Figura 3.34 Risposta del sistema alla variazione di EUa,ref da 90 a 110V:
a) EUk e ELk; b) Iok; c) Idk

Si nota che a fronte della variazione impressa sul ramo a, i restanti rami del sistema rimangono stabili, e non risentono minimamente della perturbazione applicata.
Ancora una volta si fa notare come le correnti d'uscita non subiscano nessuna distorsione a causa della perturbazione.

Testata la robustezza del controllo a fronte di una variazione in salita della tensione di riferimento EUa, si ripete il medesimo test variando questa volta la tensione di riferimento da 110V a 90V, tornando quindi alla condizione iniziale.
In figura 3.35 è riportato l'esito della prova.
Come per le immagini precedenti, nel grafico a sono riportate le tensioni misurate sui bus DC del modulo superiore ed inferiore (traccia verde EUa, traccia viola ELa), nel grafico b sono riportate le correnti di ramo superiore ed inferiore (traccia verde IUa e traccia viola Ila), mentre nei grafici c e d sono riportate, rispettivamente, la corrente d'uscita e la corrente differenziale del ramo a.
Anche in questo secondo test si nota come la tensione EUa si porti al nuovo valore di riferimento attraverso un transitorio esponenziale sovraelongato. La tensione ELa, come nel caso precedente, esegue un transitorio oscillante, per poi riportarsi al medesimo valore iniziale.
Ancora una volta, durante il transitorio di carica dei bus DC, si manifesta un aumento della corrente differenziale di ramo, aumento che và scomparendo con l'esaurirsi del transitorio sulle tensioni.
Anche in questo secondo test, la corrente d'uscita rimane invariata e fedele al riferimento imposto.

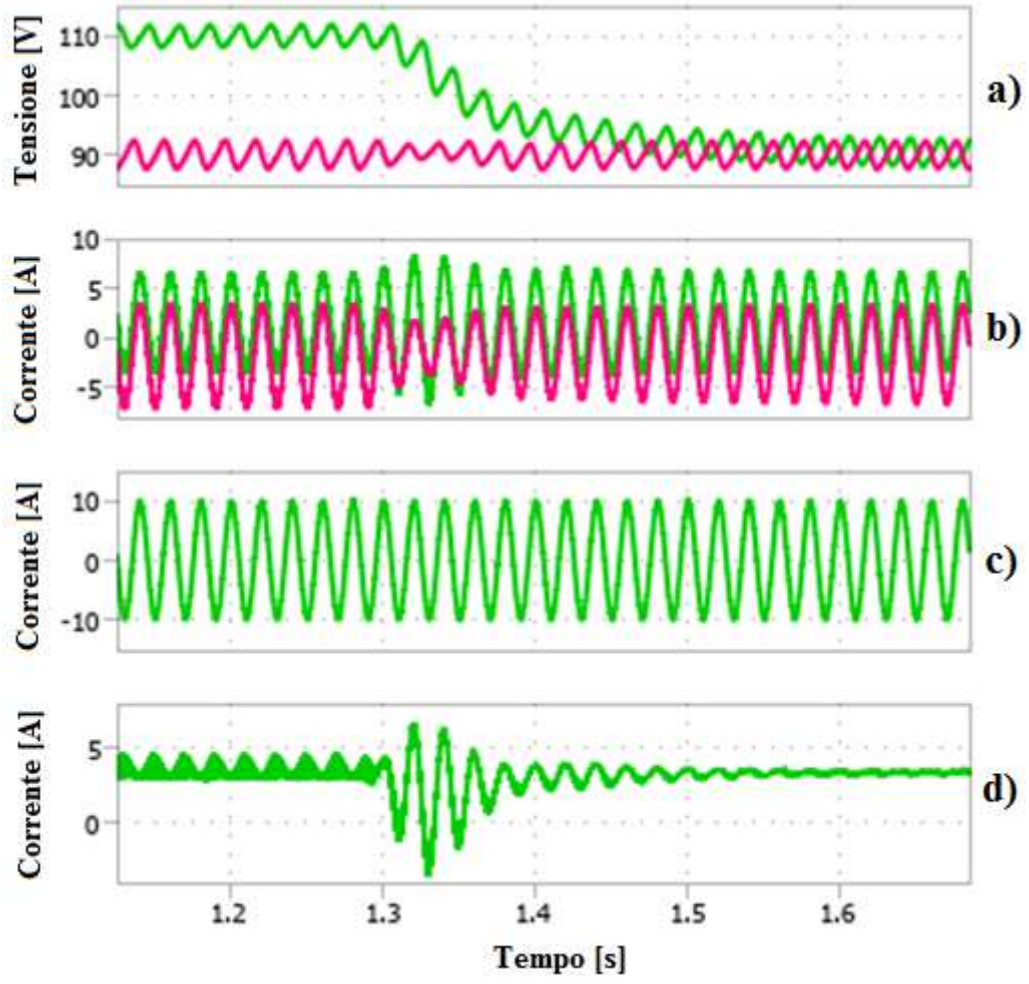

Figura 3.35 Risposta del sistema alla variazione di EUa,ref da 110 a 90V:
a) EUa e ELa; b) Ioa; c) Ida

In figura 3.36 è riproposto ancora una volta l'esito del secondo test, mostrando però tutte le grandezze relative ai tre rami del convertitore.

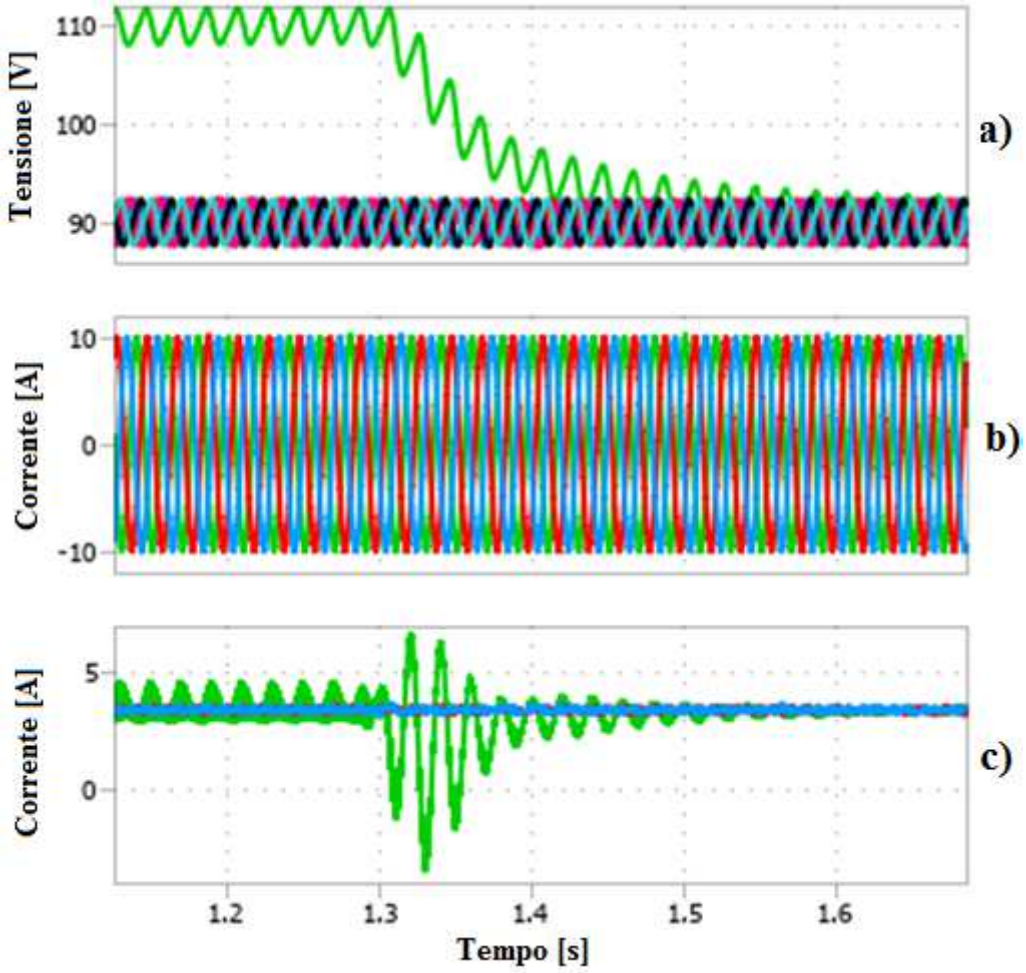

Figura 3.36 Risposta del sistema alla variazione di EUa,ref da 90 a 110V:
a) EUk e ELk; b) Iok; c) Idk

Anche in questo caso, si nota come i rami b e c non risentano minimamente della perturbazione applicata sul ramo a.

3.4.4 Variazione della corrente di uscita richiesta al convertitore

La seconda tipologia di test eseguiti per verificare la robustezza del controllo, consistono nella variazione del riferimento di corrente d'uscita Io,ref.
A fronte di questa variazione, il sistema deve essere in grado di riportarsi ad un regime di lavoro stabile, nel quale il nuovo riferimento di corrente viene seguito fedelmente.
Il primo test eseguito, consiste nel variazione della Io,ref da 1 A a 6 A.
In figura 3.37 è riportato l'esito della simulazione.

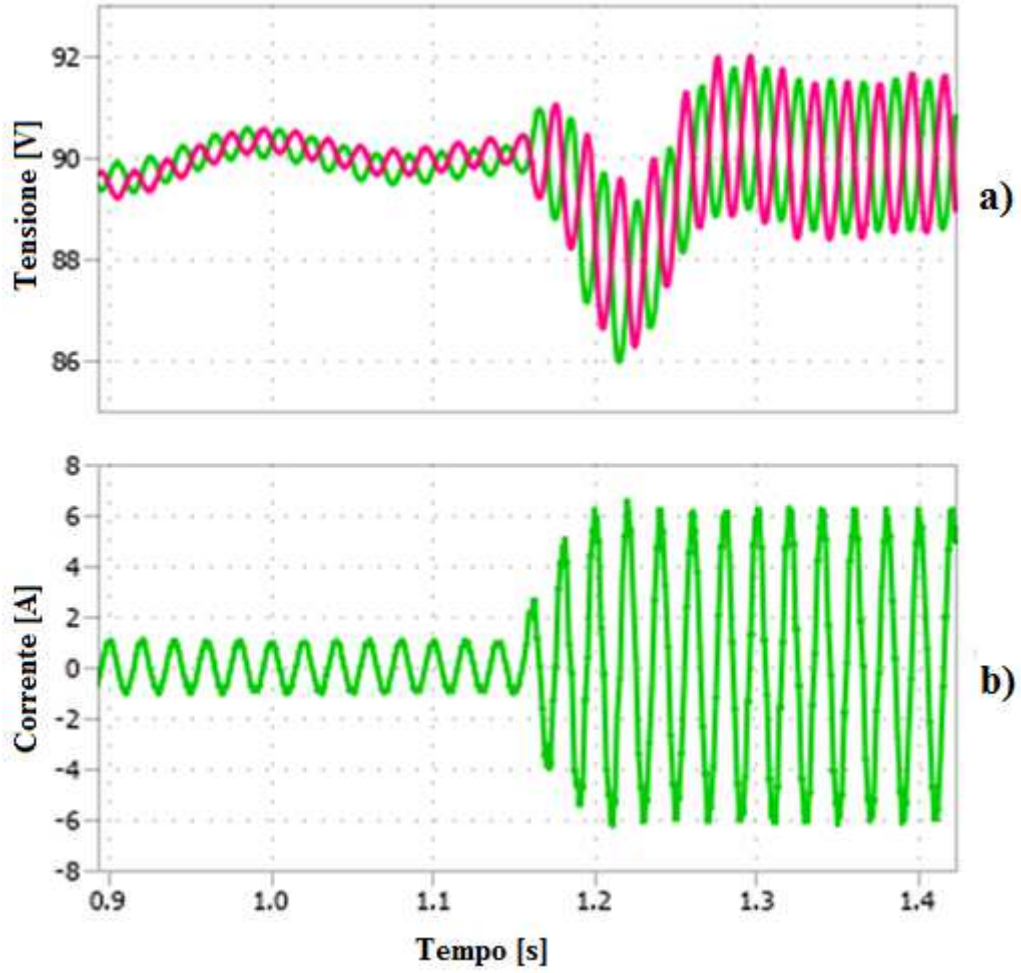

Figura 3.37 Risposta del sistema alla variazione di Io,ref da 1 a 6A:
a) EUa e ELa; b) Ioa

Nel grafico a sono riportate le tensioni EUa ed ELa (traccia verde e viola rispettivamente), mentre nel grafico b è riportata la corrente d'uscita del ramo a.
Come per la fase di start-up, il nuovo riferimento di corrente non viene applicato in maniera "hard" attraverso un gradino, ma viene applicato in modalità "soft" attraverso un riferimento variabile esponenzialmente.
La corrente d'uscita insegue il nuovo riferimento, e raggiunge la nuova condizione di regime mediante un transitorio molto breve (3 tempi di ciclo).

A fronte della variazione della Ioa, le tensioni sui bus DC dei moduli, non varia il proprio valor medio, ma al contrario aumenta il proprio ripple (da 1 V picco-picco a circa 3 V picco-picco).
In figura 3.38 è riproposto l'esito della medesima simulazione, mostrando però le grandezze relative a tutti e tre i rami del sistema.

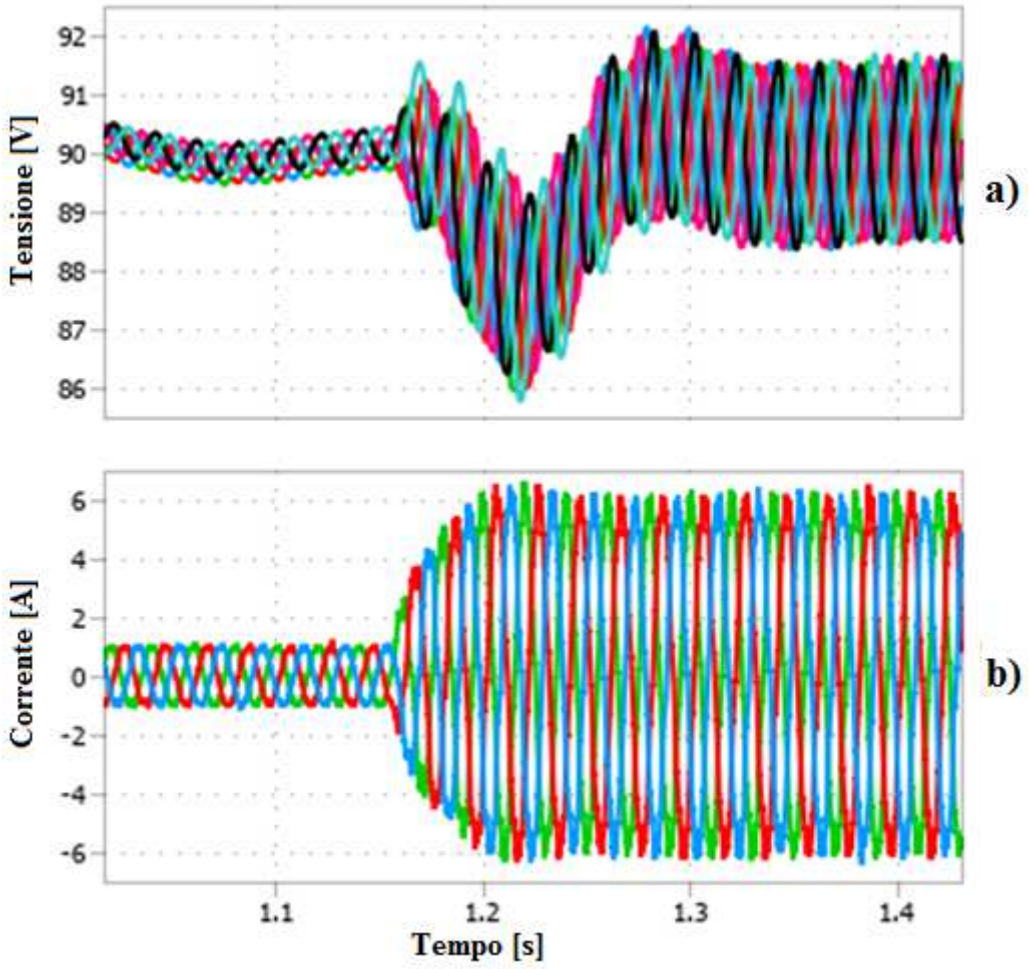

Figura 3.38 Risposta del sistema alla variazione di Io,ref da 1 a 6A:
a) EUk e ELk; b) Iok

Tutte e tre le correnti d'uscita seguono il medesimo transitorio e si stabilizzano sul nuovo valore di riferimento attraverso il medesimo transitorio.
Lo stesso avviene per le tensioni EUk ed ELk.

Un secondo test viene eseguito riportando la corrente di riferimento dal nuovo valore al valore precedente, ovvero variando la Io,ref da 6 ad 1 A.
L'esito della simulaizone è riportato in figura 3.39.

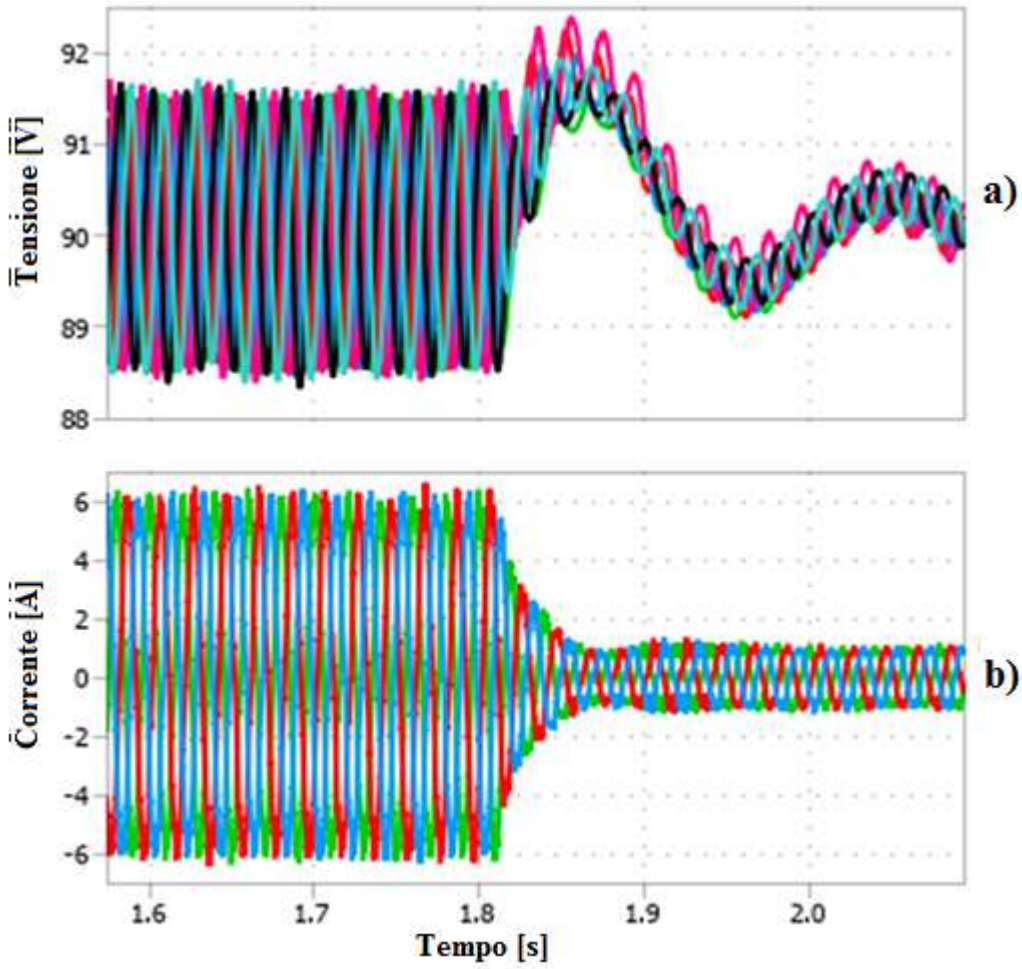

Figura 3.39 Risposta del sistema alla variazione di Io,ref da 6 a 1A:
a) EUk e ELk; b) Iok

Anche in questo caso, il riferimento di corrente viene inseguito fedelmente e il sistema si porta nella nuova condizione di regime attraverso un transitorio di durata pari a 3 tempi di ciclo.

I due test precedenti sono stati ripetuti aumentando l'ampiezza della variazione applicata, ovvero variando la Io,ref da 1 a 10 A e viceversa.
Gli esiti delle simulazioni sono riportati nelle figure 3.40, 3.41 e 3.42.

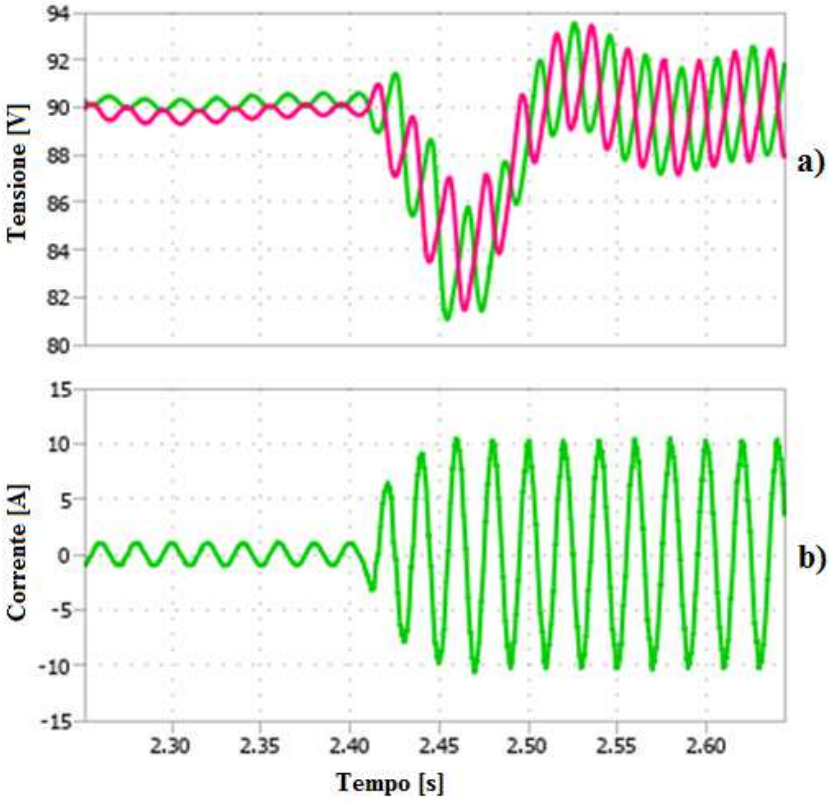

Figura 3.40 Risposta del sistema alla variazione di Io,ref da 1 a 10A: a) EUa e ELa, b) Ioa

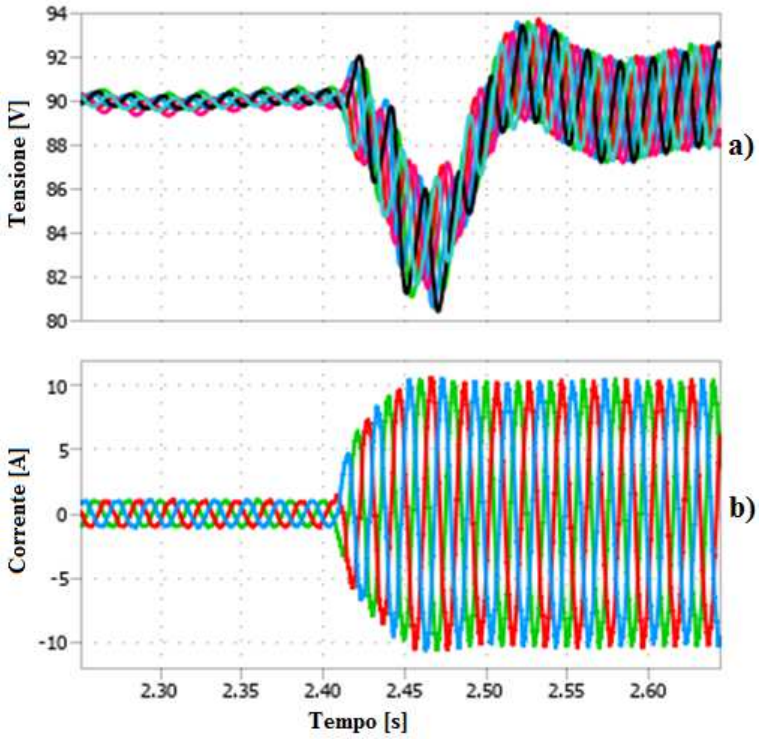

Figura 3.41 Risposta del sistema alla variazione di Io,ref da 1 a 10A: a) EUk e ELk, b) Iok

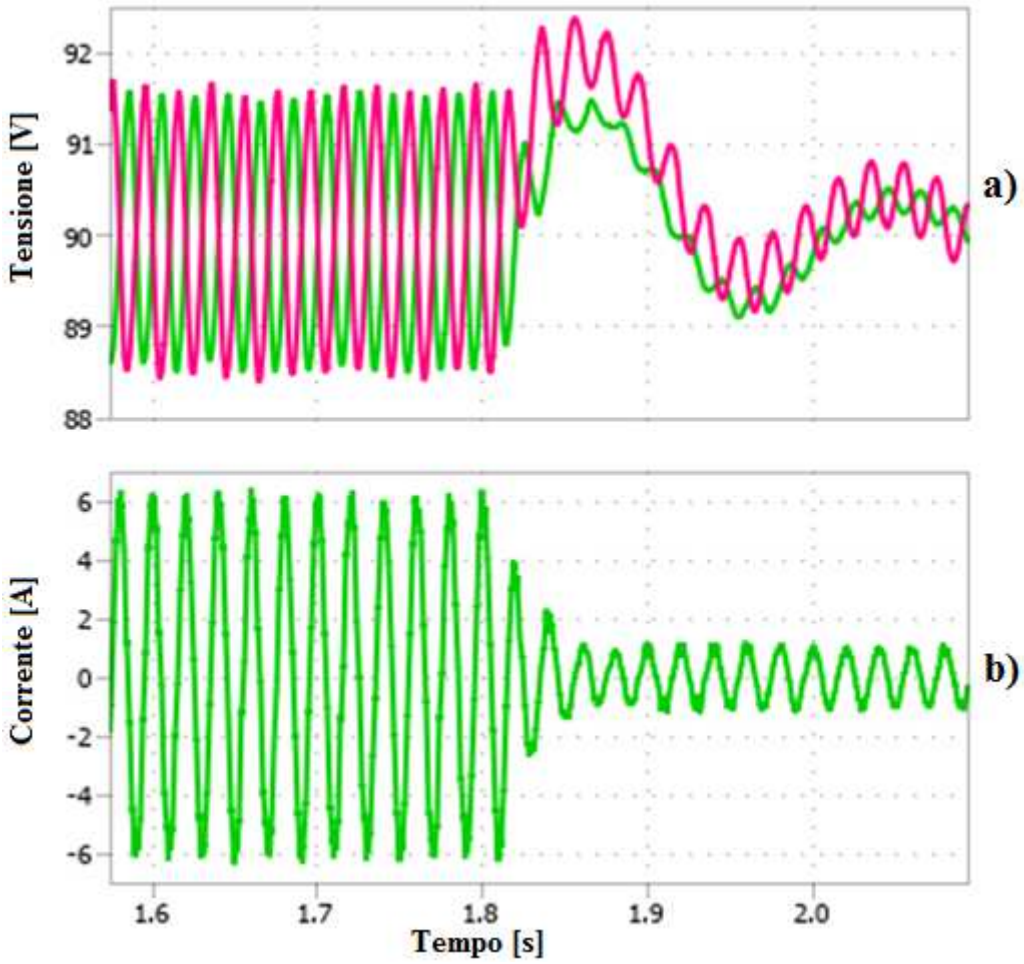

Figura 3.42 Risposta del sistema alla variazione di Io,ref da 10 a 1A:
a) EUa e ELa, b) Ioa

Anche in questi ultimi test, la variazione del riferimento di corrente non porta ad instabilità, e si nota come quest'ultimo venga inseguito fedelmente durante le fasi di regime e transitorie.

3.4.5 Analisi spettrale delle correnti di ramo

Sin dalle prime simulazioni, si è rilevata una notevole distorsione delle correnti di ramo. Questa distorsione non poteva essere imputabile alla sola induttanza di carico di valore troppo basso. Eseguendo un'analisi spettrale su queste correnti si nota infatti la presenza di componenti armoniche di ampiezza non trascurabile.
In figura 3.43 è riportato lo spettro della corrente di ramo superiore del ramo a.

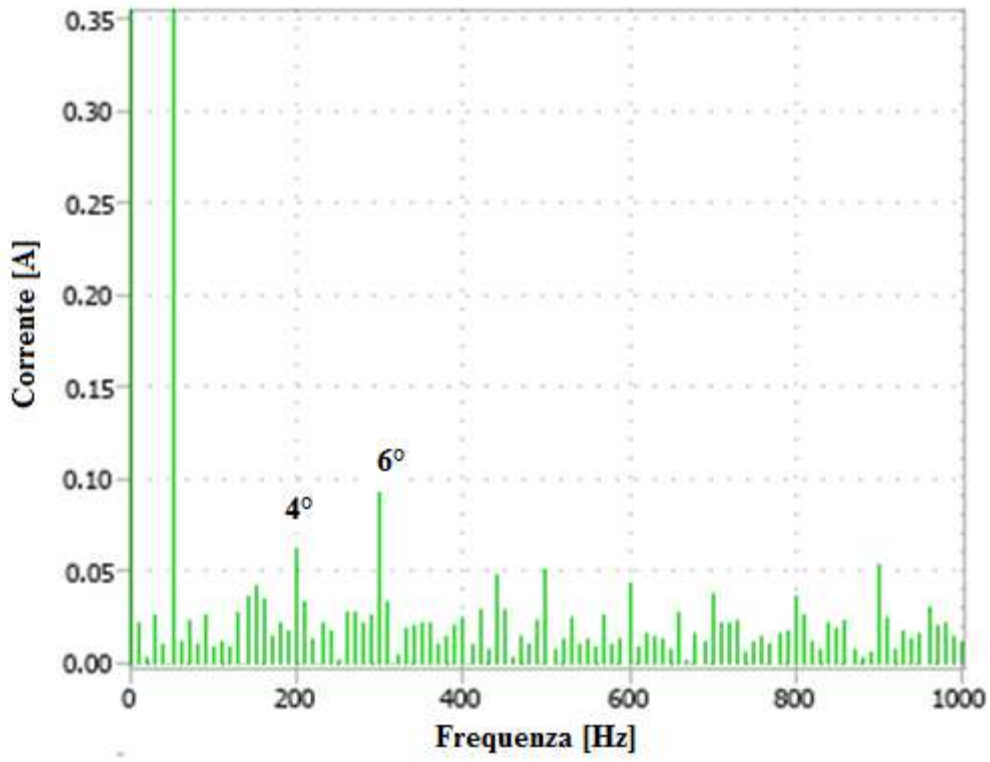

Figura 3.43 Spettro di IUa senza l'utilizzo di PR di ordine superiore

Sono state rilevate 2 componenti indesiderate, la cui ampiezza non risulta trascurabile. Queste componenti risultano essere la 4° e la 6° armonica.
Per eliminare queste componenti sono stati inseriti nel loop di controllo di corrente dei regolatori PR accordati su queste armoniche, così da controbatterne l'effetto sulle correnti di ramo.
In figura 3.44 è riportato lo spettro di potenza con l'utilizzo dei PR accordati sulle armoniche di ordine superiore.
Grazie all'utilizzo di questi regolatori risonanti, le componenti spettrali dannose sono state fortemente attenuate, riducendo notevolmente la distorsione sulle correnti di ramo.

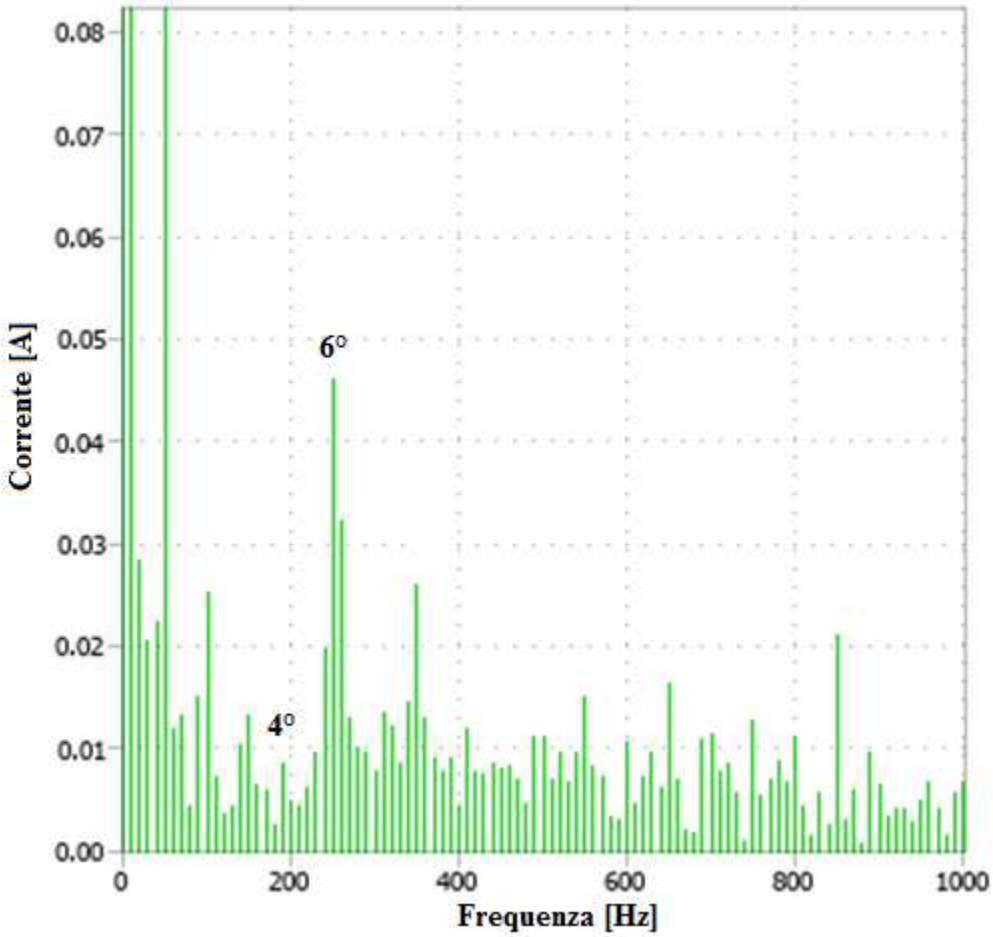

Figura 3.44 Spettro di IUa con l'utilizzo di PR di ordine superiore

4 Prove sperimentali sul convertitore MMC

In questo capitolo verranno mostrate le prove sperimentali condotte sul convertitore MMC. Verrà data inizialmente una panoramica della strumentazione utilizzata per comporre il banco di prova. Seguiranno gli esiti delle prove condotte sul prototipo di convertitore MMC.

4.1 Strumentazione del banco di prova

Il banco di prova realizzato per le prove sperimentali è stato composto dalle seguenti strumentazioni:

- Alimentatore da banco regolabile TDK-Lambda ($0 \div 100$ V, $0 \div 33$ A), impiegato per alimentare il lato di potenza del convertitore MMC (figura 4.1);

Figura 4.1 Alimentatore da banco TDK-Lambda.

- Oscilloscopio digitale Yokogawa DL1640, utilizzato per acquisire le forme d'onda e condurre misure sulle grandezze di interesse (figura 4.2);

Figura 4.2 Oscilloscopio digitale Yokogawa DL1640.

- Sonde di tensione differenziali isolate (figura 4.3);

Figura 4.3 Sonde di tensione differenziali isolate.

- Sonde di tensione non isolate (figura 4.4);

Figura 4.4 Sonde di tensione non isolate.

- Pinze amperometriche FLUKE i30s, caratterizzate da un rapporto di trasformazione di 100 $^{mV}/_{A}$ (figura 4.5);

Figura 4.5 Sonde di corrente isolate FLUKE i30s.

- DSP Texas Instruments TMS320F28335 (figura 4.6);

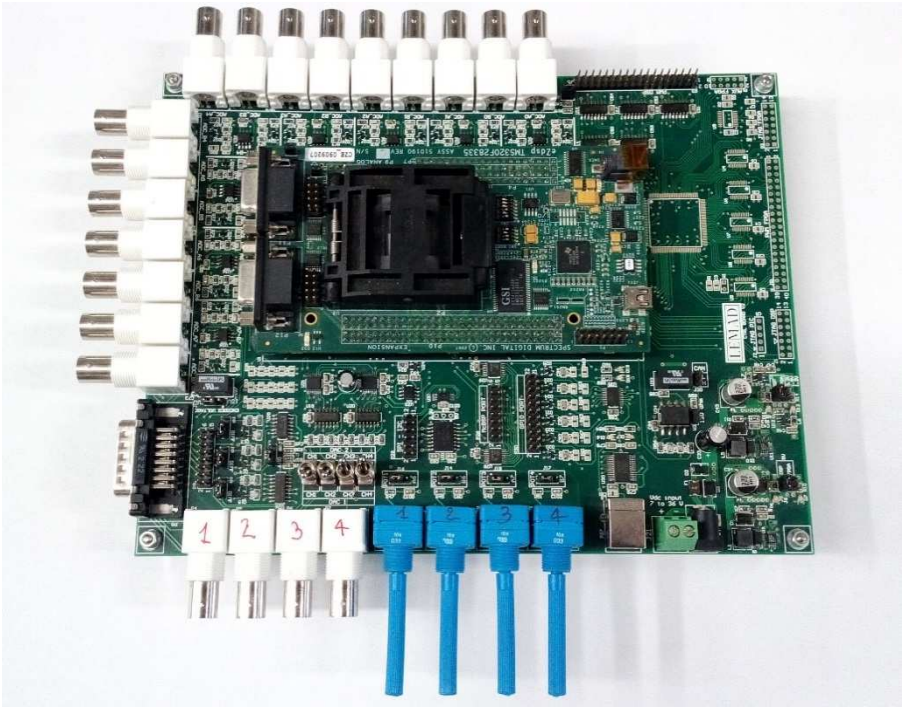

Figura 4.6 DSP Texas Instruments TMS320F28335.

- Banco di resistenze per realizzare la parte resistiva del carico passivo (figura 4.7);

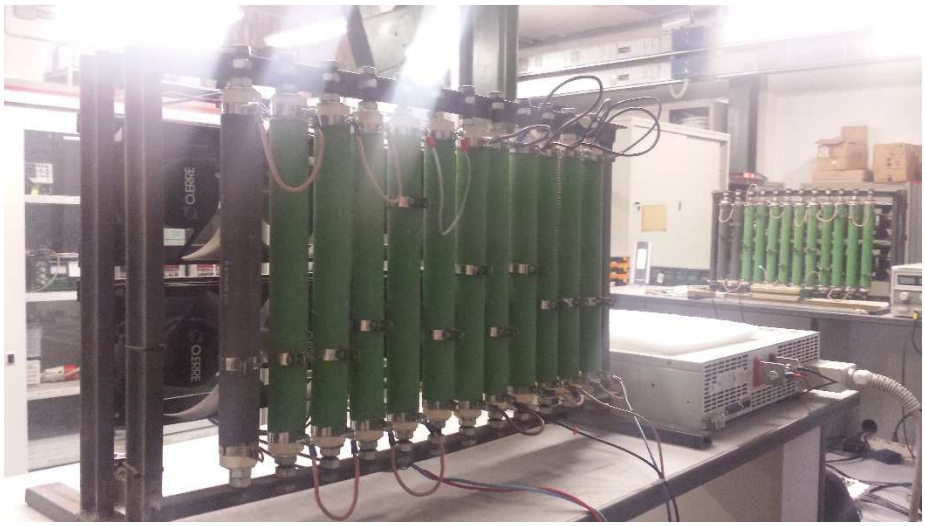

Figura 4.7 Banco di resistenze di carico

- Induttori “di carico” (figura 4.8);

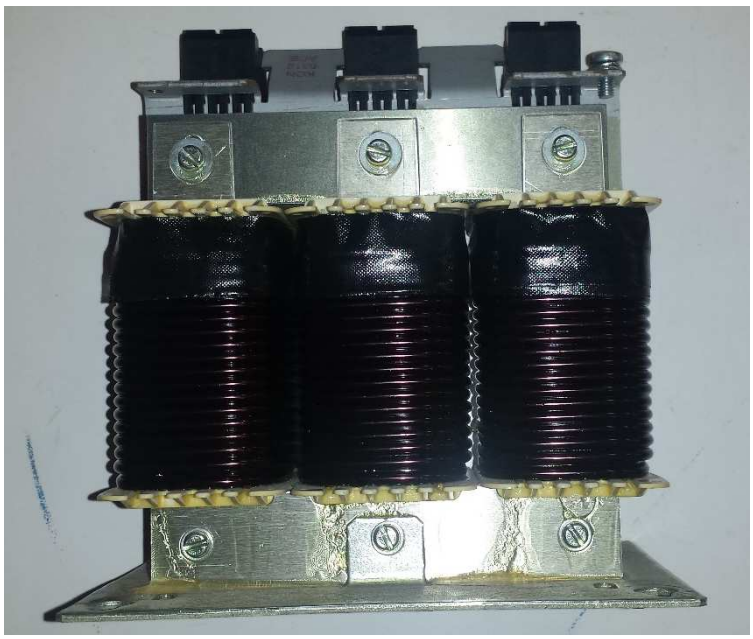

Figura 4.8 Induttanze di carico

- Induttanze di disaccoppiamento per i rami del convertitore (figura 4.9);

Figura 4.9 Induttanze di ramo

- Convertitore MMC trifase con 1 modulo superiore ed un modulo inferiore per ramo (figura 4.10);

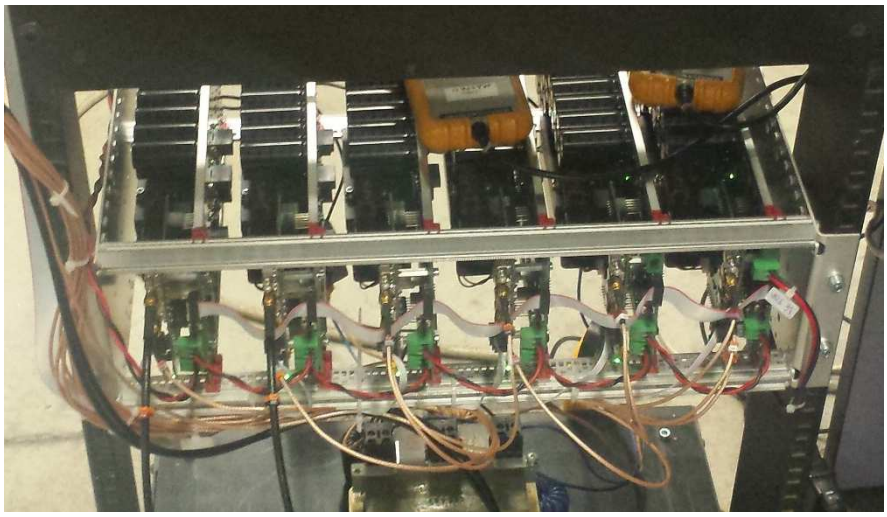

Figura 4.10 Convertitore MMC trifase

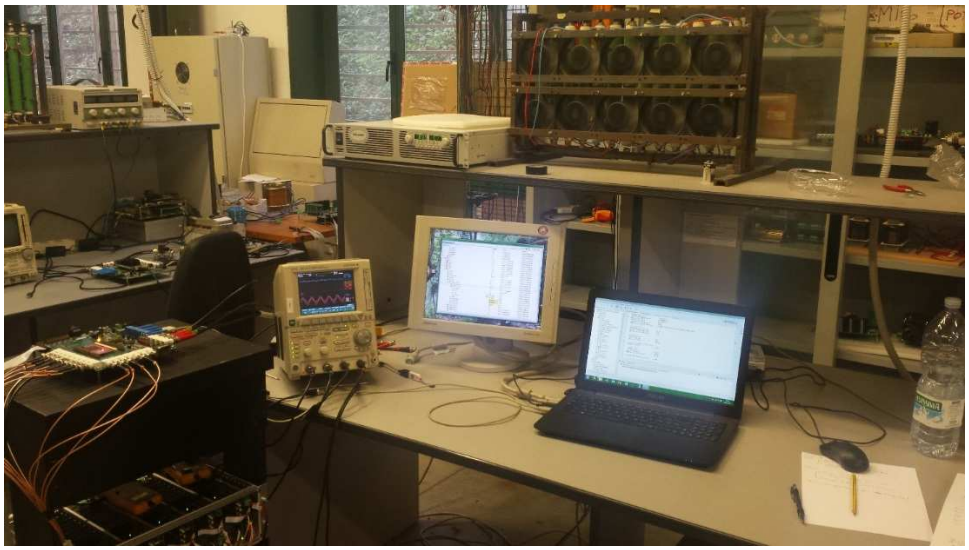

Figura 4.11 Banco di prova per le prove sperimentali

4.1.1 Generico modulo del convertitore MMC

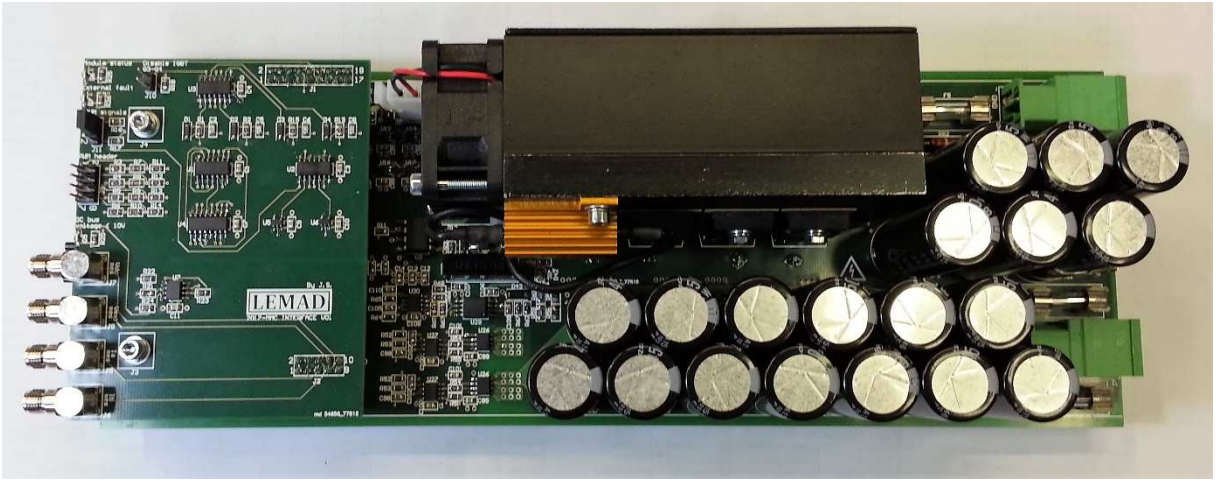

Figura 4.12 Generico modulo del convertitore MMC

Pur non essendo argomento di questa tesi, è utile dare qualche dettaglio tecnico su come stati realizzati i moduli del sistema convertitore. In figura 4.12 è riportata l'immagine del generico modulo.
L'alimentazione dei moduli è realizzata tramite un convertitore DC-DC di tipo flyback, correlato di un sistema di protezione formato da diodi di blocco ed un fusibile per sovracorrenti. La scheda richiede una tensione di alimentazione compresa tra +12V e +24V DC.
L'apparato di potenza è formato da un ponte H4 formato da IGBT di tipo Tranch Gate Field Stop, caratterizzati da una tensione di blocco maggiore di 600, una corrente massima di 30 A e una tensione collettore-emettitore $V_{CE,sat}$ di 1.55V.
Per quanto riguarda il bus DC, per avere un ripple di tensione accettabile, sono stati applicati 19 condensatori elettrolitici da 150µF, con tensione di lavoro di 450V ed in grado di erogare una corrente efficace di 1 A.
Le schede sono equipaggiate di 4 sensori addetti alla misurazione di correnti e tensioni indispensabili per il corretto controllo del sistema.
Nello specifico, sono presenti due sensori di corrente ACS712 ad effetto Hall in grado di misurare una corrente massima di 30 A.
Per quanto riguarda le tensioni, sono stati utilizzati due sensori di tensione ACPL-C79A, con range di tensione d'ingresso da -200mV a 200mV e banda del segnale d'ingresso di 200kHz.
I moduli possono essere configurati sia modalità H4 (full-bridge) che in modalità H2 (half-bridge).
Sulle schede è stato altresì realizzato un sistema di scarica manuale del bus DC, così da permettere all'operatore di scaricare velocemente i moduli durante le fasi di collaudo/manutenzione del sistema.
La comunicazione tra il modulo e l'apparato controllore (DSP) è realizzata tramite cavi coassiali, connessi alla scheda mediante connettori BNC.

4.2 Prove sperimentali

Dopo aver verificato il corretto funzionamento del sistema attraverso le simulazioni teoriche, si è passato al collaudo sperimentale del convertitore.
Come per le simulazioni, per mostrare il corretto funzionamento del convertitore sono stati analizzati diversi istanti di lavoro del sistema, quali la fase di partenza, o star-up, e la fase di funzionamento a regime.
In aggiunta, per caratterizzare e verificare la robustezza e la stabilità, a fronte di perturbazione esterne, del convertitore, sono stati eseguiti diversi test, quali:

3. Variazione delle tensioni di riferimento sui bus DC dei moduli (EUk_ref/ELk_ref),
4. Variazione della corrente di uscita richiesta al convertitore (Io_ref).

Il sistema di controllo implementato su DSP segue i primi due metodi di controllo proposti nel capitolo precedente, ovvero:

- Loop di controllo di Corrente con controllo vettoriale sulle correnti di ramo;
- Loop di controllo di Energia con controllo scalare sulle energie di ramo.

Data la mole di codice necessario per implementare il controllo proposto sul DSP, si è reso subito necessario applicare una strategia per svincolare la frequenza di controllo del sistema dalla frequenza di commutazione dei moduli. La frequenza alla quale lavora il sistema di controllo è di 7.5 kHz, mentre i modulatori PWM lavorano ad una frequenza di 15 kHz. Questo implica che la medesima strategia di controllo è applicata al sistema per due periodi di commutazione dei moduli.
Grazie a questa strategia, i ripple di tensione e corrente rimangono entro valori accettabili, e il controllo può essere eseguito in un tempo di calcolo non eccessivamente ridotto (i tempi di calcolo richiedono circa il 90% del periodo di controllo).

4.2.1 Start-up

L'analisi sperimentale del sistema è stata svolta secondo la stessa procedura utilizzata per le simulazioni teoriche.
I primi risultati sperimentali riguardano la fase di start-up del sistema.
In figura 4.13 sono riportate le tensioni del bus DC del modulo superiore ed inferiore del ramo a.

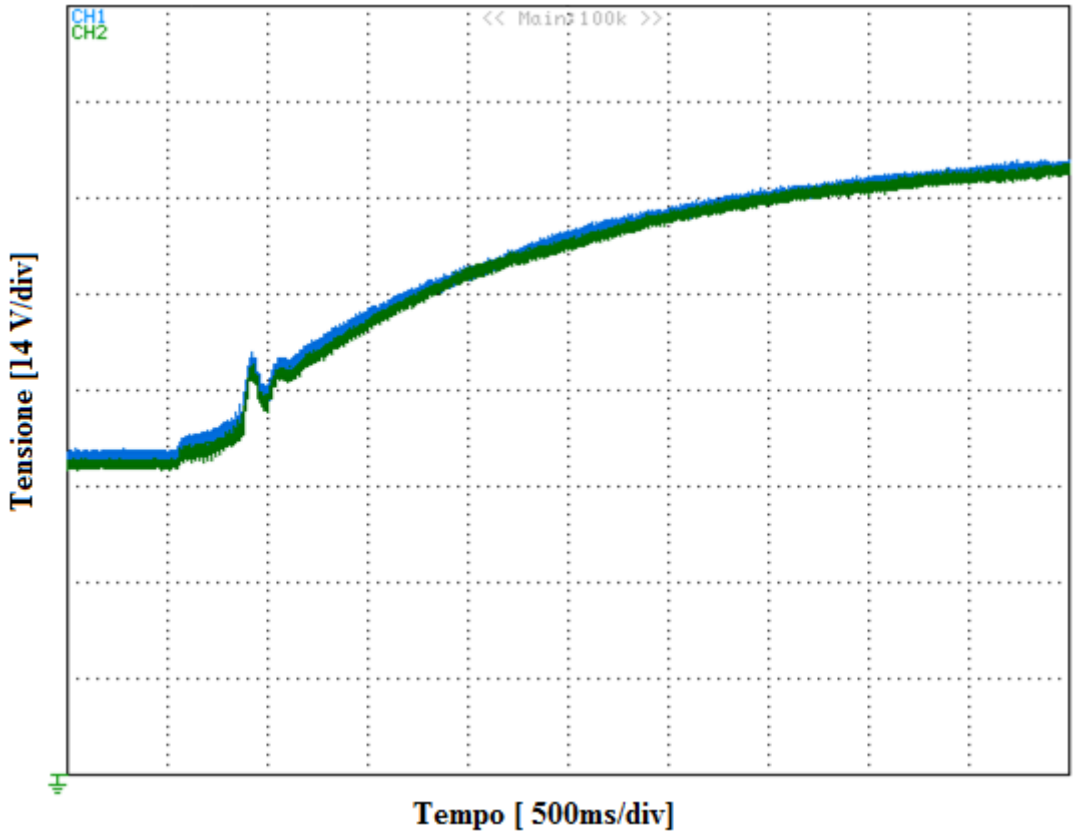

Figura 4.13 Start-up del Sistema: EUa e ELa

Come nelle simulazioni, la carica dei condensatori del bus DC parte dal valore iniziale di 45V ($E_{DC}/2$), e termina una volta raggiunti i 90V (EU/La,ref = E_{DC}).
In figura 4.14 viene mostrato il transitorio di carica dei bus DC dei moduli del ramo a (grafico a) unitamente alla corrente d'uscita sempre del medesimo ramo (grafico b).
Anche in questo caso, si nota la coerenza del risultato sperimentale con le simulazioni teoriche. La corrente d'uscita rimane nulla per un periodo di 500ms (tempo morto volutamente creato per lasciare il tempo al sistema di iniziare la fase di carica dei bus DC) dopo di ché inizia ad inseguire il riferimento di corrente imposto (Iok, ref: onda sinusoidale a 50Hz e ampiezza 1 A).
A differenza delle simulazioni teoriche, qui si può notare una leggera sovraelongazione sull'entrata a regime della corrente d'uscita.

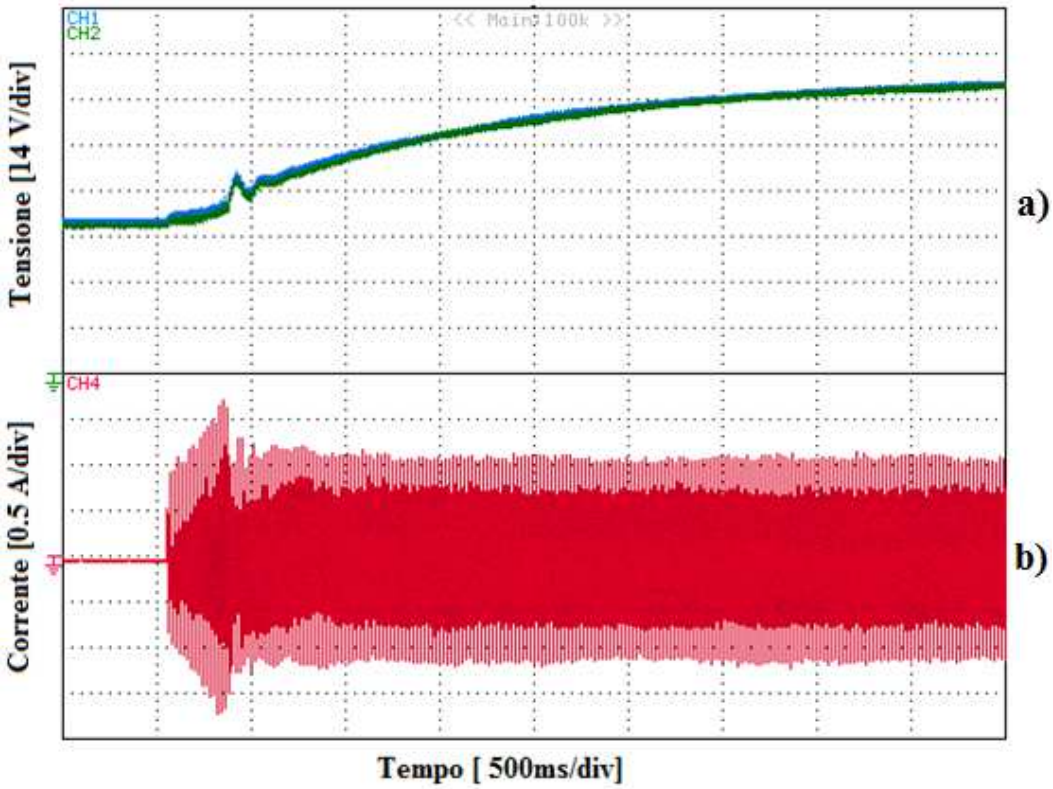

Figura 4.14 Start-up del Sistema: EUa e ELa – Ioa

In figura 4.15, grazie alle funzioni dell'oscilloscopio utilizzato, vengono mostrati in dettaglio sue istanti della fase di start-up del sistema, nello specifico l'istante di applicazione del riferimento di corrente d'uscita e un'istante di funzionamento a regime del sistema.

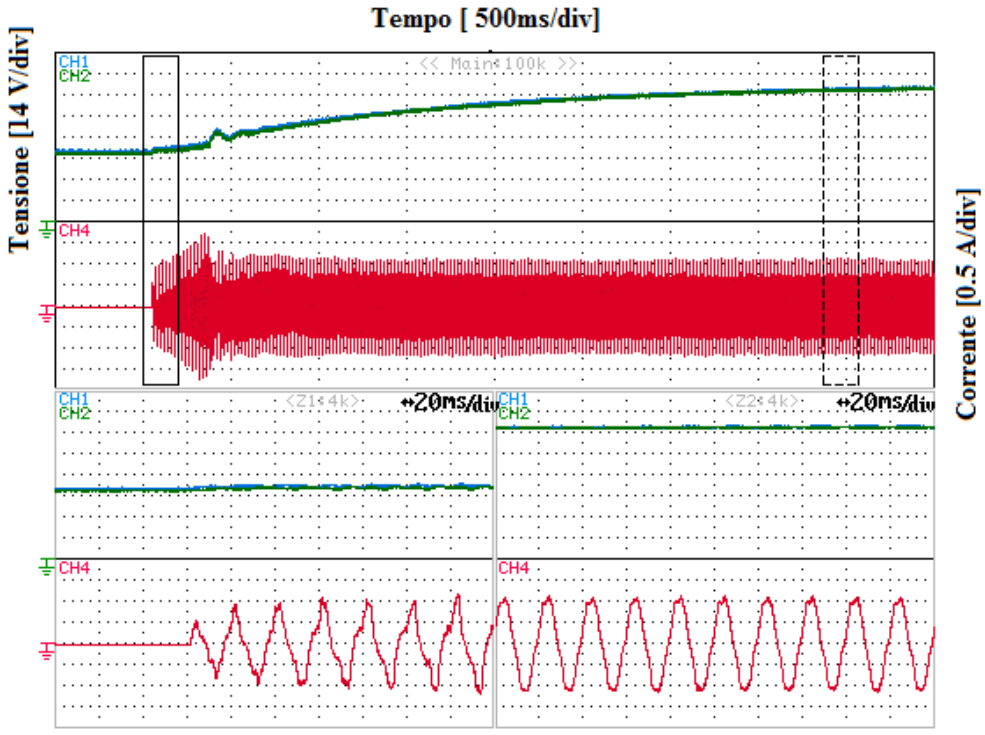

Figura 4.15 Start-up del Sistema e Funzionamento a regime: EUa e ELa – Ioa

4.2.2 Funzionamento a regime

Si analizza ora la fase di funzionamento a regime del sistema.
In figura 4.16 sono riportate le tensioni del bus DC dei moduli superiori ed inferiori dei vari rami, unitamente alle correnti d'uscita (blu: ramo a; verde: ramo b; arancio: ramo c). Nello specifico nel grafico a sono riportate le tensioni EUk misurate, nel grafico b le ELk misurate, e nel grafico c le correnti d'uscita.

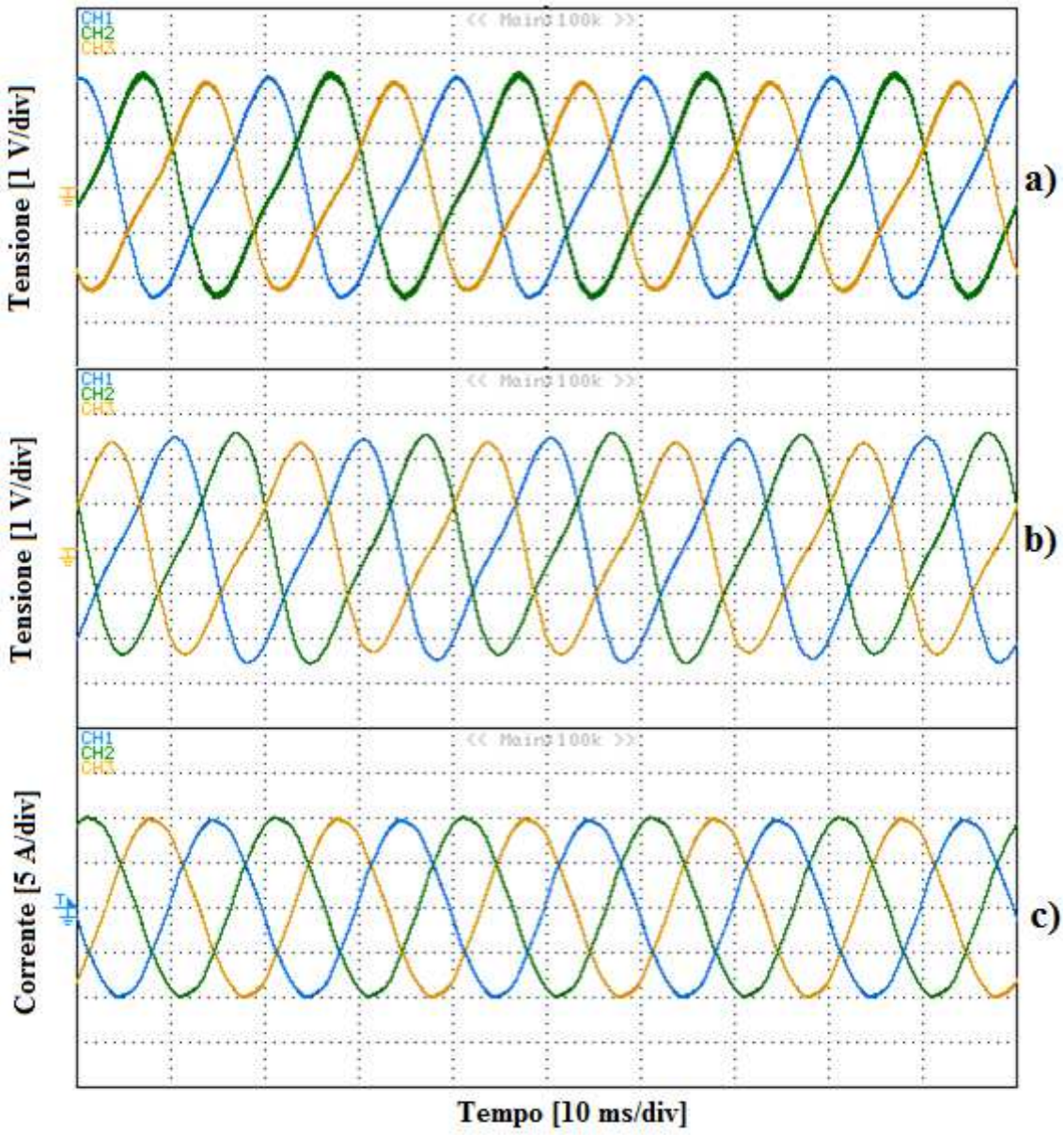

Figura 4.16 Funzionamento a regime: EUk - ELk - Ioa – Iok

Le EUk ed ELk sono tensioni oscillanti attorno al valor medio di 90V (i grafici sono realizzati in accoppiamento AC, quindi la componente continua non viene visualizzata) e presentano un ripple di circa 4.5V.
Le correnti d'uscita seguono fedelmente il riferimento imposto (in questo caso la Io,ref ha ampiezza 10 A), infatti risultano essere 3 onde sinusoidali della frequenza di 50Hz e ampiezza 10 A.

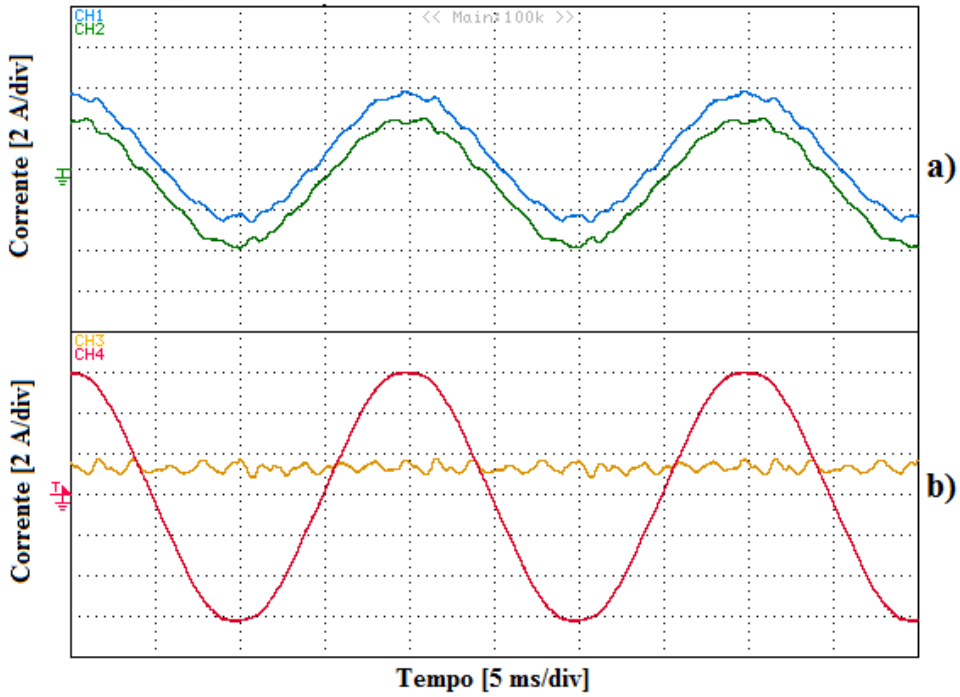

Figura 4.17 Funzionamento a regime: IUa e ILa - Ioa e Ida

In figura 4.17 sono riportate le correnti di ramo superiore (CH1) ed inferiore (CH2) del ramo a, assieme alle correnti d'uscita (CH3) e differenziale (CH4) del medesimo ramo.
In questo caso la corrente d'uscita di riferimento era fissata a 6 A d'ampiezza, e difatti si può notare che le correnti di ramo risultano avere un'ampiezza di 3V di picco (Io,ref/2), mentre la corrente d'uscita ha ampiezza uguale al riferimento ovvero 6 A.
Infine, si può constatare come la frequenza d'oscillazione sia coerente con quella imposta dal riferimento, ovvero 50Hz (periodo di oscillazione 20ms).

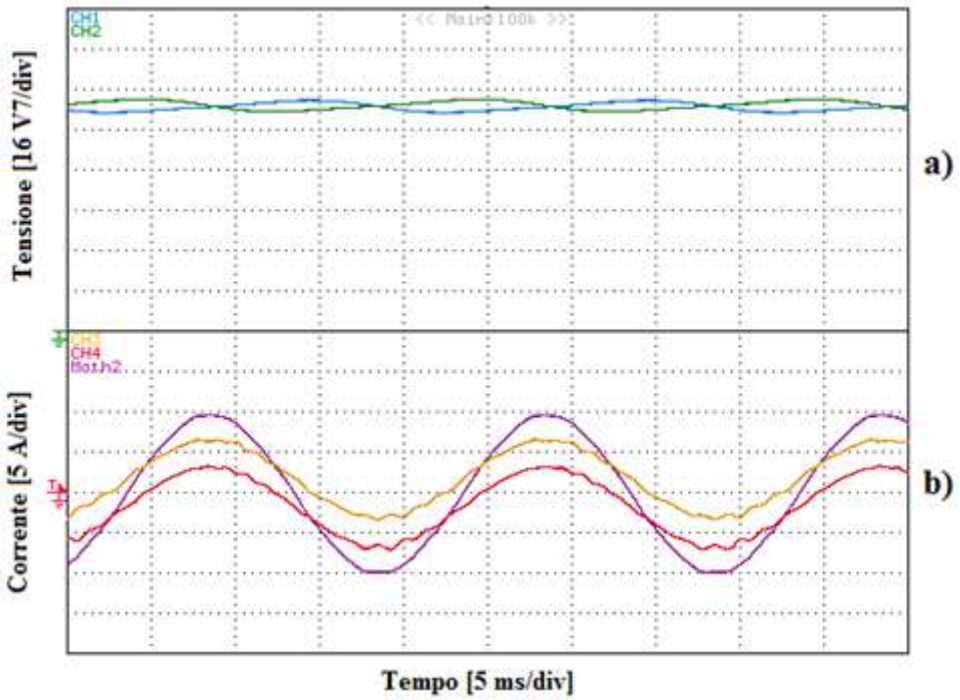

Figura 4.18 Funzionamento a regime: EUa e ELa - IUa,ILa e Ioa (calcolata matematicamente)

Per maggior chiarezza, nella figura 4.18 sono riportate le tensioni EUa (CH1) ed ELa (CH2) (questa volta in accoppiamento DC), assieme alle correnti di ramo IUa (CH3) e Ila (CH4) ed alla loro somma matematica, ovvero la Ioa (Math2).

Infine, nelle immagini seguenti sono riportate le tensioni di fase e di polo dei 3 rami.
Nello specifico in figura 4.19 sono riportate le tensioni di fase del convertitore. Come da teoria queste sono tensioni a 4 livelli ($\pm E_{DC}$, $\pm E_{DC}/2$), e risultano essere isofrequenziali alla corrente d'uscita.

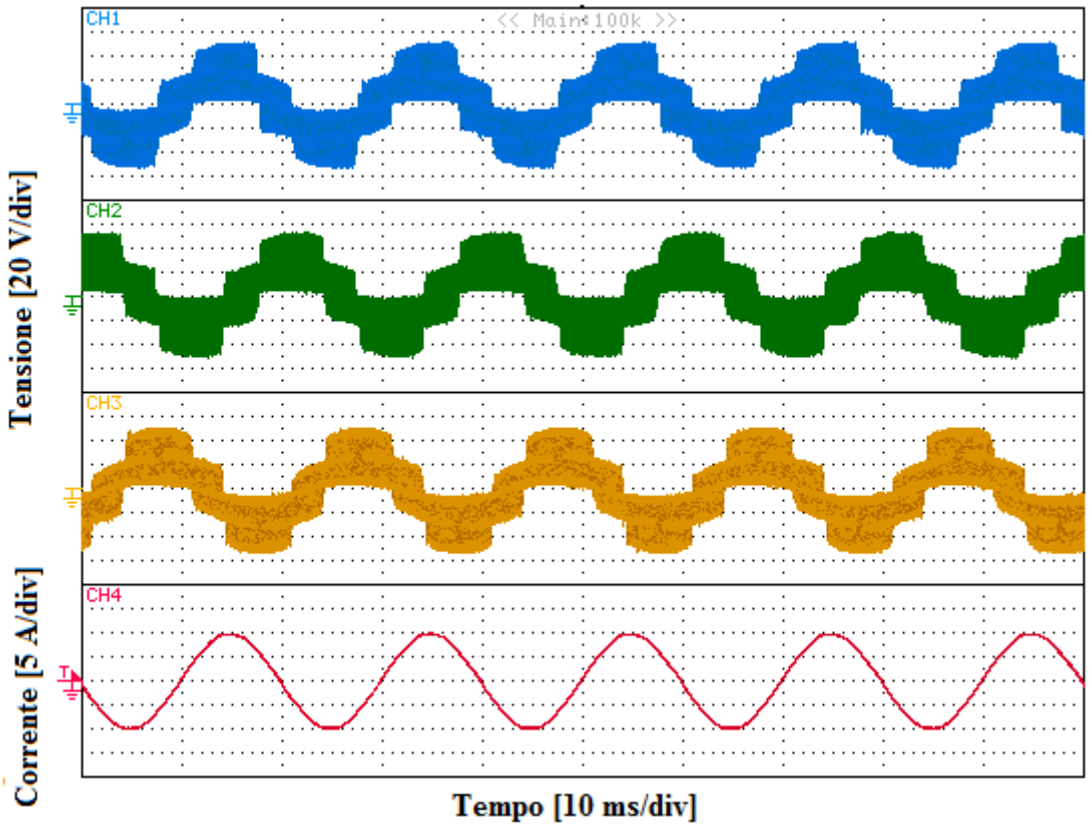

Figura 4.19 Funzionamento a regime: Tensioni di Fase – Ioa

In figura 4.20 e 4.21 sono riportate le tensioni di polo del convertitore.
Queste risultano essere tensioni ad onda quadra o a due livelli (E_{DC},0) e oscillano alla frequenza dei modulatori PWM, ovvero 15 kHz (periodo di oscillazione di 66.6µs).

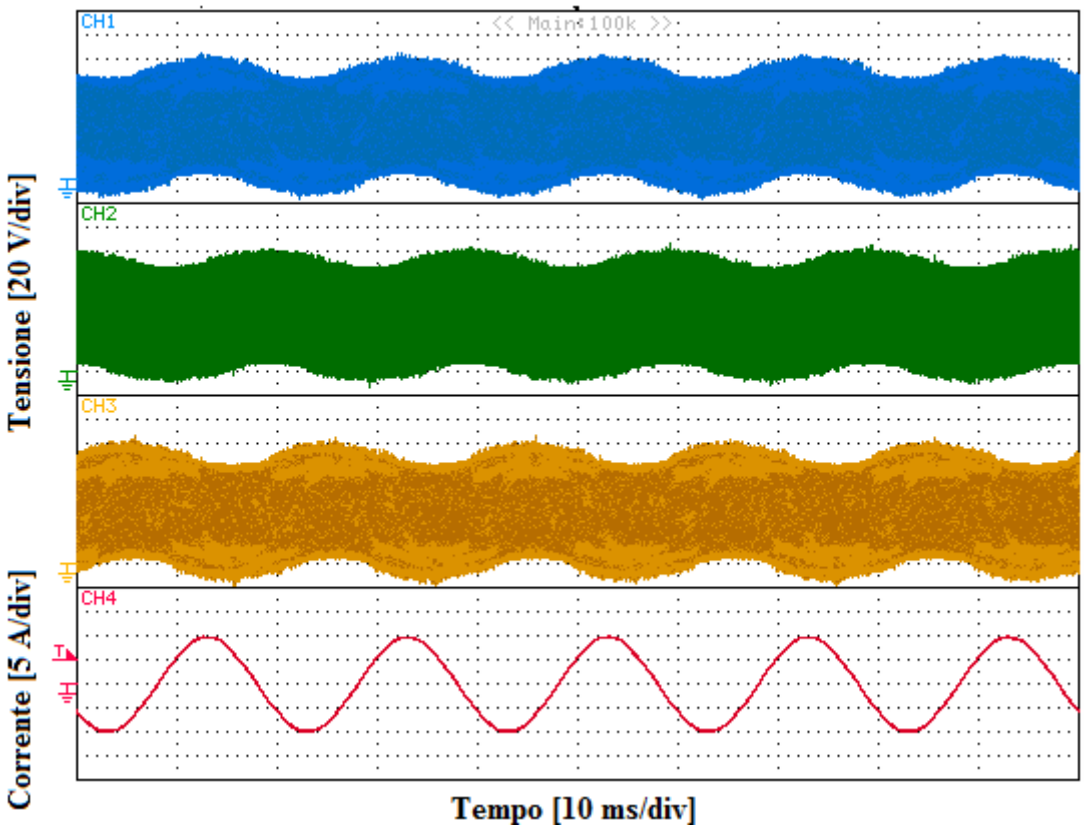

Figura 4.20 Funzionamento a regime: Tensioni di Polo - Ioa

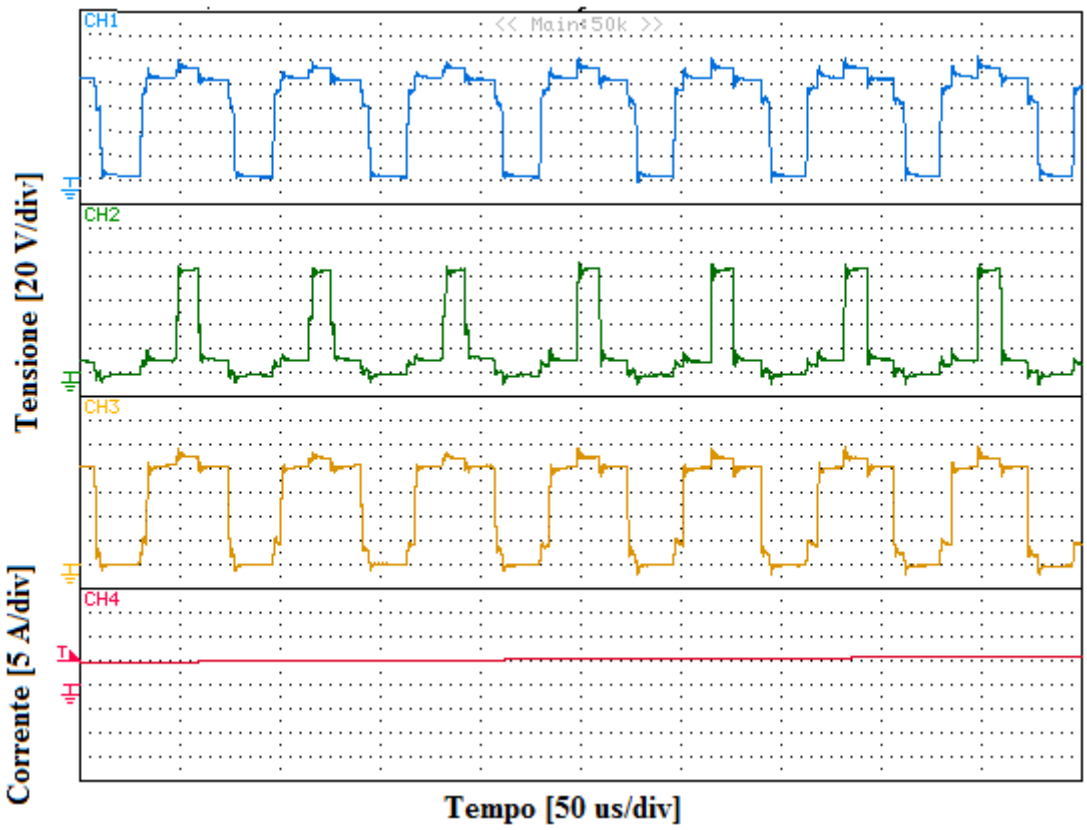

Figura 4.21 Funzionamento a regime (zoom): Tensioni di Polo - Ioa

4.2.3 Variazione delle tensioni di riferimento sui bus DC dei moduli

Constatato anche sperimentalmente il corretto funzionamento del sistema, si passa alla fase di test della robustezza del controllo implementato.
Come per le simulazioni teoriche, i primi test volgono alla variazione del riferimento di tensione del bus DC dei moduli.
In figura 4.22 è riportato l'esito della variazione della tensione EUa,ref dal valore di 90V (E_{DC}) al valore di 110V.

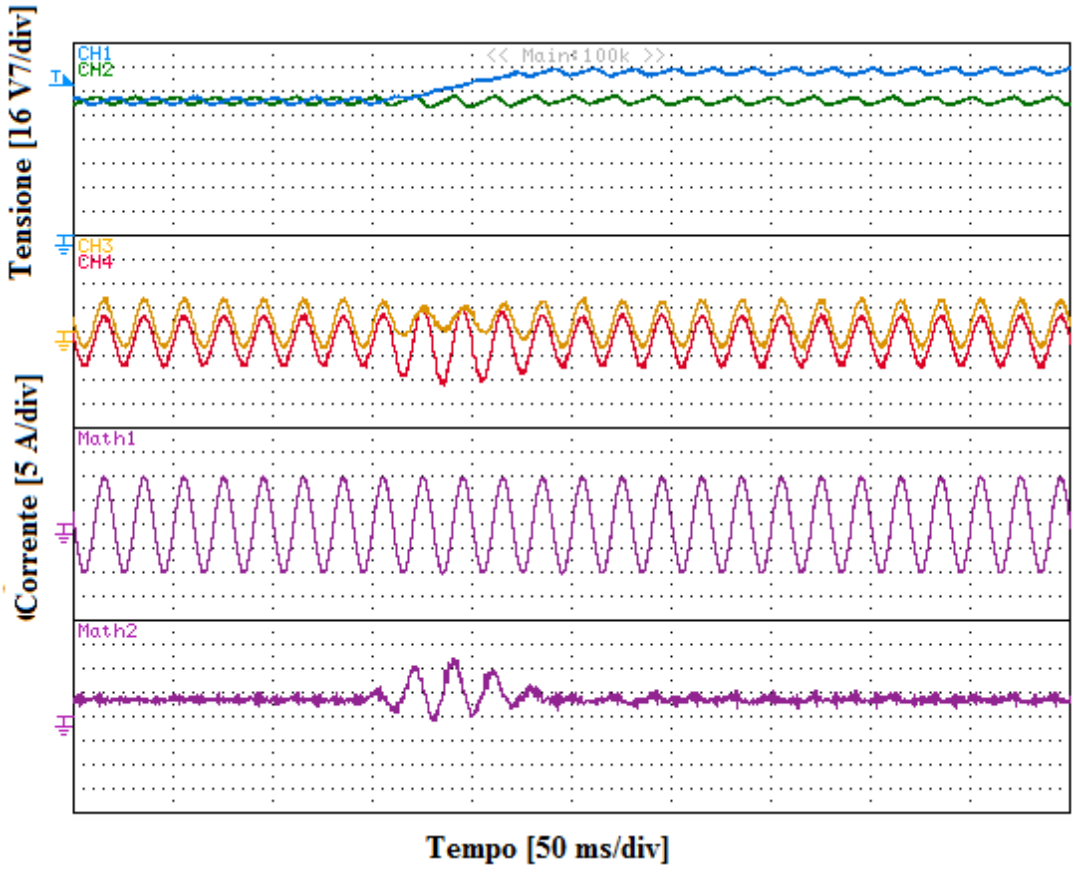

Figura 4.22 Risposta del sistema alla variazione di EUa,ref da 90 a 110V:
EUa e ELa - Iua e Ila - Ioa – Ida

I canali CH1 e CH2 mostrano le tensioni EUa ed ELa rispettivamente. Si nota come la tensione EUa raggiunga il nuovo valore di riferimento attraverso un transitorio esponenziale, non sovraelongato, della durata di circa 50ms. La tensione ELa non risente in modo significativo della perturbazione applicata (il valor medio rimane costante, aumenta solo il ripple).
I canali CH3 e CH4 rappresentano le correnti di ramo IUa ed ILa. Entrambe le correnti risentono della perturbazione, ma dopo un breve transitorio ritornano al loro valore iniziale.
I canali Math1 e 2 mostrano la corrente d'uscita e differenziale rispettivamente, calcolate matematicamente come la somma e la differenza dei canali 3 e 4.
Si nota come la corrente d'uscita non risenta della perturbazione. Questo è sintomo di un controllo ben strutturato e robusto alle perturbazioni esterne.

Infine, come da teoria, si nota che la corrente differenziale sale durante il transitorio di carica dei bus DC, e si riporta al proprio valore iniziale una volta raggiunta la nuova condizione di regime.
Anche sperimentalmente è stato eseguito il test duale a quello appena mostrato, ovvero la variazione della tensione di riferimento EUa,ref da 110V a 90V.
L'esito di tale prova è riportato in figura 4.23.

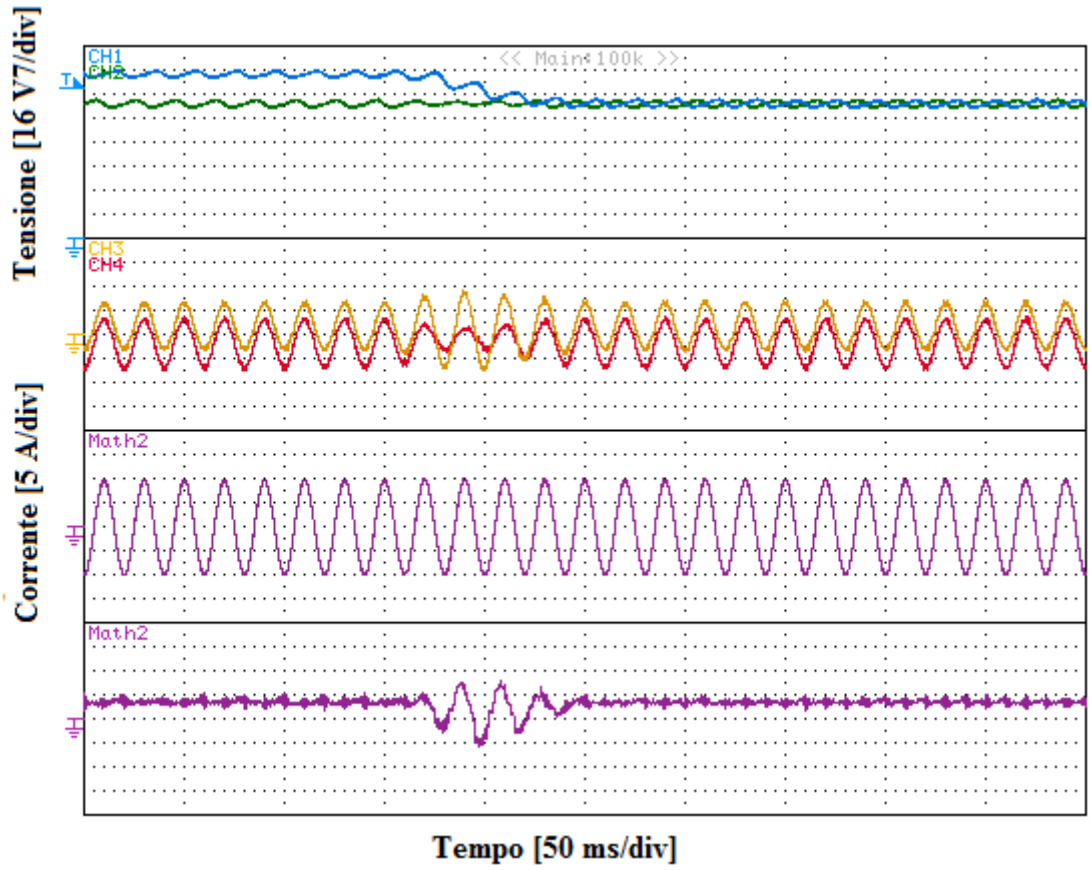

Figura 4.23 Risposta del sistema alla variazione di EUa,ref da 110 a 90V:
EUa e ELa - Iua e Ila - Ioa – Ida

Anche in questo caso si nota che la tensione EUa si porta al nuovo valore di riferimento attraverso un transitorio di breve durata (circa 65ms), mentre la ELa non risente della perturbazione.
Ancora una volta le correnti di ramo IUa ed ILa vengono perturbate a causa della variazione di EUa,ref, ma si riportano al proprio valore iniziale una volta raggiunta la nuova condizione di regime.
Nonostante le correnti di ramo vengano perturbate, la loro somma rimane costante, il che implica una corrente d'uscita costante e fedele al riferimento imposto.
Infine, anche in questo caso la corrente differenziale (differenza tra IUa ed ILa) cresce durante il transitorio di carica dei bus DC, per poi diminuire e tornare al proprio valore iniziale una volta raggiunta la condizione di regime.

4.2.4 Variazione della corrente di uscita richiesta al convertitore

Verificata buona capacità del controllo di far fronte ad una variazione della tensione di riferimento dei bus DC, si è verificata la capacità di reazione del sistema ad una variazione del riferimento di corrente d'uscita richiesto.
Come per le simulazioni teoriche sono stati eseguiti due test: la variazione di Io,ref da 1 a 6 A e la variazione di Io,ref da 1 a 10 A.
In figura 4.24 è riportato l'esito del primo test, ovvero la variazione di Io,ref da 1 A a 6 A di ampiezza.

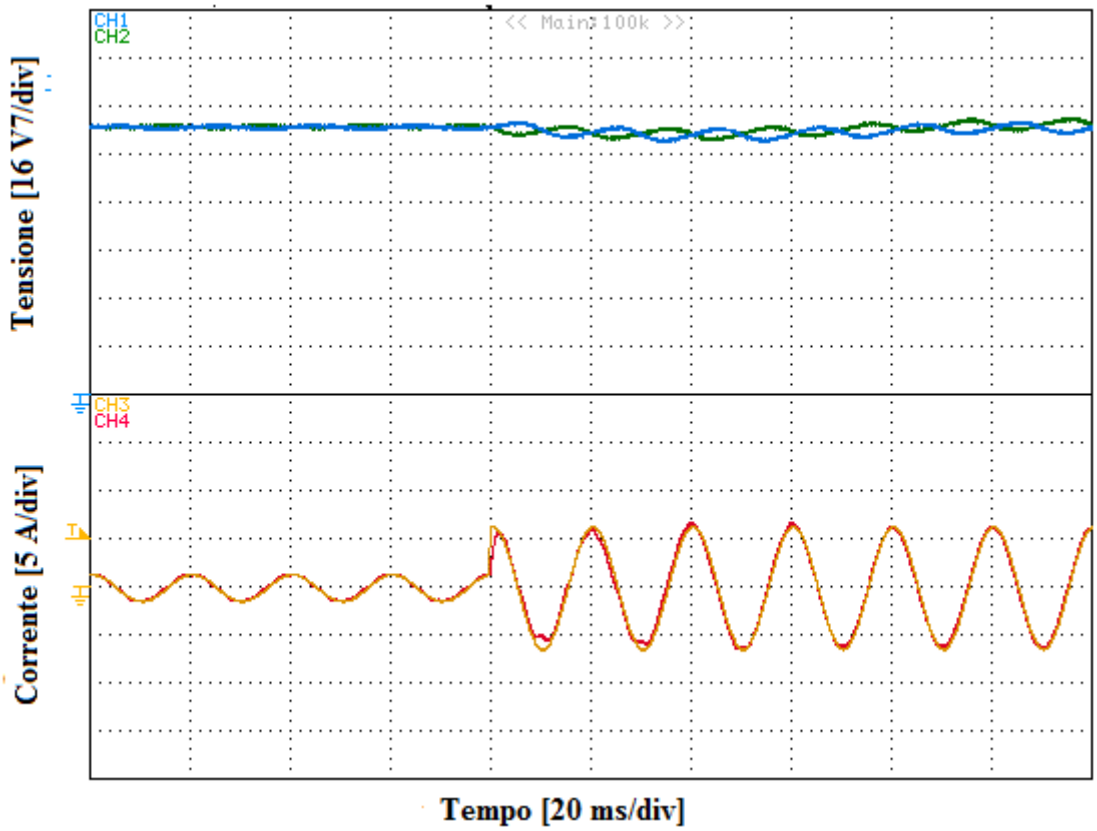

Figura 4.24 Risposta del sistema alla variazione di Io,ref da 1 a 6A:
EUa e ELa – Ioa e Ioa_ref

Le tracce CH1 e CH2 mostrano le tensioni sui condensatori del bus DC del modulo superiore ed inferiore del ramo a (EUa ed ELa rispettivamente), mentre le tracce CH3 e CH4 mostrano la corrente d'uscita Io,ref e la corrente d'usita Io misurata.
Si nota che la corrente d'uscita segue perfettamente il riferimento imposto, senza distorsioni né transitori sovraelongati.
Le tensioni sul bus DC non risentono fortemente della perturbazione applicata. Il loro valor medio rimane costante, mentre ne aumenta solamente il ripple di tensione.
In figura 4.25 è riportato l'esito del secondo test, nel quale si è variato l'ampiezza di Io,ref da 1 a 10 A.

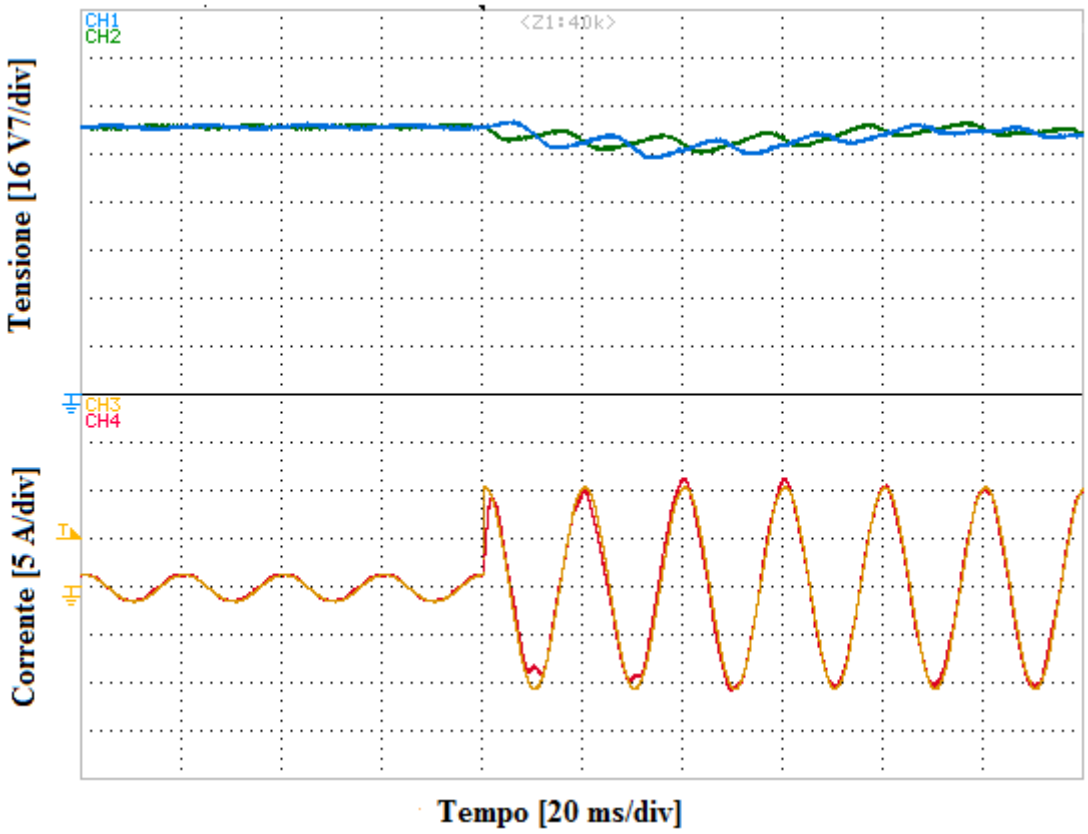

Figura 4.25 Risposta del sistema alla variazione di Io,ref da 1 a 10A:
EUa e ELa – Ioa e Ioa_ref

Anche per questa immagine, le tracce CH1 e CH2 mostrano le tensioni EUa ed ELa rispettivamente, mentre le tracce CH3 e CH4 mostrano la Io,ref e la Io misurata.
Anche questa seconda prova fornisce un esito molto positivo, infatti la corrente d'uscita riesce nuovamente ad inseguire il riferimento di tensione applicato.
Nuovamente le tensioni sui bus DC non si discostano sensibilmente dal lor valore di riferimento, se non per un brevissimo transitorio di qualche decina di millisecondi.
Infine, in figura 4.26 è riportato l'esito di un'ulteriore prova sperimentale, nella quale viene variata l'ampiezza di Io,ref da 2 A a 6 A.
Grazie alle funzioni messe a disposizione dall'oscilloscopio utilizzato, possiamo ancora una volta analizzare in dettaglio due finestre temporali riguardanti la precedente e successiva fase di funzionamento a regime del sistema.

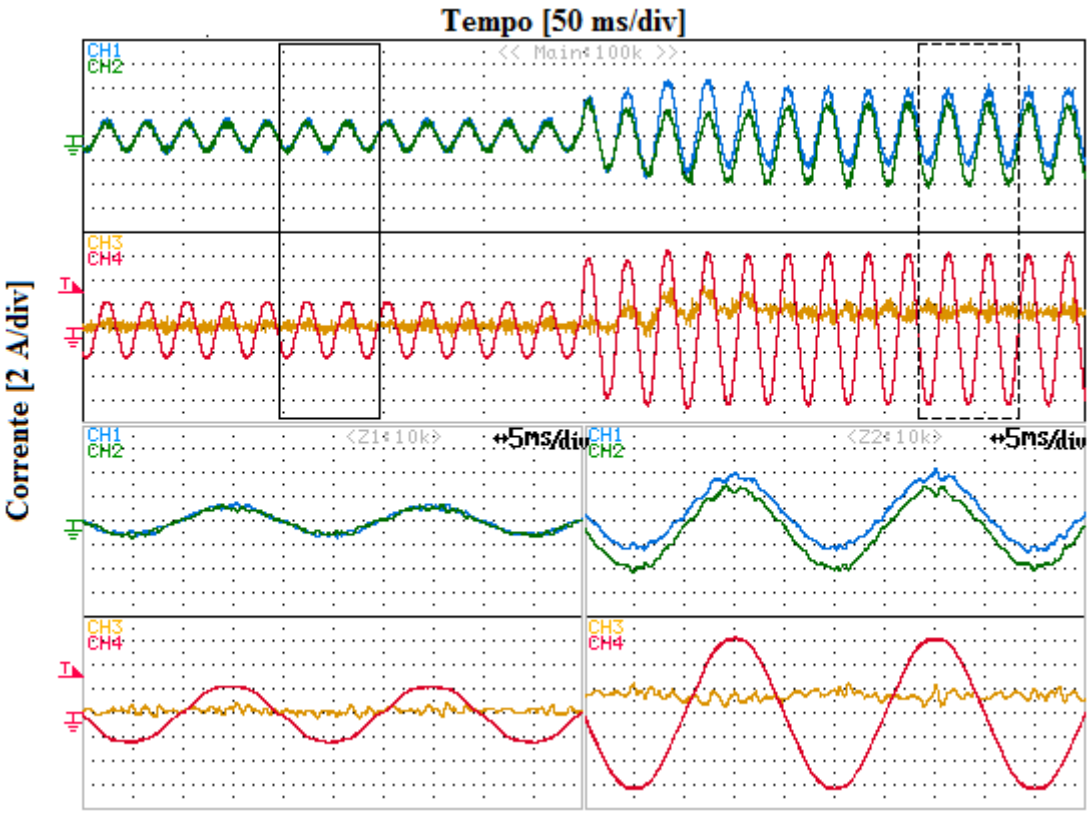

Figura 4.26 Risposta del sistema alla variazione di Io,ref da 2 a 6A:
IUa e ILa – Ioa e Ida

I canali CH1 e CH2 riportano le tracce relative alle correnti di ramo IUa ed ILa, mentre i canali CH3 e CH4 riportano la corrente differenziale e totale misurata.
Anche in questo caso si nota la coerenza con quanto analizzato nelle simulazioni teoriche.
Le correnti di ramo risultano essere isofrequenziali con la corrente d'uscita, e d'ampiezza mezza rispetto la medesima. Questa condizione è pienamente rispettata in entrambe le fasi di regime.
La corrente differenziale (CH3) risulta avere un valore pressoché costante in entrambe le fasi di regime, mentre varia la propria ampiezza durante il transitorio che congiunge le due fasi di regime. Ancora una volta si denota la coerenza con quanto visto in simulazione.

4.2.5 Analisi spettrale delle correnti di ramo

Sin dalle prime prove sperimentali, si è riscontrato lo stesso grado di distorsione sulle correnti di ramo misurate nel sistema.
Memori della soluzione adottata in simulazione, si è adottato lo stesso metodo risolutivo.
In figura 4.27 è riportato l'esito dell'analisi spettrale eseguita sulla corrente di ramo inferiore.

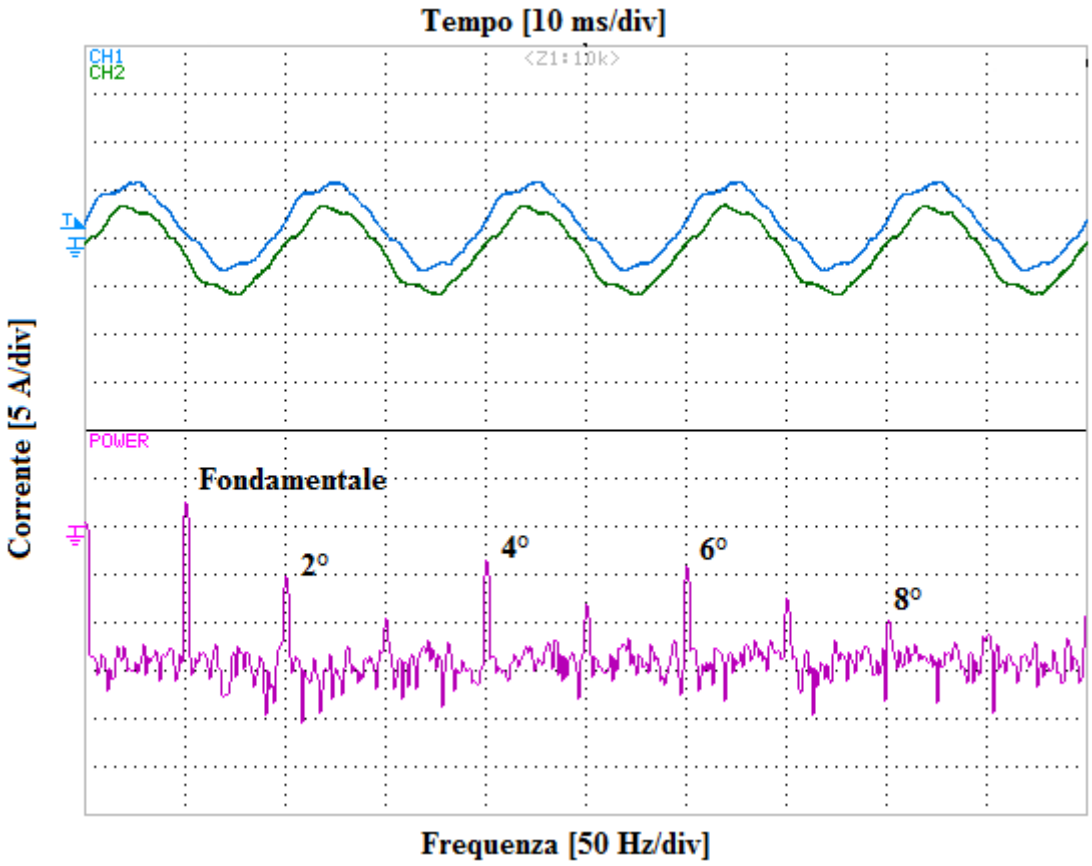

Figura 4.27 Spettro di ILa senza l'utilizzo di PR di ordine superiore

Come si può notare le correnti IUa ed ILa (canali CH1 e CH2) presentano un consistente grado di distorsione.
Dallo spettro riportato nel secondo quadrante dell'immagine 4.27 si denota la presenza di 4 componenti armoniche indesiderate di ampiezza non trascurabile rispetto alla fondamentale: la 2° (100 Hz), la 4° (200Hz), la 6° (300Hz) e l'8° armonica (400Hz).
Inserendo nel loop di controllo di corrente 4 regolatori PR (Proporzionali Risonanti) accordati su queste quattro armoniche, se ne riesce a controbatterne fortemente l'effetto distorcente.
In figura 4.28 sono riportate le correnti di ramo IUa ed ILa ottenute inserendo i regolatori PR di ordine superiore nel loop di controllo.

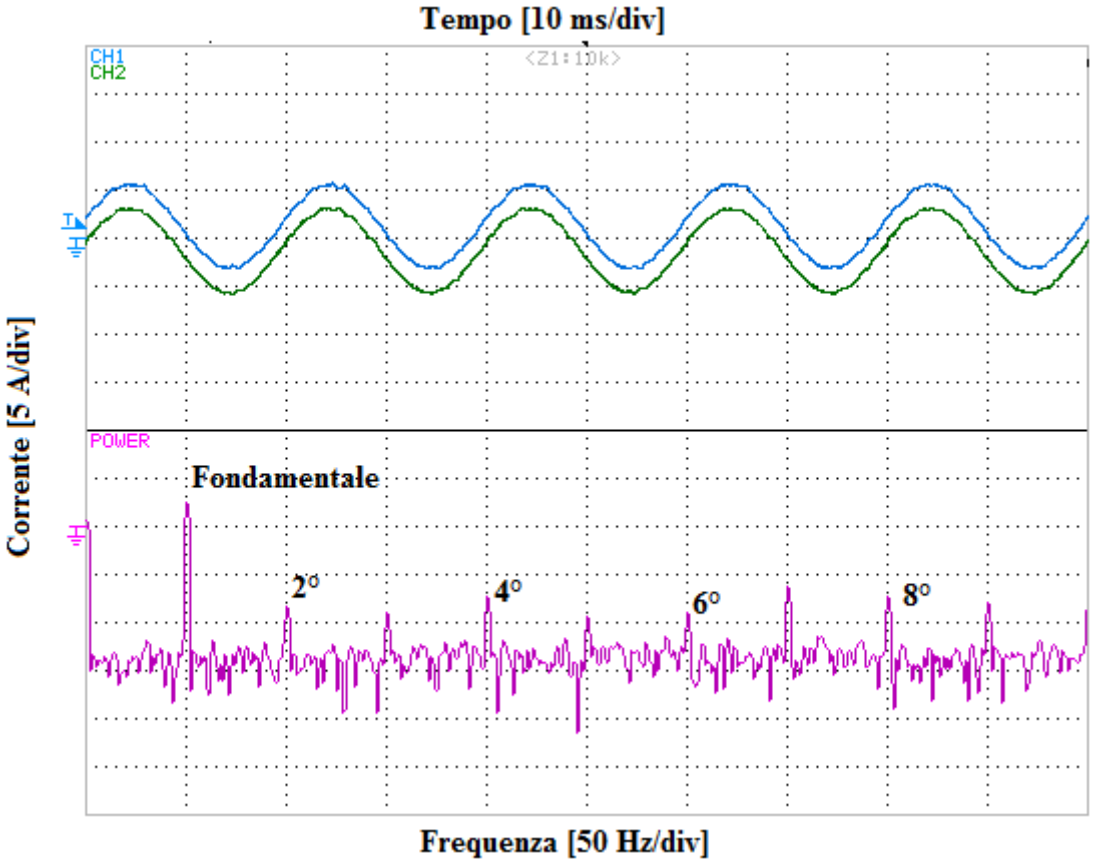

Figura 4.28 Spettro di ILa con senza l'utilizzo di PR di ordine superiore

Come si può ben notare, le tracce riportate in CH1 e CH2 presentano una distorsione significativamente minore rispetto al caso precedente.
L'analisi spettrale riportata nel secondo grafico della figura 4.28, mostra chiaramente come le componenti armoniche indesiderate siano state fortemente attenuate dai regolatori utilizzati.

Conclusioni

In questa tesi si è analizzato il convertitore MMC, caratterizzandone matematicamente il comportamento attraverso un modello consistente, sia per la versione monofase che trifase. Per la versione trifase si è fatto largamente uso della teoria dei vettori di spazio, ottenendo così una trattazione più snella.
Si è elaborato ed analizzato un metodo di controllo efficiente, basato sul bilanciamento delle energie totali e differenziali, controllo successivamente implementato.
Nella strategia di controllo si è fatto parzialmente uso della teoria dei vettori di spazio, trattando i rimanenti aspetti in maniera scalare (grandezze relative al singolo ramo).
È stato realizzato un modello circuitale in ambiente MATLAB/Simulink, nel quale sono state implementate varie versioni degli apparati di controllo, differenti tra loro per il metodo operativo.
Tale modello circuitale è stato ampiamente simulato e testato al fine di verificarne il corretto funzionamento e la robustezza ad eventuali perturbazioni esterne.
Infine, è stato analizzato e collaudato un prototipo del convertitore.
Le prove sperimentali eseguite sul prototipo hanno dato pieno riscontro con quanto riscontrato nelle simulazioni teoriche, ed entrambe sono risultate consistenti con gli aspetti teorici analizzati in principio.
La tesi svolta funge da base di partenza per eventuali sviluppi futuri.
Un metodo di controllo interamente basato sulla teoria dei vettori di spazio è certamente un traguardo di notevole importanza, perché consentirebbe il risparmio di numerose risorse software ed una implementazione più snella e meno ridondante degli apparati circuitali.
Raggiunti questi obbiettivi, sarà più facile avviarsi verso la decentralizzazione del controllo, ovvero la realizzazione di un controllo del convertitore distribuito totalmente (o in prima istanza solo parzialmente) sui vai moduli del convertitore, così da eliminare la necessità di avere un unico apparato di gestione (nel caso analizzato nella tesi un DSP) obbligato a gestire innumerevoli variabili.

Bibliografia

- Sviluppo di una Architettura Modulare per Convertitori Multilivello MMC: Jacopo Sammarchi (Alma Mater Studiorum – Università di Bologna), Tesi di Laurea in Conversione Statica Dell'energia Elettrica – 2016

- Design, Control and Application of Modular Multilevel Converters for HVDC Transmission Systems - Kamran Sharifabadi (Research & Technology, Statoil ASA, Norway); Lennart Harnefors (ABB Corporate Research, Sweden); Hans-Peter Nee (School of Electrical Engineering, KTH Royal Institute of Technology, Sweden); Staffan Norrga (School of Electrical Engineering, KTH Royal Institute of Technology, Sweden); Remus Teodorescu (Department of Energy Technology, Aalborg University, Denmark) – 2016.