

**ALMA MATER STUDIORUM - UNIVERSITÀ DI BOLOGNA**

---

SCUOLA DI INGEGNERIA E ARCHITETTURA

DIPARTIMENTO di  
INGEGNERIA DELL'ENERGIA ELETTRICA E DELL'INFORMAZIONE  
"Guglielmo Marconi"  
DEI

**CORSO DI LAUREA MAGISTRALE IN INGEGNERIA ELETTRICA**

**TESI DI LAUREA**  
in  
Enertronica M

**STUDIO, SIMULAZIONE E VERIFICA SPERIMENTALE DI  
TECNICHE DI CONTROLLO PER CONVERTITORI  
MULTILIVELLO MODULARI**

CANDIDATO:  
Gianluca De Bonis

RELATORE:  
Prof. Ing. Angelo Tani

CORRELATORI:  
Dott. Ing. Marco Bonavoglia  
Dott. Ing. Michele Mengoni  
Dott. Ing. Luca Zarri

Anno Accademico 2012/13

Sessione III



*A Giulia.*

*Alla mia famiglia.*



## Sommario

L'evoluzione dei componenti elettronici di potenza ed il conseguente sviluppo dei convertitori statici dell'energia elettrica hanno consentito di ottenere un'elevata efficienza energetica, sia nell'ambito degli azionamenti elettrici, sia nell'ambito della trasmissione e distribuzione dell'energia elettrica. L'efficienza energetica è una questione molto importante nell'attuale contesto storico, in quanto si sta facendo fronte ad una elevatissima richiesta di energia, sfruttando prevalentemente fonti di energia non rinnovabili. L'introduzione dei convertitori statici ha reso possibile un notevolissimo incremento dello sfruttamento delle fonti di energia rinnovabili: si pensi ad esempio agli inverter per impianti fotovoltaici o ai convertitori back to back per applicazioni eoliche.

All'aumentare della potenza di un convertitore aumenta la sua tensione di esercizio: le limitazioni della tensione sopportabile dagli IGBT, che sono i componenti elettronici di potenza di più largo impiego nei convertitori statici, rendono necessarie modifiche strutturali per i convertitori nei casi in cui la tensione superi determinati valori.

Tipicamente in media ed alta tensione si impiegano strutture multilivello.

Esistono più tipi di configurazioni multilivello: nel presente lavoro è stato fatto un confronto tra le varie strutture esistenti e sono state valutate le possibilità offerte dall'architettura innovativa Modular Multilevel Converter, nota come MMC. Attualmente le strutture più diffuse sono la Diode Clamped e la Cascaded. La prima non è modulare, in quanto richiede un'apposita progettazione in relazione al numero di livelli di tensione. La seconda è modulare, ma richiede alimentazioni separate e indipendenti per ogni modulo. La struttura MMC è modulare e necessita di un'unica alimentazione per il bus DC, ma la presenza dei condensatori richiede particolare attenzione in fase di progettazione della tecnica di controllo, analogamente al caso del Diode Clamped.

Un esempio di possibile utilizzo del convertitore MMC riguarda le trasmissioni HVDC, alle quali si sta dedicando un crescente interesse negli ultimi anni.



# Indice

<b>Sommario .....</b>	<b>5</b>
<b>Indice .....</b>	<b>7</b>
<b>Elenco delle Figure .....</b>	<b>9</b>
<b>Introduzione.....</b>	<b>15</b>
<b>1 Confronto tra architetture di inverter multilivello.....</b>	<b>17</b>
1.1 Generalità sugli inverter multilivello.....	17
1.2 Inverter multilivello Diode Clamped.....	18
1.3 Inverter multilivello Cascaded .....	20
1.4 Convertitore MMC .....	21
<b>2 Tipologie di MMC e tecniche di modulazione.....</b>	<b>25</b>
2.1 MMC Monofase a singolo ramo e a doppio ramo.....	25
2.2 MMC Trifase e Back to Back.....	27
2.3 Modulazione PWM per inverter multilivello .....	30
2.4 Modulazione a gradini .....	34
<b>3 Modello matematico del Modular Multilevel Converter .....</b>	<b>37</b>
3.1 Equazioni costitutive per il singolo modulo generico .....	37
3.2 Equivalenza tra un numero generico di moduli ed un singolo modulo..	39
3.3 Elaborazione delle equazioni per ottenere una forma adatta al controllo .....	42
3.4 Ripple di tensione sui condensatori e considerazioni sulla scelta del valore della capacità dei moduli .....	48
3.5 Introduzione dell'energia elettrostatica dei condensatori nelle equazioni .....	49
3.6 Estensione del modello matematico al caso trifase .....	54
<b>4 Sistemi di controllo progettati.....</b>	<b>59</b>

4.1	Teoria del controllo vincolato.....	59
4.2	Significato fisico del vincolo nel caso di un numero generico di moduli per ramo .....	63
4.3	Considerazioni sul controllo non vincolato .....	66
4.4	Strategia di gestione dei moduli per mantenere bilanciati i condensatori .....	67
<b>5</b>	<b>Simulazioni.....</b>	<b>69</b>
5.1	Simulazione del transitorio di carica iniziale dei condensatori .....	70
5.2	Simulazione del controllo vincolato in catena chiusa .....	77
5.3	Simulazione del controllo vincolato in catena aperta.....	87
5.4	Simulazione del controllo non vincolato .....	94
5.5	Simulazione del controllo non vincolato per MMC trifase .....	101
5.6	Simulazione del sistema di gestione dei moduli per mantenere bilanciati i condensatori.....	109
<b>6</b>	<b>Prove sperimentali.....</b>	<b>117</b>
6.1	Transitorio di carica dei condensatori .....	120
6.2	Controllo vincolato in catena aperta .....	123
6.3	Controllo non vincolato in catena chiusa .....	127
	<b>Conclusioni.....</b>	<b>135</b>
	<b>Bibliografia.....</b>	<b>137</b>
	<b>Bibliografia non citata.....</b>	<b>139</b>

## Elenco delle Figure

Figura 1-1 - Schematizzazione di un ramo d'inverter a due livelli. ....	17
Figura 1-2 - Schematizzazione di un ramo d'inverter a cinque livelli. ....	18
Figura 1-3 - Struttura di un ramo d'inverter a tre livelli di tipo Diode Clamped [1]. ....	19
Figura 1-4 - Struttura di un ramo d'inverter a cinque livelli di tipo Diode Clamped [1]. ....	19
Figura 1-5 - Inverter trifase a tre livelli di tipo Diode Clamped. ....	19
Figura 1-6 - Singolo modulo di inverter di tipo Cascaded. ....	20
Figura 1-7 - Ramo d'inverter di tipo Cascaded a nove livelli [1]. ....	21
Figura 1-8 - Ramo d'inverter MMC generico [4]. ....	22
Figura 1-9 - Classificazione delle tecniche di modulazione per inverter multilivello [1]. ....	23
Figura 2-1 - MMC Monofase a singolo ramo. ....	25
Figura 2-2 - MMC Monofase a doppio ramo. ....	27
Figura 2-3 - MMC Trifase [7]. ....	27
Figura 2-4 - Fase generica "a" di MMC costituita da "P" rami in parallelo [6]. ....	28
Figura 2-5 - Convertitore Back to Back generico [7]. ....	29
Figura 2-6 - MMC Trifase Back to Back [2]. ....	29
Figura 2-7 - Applicazione eolica offshore [5]. ....	30
Figura 2-8 - Schematizzazione di un ramo d'inverter a tre livelli. ....	31
Figura 2-9 - Esempi di modulazione multiportante. ....	32
Figura 2-10 - Confronto tra modulazione con singola portante e multiportante. ....	33
Figura 2-11 - Modulazione a gradini [1]. ....	35
Figura 2-12 - Modulazione a gradini per convertitore a sette livelli al variare dell'ampiezza della tensione richiesta [1]. ....	35
Figura 3-1 - Singolo modulo di MMC. ....	38
Figura 3-2 - Ramo d'inverter MMC a tre livelli possibili e carico in parallelo al ramo inferiore. ....	42
Figura 3-3 - Ramo d'inverter MMC a tre livelli possibili e carico fra i punti centrali. ....	47
Figura 3-4 - Convertitore MMC Trifase. ....	55
Figura 4-1- Controllo vincolato per ramo di MMC a sette livelli. ....	64

Figura 4-2 – Tipologie di modulazione PWM per ottenere la stessa modulante con funzione di commutazione diversa.....	65
Figura 4-3 - Algoritmo di bilanciamento della tensione dei condensatori [2].....	68
Figura 5-1 – Singolo ramo di MMC con carico disinserito.....	69
Figura 5-2 – Modello utilizzato per simulare il transitorio di carica con modulanti pari a 0,5.....	70
Figura 5-3 – Modulatore PWM.....	71
Figura 5-4 – Generatore di portante triangolare.....	71
Figura 5-5 – Modello del singolo ramo di MMC con elementi della libreria SymPowerSystems.....	71
Figura 5-6 – Modello del singolo modulo di MMC con elementi della libreria SymPowerSystems.....	72
Figura 5-7 – Tensioni di carica dei condensatori con modulanti pari a 0,5.....	72
Figura 5-8 - Correnti di carica dei condensatori per modulanti pari a 0,5.....	73
Figura 5-9 - Circuito di precarica condensatori con IGBT spenti.....	73
Figura 5-10 - Modello utilizzato per simulare il transitorio di carica con funzioni di commutazione nulle.....	74
Figura 5-11 - Modello del modulo del ramo superiore con stesso segnale di gate per entrambi gli IGBT.....	74
Figura 5-12 - Tensioni di carica dei condensatori con tutti gli IGBT spenti.....	75
Figura 5-13 - Correnti di carica dei condensatori con tutti gli IGBT spenti.....	75
Figura 5-14 - Modello utilizzato per simulare il transitorio di carica misto.....	76
Figura 5-15 - Modello del modulo del ramo superiore per simulare il transitorio di carica misto.....	76
Figura 5-16 – Tensioni di carica dei condensatori nel transitorio misto.....	77
Figura 5-17 - Correnti di carica dei condensatori nel transitorio misto.....	77
Figura 5-18 – Controllo vincolato in catena chiusa del singolo ramo di MMC.....	78
Figura 5-19 – Implementazione del controllo vincolato.....	78
Figura 5-20 – Dettaglio del modulatore PWM.....	79
Figura 5-21 – Modello del singolo ramo di MMC basato sulle equazioni.....	80
Figura 5-22 – Modello del singolo ramo di MMC con componenti della libreria SymPowerSystems.....	80
Figura 5-23 – Inseguimento del riferimento di corrente nel sistema di controllo vincolato in catena chiusa.....	81
Figura 5-24 – Tensione del condensatore del modulo superiore nel controllo vincolato in catena chiusa.....	81
Figura 5-25- Tensione del condensatore del modulo inferiore nel controllo vincolato in catena chiusa.....	82

Figura 5-26 – Tensione differenziale e corrente di carico filtrate nel controllo vincolato in catena chiusa.....	82
Figura 5-27 – Corrente di circolazione nel controllo vincolato in catena chiusa.....	83
Figura 5-28 – Corrente di circolazione in un periodo della fondamentale a regime.....	83
Figura 5-29 – Modulanti nel controllo vincolato in catena chiusa.....	83
Figura 5-30 – Andamento di “ $v_{CH}$ ” per valore iniziale di 17 V.....	84
Figura 5-31 - Andamento di “ $v_{CL}$ ” per valore iniziale di 17 V.....	84
Figura 5-32 – Corrente di riferimento e corrente di carico effettiva in presenza di un errore sulla sua misura.....	85
Figura 5-33 – Tensione “ $v_{CH}$ ” in presenza di un errore sulla misura della corrente di carico.....	85
Figura 5-34 - Tensione “ $v_{CL}$ ” in presenza di un errore sulla misura della corrente di carico.....	85
Figura 5-35 – Corrente “ $i_H$ ” in presenza di errore di misura su “ $i_O$ ”.....	86
Figura 5-36 - Corrente “ $i_L$ ” in presenza di errore di misura su “ $i_O$ ”.....	86
Figura 5-37 – Controllo vincolato in catena aperta con “ $v_{dLH}$ ” imposta.....	87
Figura 5-38 – Dettaglio del sistema di controllo con “ $v_{dLH}$ ” imposta.....	87
Figura 5-39 – Corrente di carico corrispondente a “ $v_{dLH}$ ” imposta sinusoidale di ampiezza 2V e frequenza 50 Hz.....	88
Figura 5-40 – Tensione “ $v_{CH}$ ” corrispondente a “ $v_{dLH}$ ” imposta.....	88
Figura 5-41 - Tensione “ $v_{CL}$ ” corrispondente a “ $v_{dLH}$ ” imposta.....	88
Figura 5-42 – Corrente di carico con “ $v_{dLH}$ ” imposta ed errore su “ $v_{CH}$ ”.....	89
Figura 5-43 – Tensione “ $v_{CH}$ ” con “ $v_{dLH}$ ” imposta ed errore su “ $v_{CH}$ ” stessa.....	89
Figura 5-44 - Tensione “ $v_{CL}$ ” con “ $v_{dLH}$ ” imposta ed errore su “ $v_{CH}$ ”.....	90
Figura 5-45 – Corrente “ $i_H$ ” con “ $v_{dLH}$ ” imposta ed errore su “ $v_{CH}$ ”.....	90
Figura 5-46 – Corrente “ $i_L$ ” con “ $v_{dLH}$ ” imposta ed errore su “ $v_{CH}$ ”.....	90
Figura 5-47 - Controllo vincolato in catena aperta con modulanti imposte.....	91
Figura 5-48 – Corrente di carico del sistema in catena aperta controllato con modulanti imposte di ampiezza 0,2.....	91
Figura 5-49 – Tensione “ $v_{CH}$ ” nel controllo in catena aperta con modulanti imposte di ampiezza 0,2.....	92
Figura 5-50 - Tensione “ $v_{CL}$ ” nel controllo in catena aperta con modulanti imposte di ampiezza 0,2.....	92
Figura 5-51 – Corrente di carico del sistema in catena aperta controllato con modulanti imposte di ampiezza 0,4.....	93
Figura 5-52 - Tensione “ $v_{CH}$ ” nel controllo in catena aperta con modulanti imposte di ampiezza 0,4.....	93
Figura 5-53 - Tensione “ $v_{CL}$ ” nel controllo in catena aperta con modulanti imposte di ampiezza 0,4.....	93

Figura 5-54 – Schema a blocchi complessivo del controllo non vincolato. ....	94
Figura 5-55 – Blocco di controllo dell’energia totale e differenziale. ....	95
Figura 5-56 – Blocco di controllo della tensione differenziale e media. ....	95
Figura 5-57 - Inseguimento del riferimento di corrente nel sistema di controllo non vincolato. ....	96
Figura 5-58 - Tensione del “ $v_{CH}$ ” nel controllo non vincolato. ....	96
Figura 5-59 - Tensione del “ $v_{CL}$ ” nel controllo non vincolato. ....	97
Figura 5-60 – Modulanti nel controllo non vincolato. ....	97
Figura 5-61 – Corrente di circolazione nel controllo non vincolato. ....	97
Figura 5-62 – Inseguimento del riferimento di energia totale. ....	98
Figura 5-63 – Inseguimento del riferimento di energia differenziale. ....	98
Figura 5-64 – Inseguimento di corrente con errori di misura. ....	98
Figura 5-65 – Tensione “ $v_{CH}$ ” con errori di misura. ....	99
Figura 5-66 - Tensione “ $v_{CL}$ ” con errori di misura. ....	99
Figura 5-67 - Corrente Tensione “ $i_H$ ” con errori di misura. ....	100
Figura 5-68 - Corrente “ $i_L$ ” con errori di misura. ....	100
Figura 5-69 – Modulanti con errori di misura. ....	100
Figura 5-70 – Controllo non vincolato per MMC trifase. ....	101
Figura 5-71 – Blocco di controllo dell’energia totale e differenziale per MMC trifase. ....	102
Figura 5-72 – Controllo della tensione per MMC trifase. ....	102
Figura 5-73 – Controllo non vincolato con vettori di spazio per MMC trifase. ....	103
Figura 5-74 – Controllo della tensione tramite vettori di spazio. ....	103
Figura 5-75 – Blocco di trasformazione diretta. ....	103
Figura 5-76 – Blocco di trasformazione inversa. ....	104
Figura 5-77 – Blocco di generazione delle modulanti. ....	104
Figura 5-78 - Modello SymPowerSystems per MMC Trifase. ....	105
Figura 5-79 – Modello basato sulle equazioni per MMC trifase. ....	105
Figura 5-80 – Inseguimento dei riferimenti di corrente. ....	106
Figura 5-81 – Inseguimento del vettore di spazio di riferimento di corrente. ..	106
Figura 5-82 – Tensioni dei condensatori dei moduli superiori. ....	107
Figura 5-83 – Tensioni dei condensatori dei moduli inferiori. ....	107
Figura 5-84 – Correnti dei rami superiori. ....	108
Figura 5-85 – Correnti dei rami inferiori. ....	108
Figura 5-86 – Corrente di circolazione nella fase 1. ....	108
Figura 5-87 – Inseguimento dell’energia totale nella fase 1. ....	109
Figura 5-88 – Inseguimento dell’energia differenziale nella fase 1. ....	109
Figura 5-89 – Controllo non vincolato per MMC monofase con due moduli per ramo. ....	110
Figura 5-90 – Blocco Capacitor Voltage Balancing. ....	110

Figura 5-91 – Singolo ramo con due moduli superiori e due inferiori. ....	112
Figura 5-92 – Inseguimento del riferimento di corrente. ....	113
Figura 5-93 – Tensione dei condensatori dei moduli superiori. ....	113
Figura 5-94 – Tensione dei condensatori dei moduli inferiori. ....	114
Figura 5-95 – Corrente del ramo superiore. ....	114
Figura 5-96 – Corrente del ramo inferiore. ....	114
Figura 5-97 – Corrente di circolazione. ....	115
Figura 5-98 – Inseguimento del riferimento di energia totale. ....	115
Figura 5-99 – Inseguimento del riferimento di energia differenziale. ....	115
Figura 5-100 – Modulante del modulo H1. ....	116
Figura 5-101 – Modulante del modulo H2. ....	116
Figura 6-1 – Circuito di potenza del prototipo. ....	117
Figura 6-2 – Banco prova. ....	118
Figura 6-3 – Dettaglio singolo modulo. ....	119
Figura 6-4 – Collegamento fra DSP e moduli. ....	119
Figura 6-5 – Forme d’onda misurate di correnti e tensioni dei condensatori durante il transitorio di carica con modulanti pari a 0,5. ....	120
Figura 6-6 – Forme d’onda misurate di “ $v_{CH}$ ” e “ $i_H$ ” durante il transitorio di carica con modulanti pari a 0,5. ....	121
Figura 6-7 - Forme d’onda misurate di “ $v_{CL}$ ” e “ $i_L$ ” durante il transitorio di carica con modulanti pari a 0,5. ....	121
Figura 6-8 – Forme d’onda misurate di correnti e tensioni dei condensatori durante il transitorio di carica con IGBT spenti. ....	122
Figura 6-9 - Forme d’onda misurate di “ $v_{CH}$ ” e “ $i_H$ ” durante il transitorio di carica con IGBT spenti. ....	122
Figura 6-10 - Forme d’onda misurate di “ $v_{CL}$ ” e “ $i_L$ ” durante il transitorio di carica con IGBT spenti. ....	123
Figura 6-11 – Modulanti imposte e forma d’onda misurata della corrente di carico nel controllo in catena aperta. ....	124
Figura 6-12 – Forme d’onda misurate delle correnti “ $i_H$ ” e “ $i_L$ ” nel controllo in catena aperta. ....	124
Figura 6-13 – Forme d’onda misurate di “ $v_{CH}$ ” e “ $v_{CL}$ ” nel controllo in catena aperta. ....	125
Figura 6-14 – Confronto delle forme d’onda misurate di “ $v_{CH}$ ” e “ $v_{CL}$ ” nel controllo in catena aperta. ....	125
Figura 6-15 – Forma d’onda di “ $i_O$ ” in catena aperta a 50 Hz. ....	126
Figura 6-16 – Forma d’onda di “ $i_O$ ” in catena aperta a 100 Hz. ....	126
Figura 6-17 – Forme d’onda misurate delle correnti di carico e dei rami con controllo non vincolato. ....	127
Figura 6-18 - Forme d’onda correnti di carico e dei rami misurate in transitorio con controllo non vincolato. ....	128

Figura 6-19 – Forme d’onda corrente di carico e tensioni dei condensatori misurate con controllo non vincolato.....	129
Figura 6-20 – Forme d’onda di corrente di carico e tensioni dei condensatori misurate in transitorio con controllo non vincolato.....	129
Figura 6-21 – Forme d’onda di corrente di carico, energia totale ed energia differenziale misurate con controllo non vincolato.....	130
Figura 6-22 – Forme d’onda di corrente di carico, energia totale ed energia differenziale misurate in transitorio con controllo non vincolato.....	130
Figura 6-23 – Forme d’onda della corrente di carico misurata e delle modulanti imposte dal controllo non vincolato.....	131
Figura 6-24 – Forme d’onda delle tensioni sui condensatori e dell’energia totale e differenziale misurate nel controllo non vincolato.....	132
Figura 6-25 – Forme d’onda delle tensioni sui condensatori e dell’energia totale e differenziale misurate nel controllo non vincolato.....	132
Figura 6-26 – Forma d’onda della corrente di circolazione misurata nel controllo non vincolato.....	133

## Introduzione

Nelle applicazioni in cui le potenze da convertire non richiedono tensioni di esercizio elevate, sono attualmente consolidate architetture che possiamo definire a due livelli, essendo tale il numero di livelli di tensione disponibile in ogni ramo di conversione. Invece laddove si hanno elevate tensioni di funzionamento si utilizzano architetture a più di due livelli di tensione, note come multilivello.

I convertitori multilivello non presentano circuiti di potenza particolarmente elaborati. Più complessa è invece la progettazione dei circuiti di controllo e l'implementazione della tecnica di controllo. A seconda del contesto esaminato si deve scegliere la logica di controllo più opportuna fra le tante disponibili.

Il convertitore MMC è uno dei possibili convertitori multilivello utilizzabili, ma è ancora in fase di sviluppo, data la maggior complicazione del sistema di controllo rispetto alle altre architetture multilivello. E' importante però superare al meglio le difficoltà per rendere matura una tecnologia che, a differenza delle altre sviluppate, ha la caratteristica di essere modulare senza necessità di alimentare separatamente i singoli moduli.

La modularità presenta notevoli vantaggi, sia in fase di progettazione, in quanto si può raggiungere qualunque tensione richiesta collegando il numero necessario di moduli in serie, sia in caso di guasto, in quanto un singolo modulo guasto può essere messo in corto circuito senza portare fuori servizio l'intero convertitore e può essere rapidamente sostituito.

Nel presente lavoro vengono proposte alcune tecniche di controllo, ottenute scrivendo le equazioni del singolo modulo e del singolo ramo, ed elaborando opportunamente tali equazioni. Le strategie di controllo proposte vengono testate con delle simulazioni in ambiente Simulink di Matlab e con delle misure sperimentali su un prototipo.

Nel Capitolo 1 sono descritte le caratteristiche generali degli inverter multilivello, viene fatto un confronto tra le varie strutture multilivello esistenti e viene introdotta la struttura MMC. Nel Capitolo 2 sono studiate le modalità con cui si devono collegare i singoli rami di MMC per realizzare un inverter monofase e trifase, le questioni da affrontare per controllare un back to back e le tecniche di modulazione implementabili. Nel Capitolo 3 viene esaminata in

dettaglio la struttura MMC, scrivendo le equazioni costitutive ed elaborando una forma per tali equazioni più adatta possibile all'implementazione di una tecnica di controllo. Nel Capitolo 4 sono descritte le tecniche di controllo progettate. Nel Capitolo 5 sono riportati gli schemi a blocchi delle simulazioni, basate sui sistemi di controllo progettati, e sono mostrati i risultati di tali simulazioni. Infine, nel Capitolo 6 sono riportati i risultati delle prove sperimentali effettuate sul prototipo in scala.

# 1 Confronto tra architetture di inverter multilivello

In questo capitolo vengono introdotti i concetti generali relativi al funzionamento degli inverter multilivello e vengono confrontate le diverse tipologie, paragonando le strutture Diode Clamped e Cascaded, prevalentemente usate attualmente, con la struttura innovativa MMC.

In questa sede la struttura MMC viene descritta soltanto in modo qualitativo.

## 1.1 Generalità sugli inverter multilivello

Gli inverter sono dei convertitori statici impiegati per generare forme d'onda di tensione o di corrente alternata, controllate in ampiezza e frequenza. Consideriamo inverter di tipo VSI (Voltage Source Inverter), che utilizzano una sorgente di tensione continua. Gli inverter VSI tradizionali vengono comunemente denominati "a due livelli", poiché tale è il numero di livelli di tensione disponibile in ogni ramo. In Fig. 1-1 si schematizzano i due livelli di tensione del singolo ramo d'inverter tradizionale.

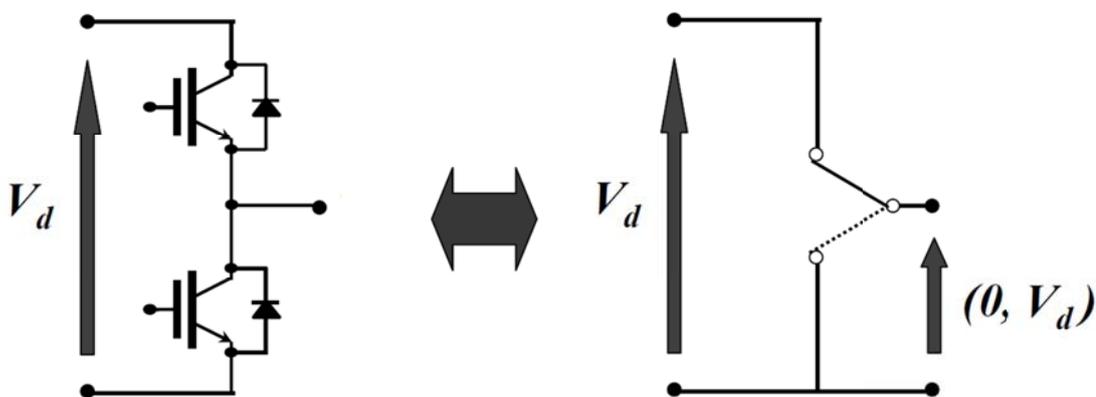


Figura 1-1 - Schematizzazione di un ramo d'inverter a due livelli.

Generalizzando la schematizzazione, nel caso in cui i livelli sono cinque, si ottiene la Fig. 1-2.

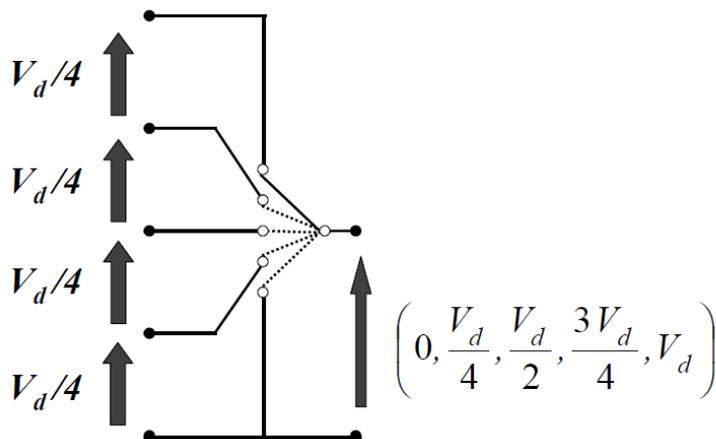


Figura 1-2 - Schematizzazione di un ramo d'inverter a cinque livelli.

I vantaggi presentati dagli inverter multilivello rispetto agli inverter a due livelli possono essere elencati sinteticamente nel modo seguente:

- Possono generare una tensione d'uscita con distorsione ridotta.
- Le variazioni di tensione nel tempo sono meno rapide e questo comporta una minor sollecitazione degli isolanti del carico.
- A parità di tensione d'ingresso gli interruttori statici sono chiamati a sopportare una tensione ridotta, il che equivale a dire che a parità di tensione sopportata dal singolo interruttore, l'inverter può funzionare a tensione superiore.
- Possono funzionare con una frequenza di commutazione minore.

## 1.2 Inverter multilivello Diode Clamped

La struttura di un ramo d'inverter a tre livelli di tipo Diode Clamped è mostrata in Fig. 1-3. La struttura di un ramo d'inverter a cinque livelli, dello stesso tipo, è evidenziata in Fig. 1-4. Il passaggio da tre a cinque livelli comporta una notevole complicazione dello schema: si può immaginare l'ulteriore complicazione che sarebbe necessaria per passare a sette o più livelli. Si sta trattando il caso monofase: nel caso trifase la complicazione si replica sui tre rami. I rami in parallelo possono essere anche più di tre, a seconda del numero di fasi desiderato. A titolo di esempio si riporta in Fig. 1-5 lo schema dell'inverter trifase a tre livelli.

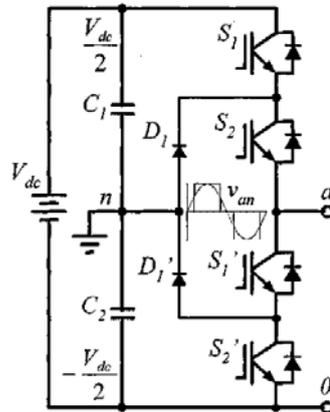


Figura 1-3 - Struttura di un ramo d'inverter a tre livelli di tipo Diode Clamped [1].

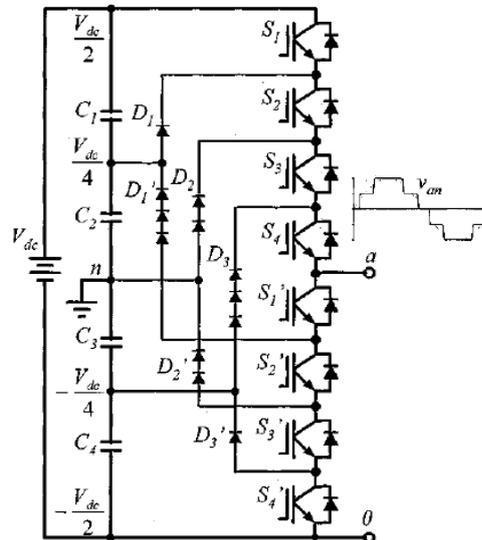


Figura 1-4 - Struttura di un ramo d'inverter a cinque livelli di tipo Diode Clamped [1].

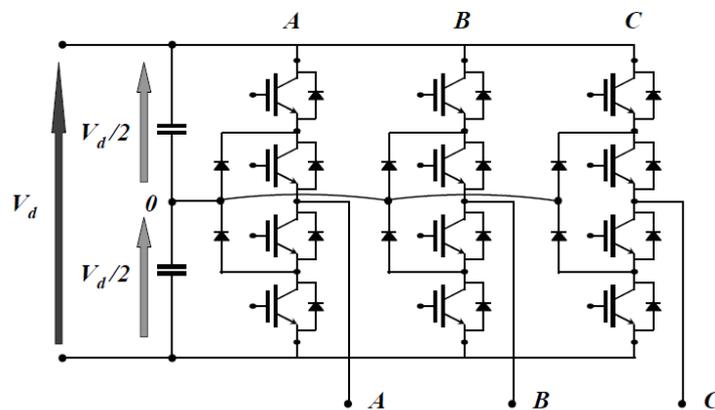


Figura 1-5 - Inverter trifase a tre livelli di tipo Diode Clamped.

Quanto detto fa capire che il tipo d'inverter in questione non può essere considerato modulare, intendendo per modularità la possibilità di collegare tanti più moduli elementari in serie all'aumentare dei livelli di tensione desiderati. Ogni volta che si presenta la necessità di aumentare il numero di livelli va riprogettato l'intero schema: questa architettura dunque non è pratica per aumentare la potenza del convertitore oltre una certa soglia.

La presenza dei condensatori inoltre comporta delle oscillazioni di tensione, perché un condensatore attraversato da corrente varia la tensione ai suoi capi. Di conseguenza la tensione dei singoli livelli non può rimanere esattamente costante durante il funzionamento, ma presenta delle oscillazioni.

Laddove il numero di livelli necessario rende possibile l'utilizzo di questa struttura, senza che questa sia eccessivamente complicata, si ha il notevole vantaggio di poter alimentare il bus DC con una sola sorgente. Vedremo che questo vantaggio non c'è nel caso si utilizzi un inverter multilivello di tipo Cascaded.

### 1.3 Inverter multilivello Cascaded

Si tratta di un inverter modulare, il cui singolo modulo è rappresentato in Fig. 1-6.

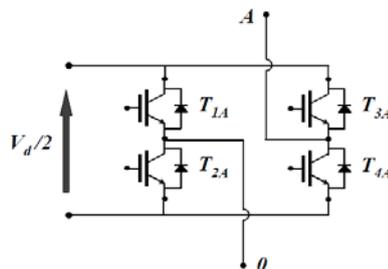


Figura 1-6 - Singolo modulo di inverter di tipo Cascaded.

Si può notare che rispetto al Diode Clamped è richiesta una tensione dimezzata sul bus DC per ottenere i medesimi tre livelli.

Si possono collegare tanti moduli in serie fino a che si raggiunge l'ampiezza desiderata per la tensione di uscita: se si vogliono ottenere ad esempio nove livelli, si possono collegare quattro moduli in serie, come mostrato in Fig. 1-7. E' possibile inoltre collegare inoltre un numero di rami in parallelo pari al numero di fasi desiderato. Questa struttura, a differenza di quella del Diode Clamped, ha il vantaggio di non impiegare condensatori. Il problema principale di questa architettura è la necessità di alimentare separatamente ed indipendentemente i singoli moduli. Questa necessità può essere soddisfatta nel caso l'alimentazione provenga da batterie o campi fotovoltaici, dato che può essere assegnato un modulo ad ogni stringa di batterie o condensatori. Il numero

di alimentazioni, tuttavia, può risultare molto grande per elevate potenze, ovvero per elevati numeri di livelli e di fasi. In generale può accadere che non si abbia a disposizione il numero di alimentazioni richiesto, pur essendo ridotto.

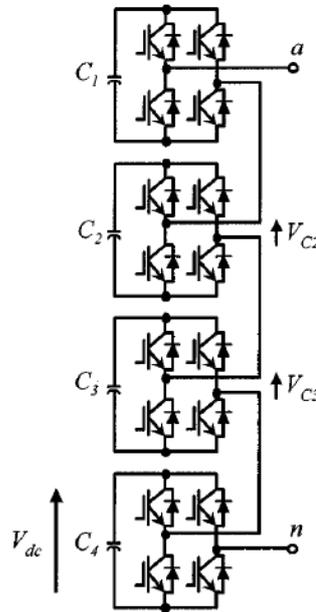


Figura 1-7 - Ramo d'inverter di tipo Cascaded a nove livelli [1].

## 1.4 Convertitore MMC

L'inverter MMC è modulare e non necessita di alimentazioni distinte per i singoli moduli. Nella Fig. 1-8 è rappresentato il singolo ramo d'inverter MMC. Viene indicata con " $V_{dc}$ " la tensione del bus DC fornita in ingresso. Il ramo complessivo è suddiviso in un ramo superiore ed uno inferiore ed entrambi contengono lo stesso numero di moduli, indicati con "SM" nello schema (Sub Moduli). Ogni modulo può fornire la tensione sul condensatore, oppure essere cortocircuitato. Lo stato del singolo modulo è determinato dalla sua funzione di commutazione, mentre lo stato dell'intero ramo è definito dall'insieme delle funzioni di commutazione di tutti i moduli. L'obiettivo è controllare la corrente sul carico, indicata con " $i_{ac}$ " nello schema, mantenendo carichi i condensatori. Per raggiungerlo si deve determinare opportunamente, istante per istante, l'insieme delle funzioni di commutazione. Particolarmente importanti sono i ruoli delle resistenze e delle induttanze, indicate rispettivamente con "R" ed "L" nello schema. Le resistenze non vengono inserite fisicamente nel circuito di potenza, ma rappresentano quelle parassite inevitabilmente presenti per i componenti reali. Se non ci fossero tali resistenze, il circuito conterrebbe solo elementi reattivi e quindi avrebbe un comportamento oscillante non smorzato,

incontrollabile. Ciò si può verificare facilmente eseguendo le simulazioni con e senza resistenze.

Le induttanze vengono inserite nel circuito di potenza, opportunamente dimensionate, per filtrare l'effetto switching della corrente circolante nel ramo, ovvero per smussare i gradini e migliorare la controllabilità [5]. Le induttanze hanno, inoltre, il compito di limitare eventuali correnti di guasto [2]. Può essere necessario inserire ulteriori induttanze di disaccoppiamento a monte del carico, tipicamente alimentato con tensioni sinusoidali, per disaccoppiarlo dal ramo, che fornisce generalmente tensioni PWM (Pulse Width Modulation).

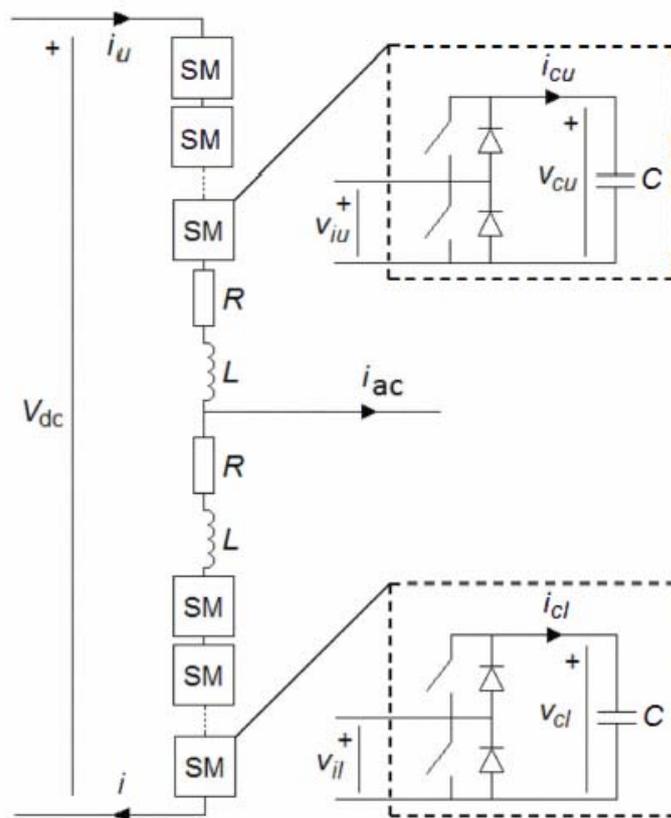


Figura 1-8 - Ramo d'inverter MMC generico [4].

Il carico può essere collegato tra il punto centrale del ramo ed il polo negativo del bus DC, ovvero in parallelo al ramo inferiore, oppure, se il bus DC è alimentato da un generatore dotato di punto centrale, tra questo punto ed il punto centrale del ramo. Fra i due casi c'è un offset di tensione di uscita pari a  $V_{dc}/2$ .

Il compito più complesso da gestire è il controllo della tensione sui condensatori, fattibile, tra le varie possibilità, tramite il controllo della loro energia elettrostatica. Le tensioni dei condensatori rappresentano le tensioni di uscita dei singoli moduli, quando quest'ultimi sono attivati. I valori di queste tensioni dipendono dalla tecnica di modulazione e dal relativo controllo. La controllabilità del dispositivo è correlata alla stabilità di tali tensioni, ma il fatto

che i condensatori siano attraversati dalla corrente di uscita comporta l'inevitabile presenza di un ripple: il sistema di controllo ha il compito di minimizzare tale ripple.

Per quanto riguarda la modulazione, una possibile tecnica è la multiportante: ad ogni coppia di livelli di tensione consecutivi corrisponde una portante e a seconda di come viene gestita l'intersezione fra modulante e portanti sono determinate le funzioni di commutazione. Essendo i moduli disposti in serie, la medesima tensione di ramo può essere ottenuta in più configurazioni: questo fa capire che non è necessario che ci sia corrispondenza biunivoca fra le portanti ed i moduli, ma la corrispondenza può essere gestita ciclo per ciclo per raggiungere un certo obiettivo. Ad esempio si può gestire per controllare al meglio la tensione sui condensatori, oppure per minimizzare il numero di commutazioni degli IGBT. Un'altra possibile tecnica è la modulazione a gradini, con eliminazione selettiva delle armoniche, possibile solo se il numero di moduli è sufficientemente elevato. Queste due tecniche sono descritte nel Cap. 2.

Più in generale, le tecniche di modulazione utilizzabili possono essere classificate in base alla frequenza di commutazione, come mostrato in Fig. 1-9. A frequenza pari a quella dell'armonica fondamentale di tensione si può modulare tramite vettori di spazio o con eliminazione selettiva delle armoniche [4]; ad alta frequenza si può modulare tramite vettori di spazio o con tecnica PWM [7].

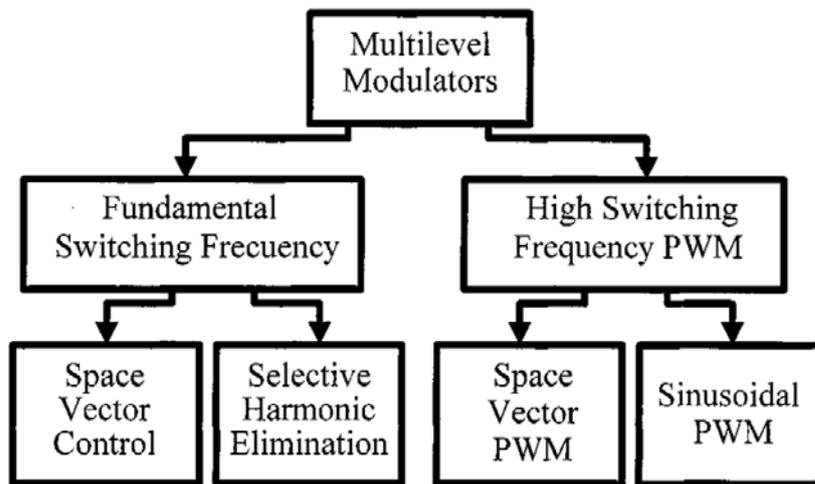


Figura 1-9 - Classificazione delle tecniche di modulazione per inverter multilivello [1].



## 2 Tipologie di MMC e tecniche di modulazione

In questo capitolo vengono esaminate le modalità di connessione dei singoli rami di MMC per ottenere un inverter monofase, trifase e back to back. Viene successivamente descritta la tecnica di modulazione PWM multiportante, nel caso di convertitore a tre livelli, ed introdotto il concetto di convertitore a tre livelli equivalente ad un convertitore con numero generico di livelli. Infine viene esaminata la tecnica di modulazione a gradini.

### 2.1 MMC Monofase a singolo ramo e a doppio ramo

Supponiamo di voler realizzare un inverter MMC monofase avendo a disposizione un singolo ramo, rappresentato in Fig. 2-1.

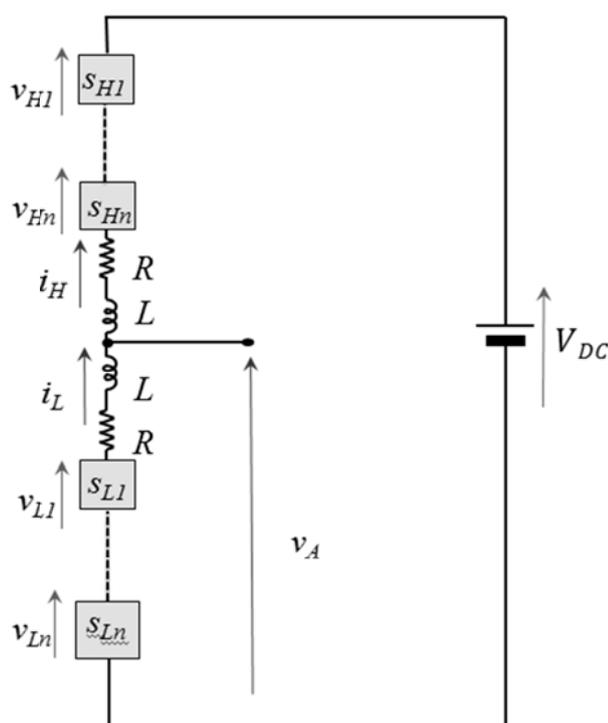


Figura 2-1 - MMC Monofase a singolo ramo.

Indichiamo con “ $v_A$ ” la tensione di uscita, coincidente con la tensione del ramo inferiore. Se in ogni istante la serie dei moduli complessivamente attivati, superiori ed inferiori, ha una tensione pari a “ $V_{DC}$ ” del bus DC, su ciascun modulo la tensione ha un valore costante pari al rapporto tra “ $V_{DC}$ ” ed il numero di moduli attivati. In questa condizione il ramo può funzionare da partitore di tensione e la tensione di uscita può variare tra zero e “ $V_{DC}$ ” a seconda di come sono ripartiti i moduli attivati tra i rami superiore ed inferiore, quindi la modulante “ $m_A$ ” del ramo può variare tra zero e uno. Non può essere ottenuta una tensione di uscita alternata, ma solo completamente positiva, ad esempio sinusoidale sommata ad un offset. Se si dispone di un punto centrale per il bus DC, cioè se si può riferire “ $v_A$ ” ad una tensione pari a  $V_{DC}/2$  anziché al polo negativo del bus DC, “ $v_A$ ” può essere sinusoidale alternata, con ampiezza massima pari a  $V_{DC}/2$ . In fase sperimentale si può alimentare il bus DC con un alimentatore dotato di punto centrale, oppure con due batterie in serie in modo da potersi connettere a tale punto. In generale però il punto centrale non è disponibile nelle applicazioni reali e un inverter multilivello monofase va realizzato con due rami uguali in parallelo se si desidera una tensione di uscita priva di offset.

Connettendo due rami di MMC identici in parallelo si può prelevare la tensione di uscita come differenza delle tensioni di uscita dei due moduli: così facendo è possibile ottenere valori di tensione negativi in uscita. In Fig. 2-2 è rappresentato il convertitore MMC monofase a due rami e viene indicata con “ $v_A$ ” la tensione del primo ramo, con “ $v_B$ ” la tensione del secondo ramo e con “ $v_{AB}$ ” la tensione di uscita, ottenute come differenza tra le tensioni del ramo A e la tensione del ramo B. Analogamente al caso degli inverter a due livelli, va posto un vincolo che imponga una determinata configurazione per ogni tensione di uscita desiderata. Infatti per ogni tensione di uscita esistono infinite coppie di tensioni dei due rami, la cui differenza è pari alla tensione desiderata. Il vincolo più opportuno impone che per ogni “ $v_{AB}$ ”, le tensioni “ $v_A$ ” e “ $v_B$ ” richieste non siano al di fuori degli intervalli in cui possono variare. Indicando con “ $m_A$ ” ed “ $m_B$ ” le modulanti dei due rami, si esprime matematicamente il vincolo come:

$$m_A + m_B = 1$$

Se, ad esempio, è richiesta  $v_{AB} = 0$ , deve risultare  $v_A = v_B$ : il vincolo impone  $m_A = m_B = 0,5$  e quindi  $v_A = v_B = V_{DC}/2$ .

Se, invece, è richiesta  $v_{AB} = V_{DC}$ , il vincolo impone  $m_A = 1$  e  $m_B = 0$ . In questo caso la presenza del vincolo è fondamentale perché qualunque altra scelta delle modulanti porterebbe i rami in sovrarmodulazione o in sottomodulazione.

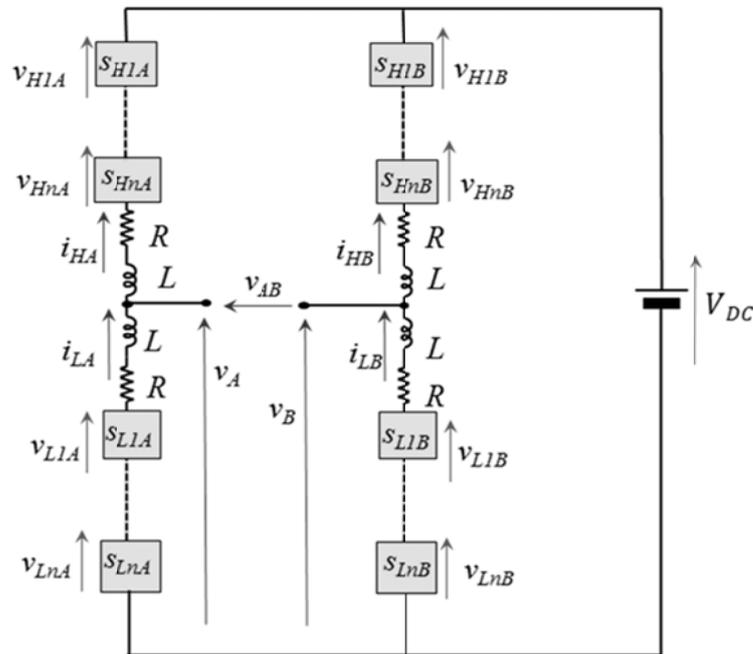


Figura 2-2 - MMC Monofase a doppio ramo.

## 2.2 MMC Trifase e Back to Back

Per ottenere un convertitore trifase basta collegare in parallelo tre rami identici, come mostrato in Fig. 2-3.

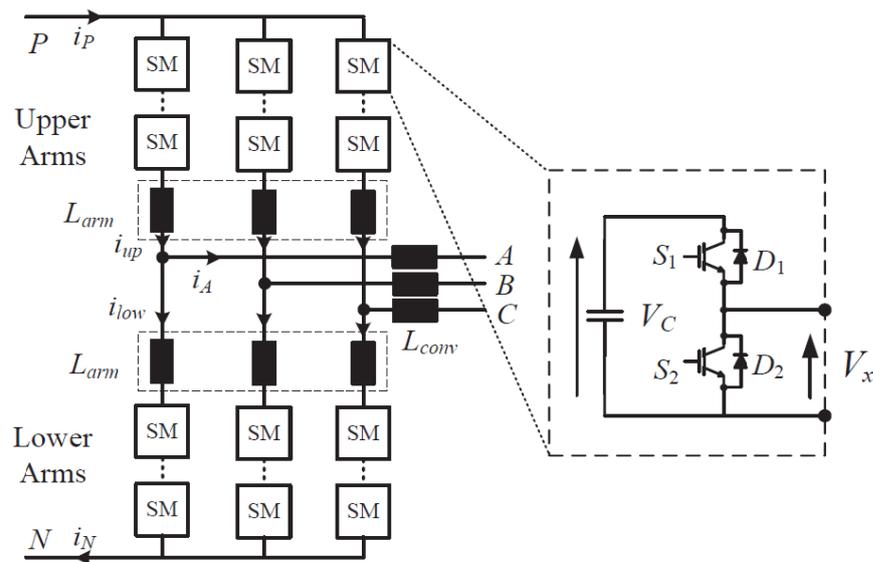


Figura 2-3 - MMC Trifase [7].

Il carico viene collegato ai morsetti di uscita dei tre rami, che imprimono le tensioni concatenate. Se il sistema è simmetrico e sinusoidale ed il carico è equilibrato, le tensioni e le correnti di uscita hanno la stessa ampiezza e sono sfasate di  $2\pi/3$  rad.

Le singole fasi possono essere costituite da più rami in parallelo anziché da un singolo ramo, come mostrato in Fig. 2-4, in modo da aumentare la corrente e quindi la potenza che il singolo ramo può trasmettere al carico. Nel caso le fasi siano realizzate con più rami in parallelo si deve garantire un funzionamento bilanciato dei rami, cioè ognuno di essi deve fornire la stessa corrente, pari alla corrente di fase divisa per il numero di rami in parallelo [6].

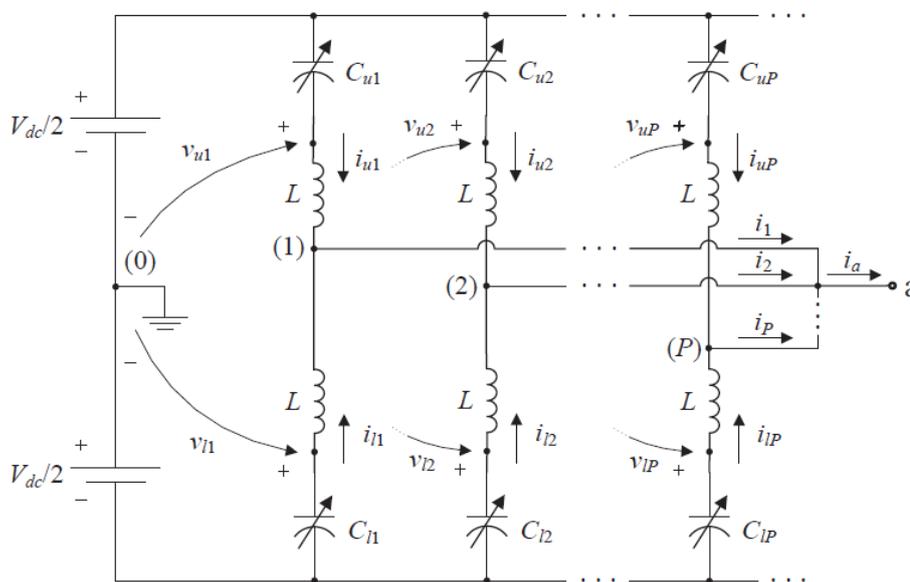


Figura 2-4 - Fase generica “a” di MMC costituita da “P” rami in parallelo [6].

Un convertitore back to back, in generale, ha il compito di interfacciare, con flusso di potenza bidirezionale, una rete trifase a tensione e frequenza fissate, con un sistema trifase a tensione e frequenza regolabili. Lo schema di principio di un convertitore back to back è rappresentato in Fig. 2-5. Teoricamente i due convertitori che compongono il back to back, potrebbero essere diversi tra loro, ma generalmente nelle applicazioni sono identici. Se i convertitori fossero costituiti dai classici rami d’inverter, privi di condensatori e, più in generale, di elementi in grado di accumulare energia, il back to back nel suo complesso non potrebbe accumulare energia. Affinché il sistema possa essere controllato, deve esistere un’opportuna variabile di controllo che ne individui lo stato. Le variabili di stato di un sistema, in generale, devono essere associate ai serbatoi di energia del sistema. Per questo motivo è sempre presente un condensatore sul bus DC.

L'energia elettrostatica del condensatore, proporzionale al quadrato della tensione del bus DC, deve rimanere costante perché il convertitore sia trasparente alla potenza trasmessa dalla rete al sistema, o dal sistema alla rete, e quindi non accumuli o ceda energia. Inoltre il condensatore ha il compito di filtrare le oscillazioni di tensione sul bus DC.

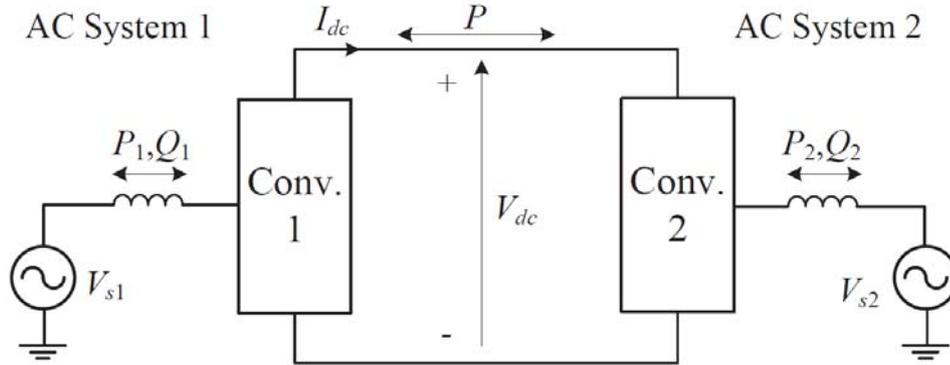


Figura 2-5 - Convertitore Back to Back generico [7].

Consideriamo il caso in cui i due convertitori siano entrambi MMC, schematizzato in Fig. 2-6.

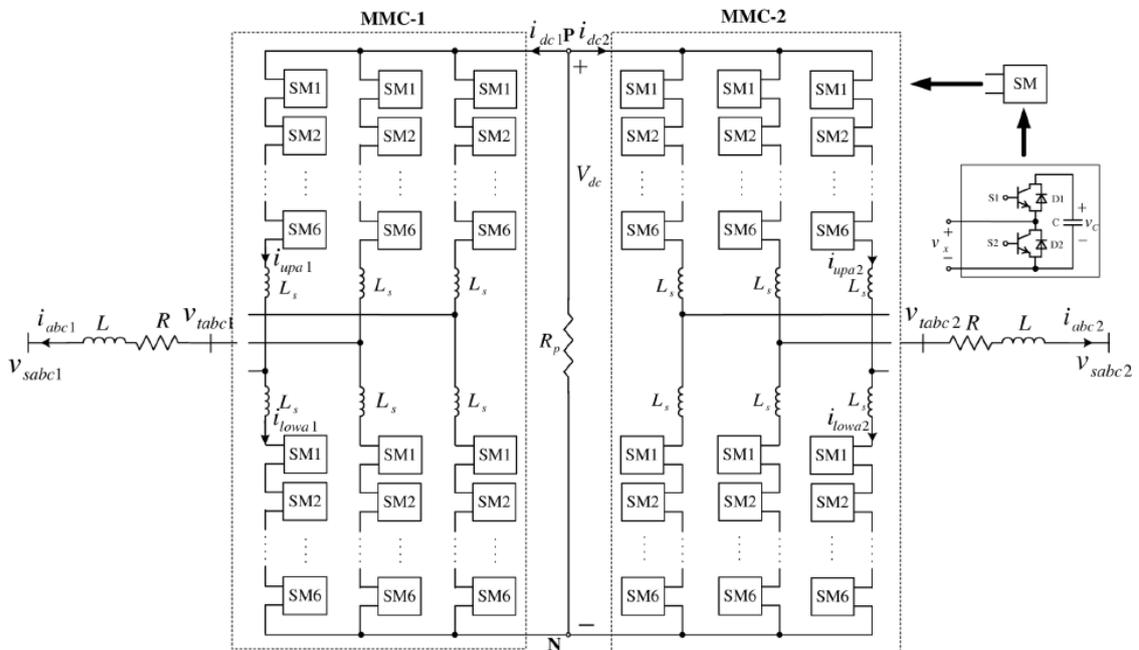


Figura 2-6 - MMC Trifase Back to Back [2].

Nel caso dei convertitori MMC, i cui rami sono dotati di condensatori, può non essere necessario inserire un condensatore aggiuntivo sul bus DC per effettuare il controllo.

Consideriamo uno dei due convertitori collegato con la rete elettrica e l'altro convertitore collegato col sistema da controllare. Supponiamo che il convertitore collegato col sistema abbia il compito di controllare la corrente del sistema stesso, ovvero la potenza attiva scambiata; di conseguenza l'altro convertitore deve scambiare la stessa potenza con la rete. Se il flusso di potenza attiva è sbilanciato per i due convertitori, la tensione del bus DC varia in relazione allo sbilanciamento. Una possibile tecnica di controllo può essere basata dunque sull'inseguimento della corrente del sistema da parte di un convertitore ed il mantenimento della tensione del bus DC da parte dell'altro convertitore.

Come esempio applicativo si può considerare un'applicazione eolica offshore, cioè con turbine eoliche in mare aperto, mostrata in Fig. 2-7.

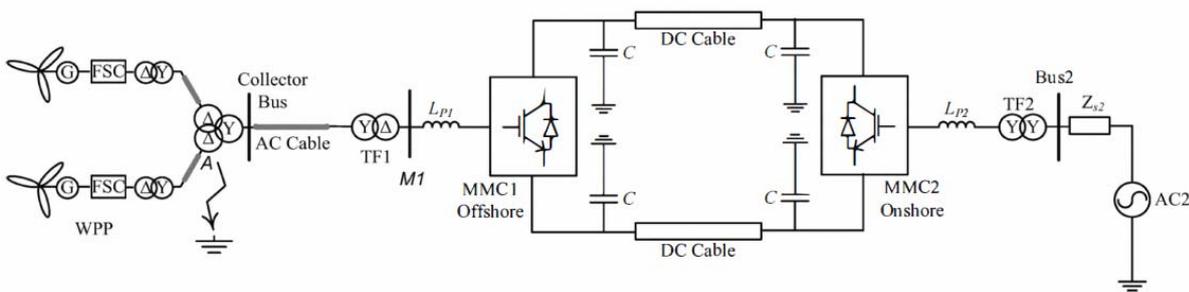


Figura 2-7 - Applicazione eolica offshore [5].

Il bus DC del convertitore coincide con la linea HVDC (High Voltage Direct Current) situata nel mare, che trasporta l'energia elettrica proveniente dalle turbine. La convenienza dell'impiego di una linea HVDC, rispetto ad una linea in corrente alternata, consiste nell'evitare la presenza di una corrente capacitiva eccessiva, che a sua volta potrebbe limitare la potenza trasmissibile dalla linea [5].

### 2.3 Modulazione PWM per inverter multilivello

Per controllare il convertitore in retroazione con qualsiasi schema di controllo è fondamentale trovare una tecnica di modulazione valida. Si considera inizialmente un ramo d'inverter a tre livelli e si descrive la tecnica PWM.

Si fa riferimento alla rappresentazione schematica di Fig. 2-8 di un ramo d'inverter a tre livelli, in cui con "s<sub>A</sub>" viene indicata la funzione di commutazione del ramo.

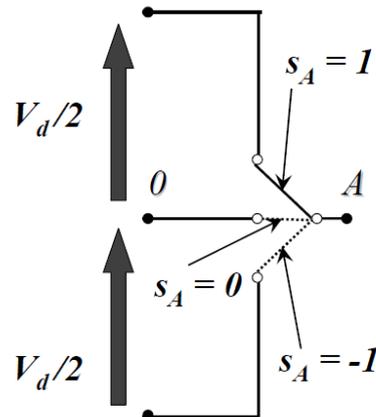


Figura 2-8 - Schematizzazione di un ramo d'inverter a tre livelli.

Consideriamo la modulazione PWM multiportante, PD (Phase Disposition). Nel caso di tre livelli, tale modulazione prevede l'impiego di due segnali portanti, opportunamente posizionati, ed un segnale modulante. I valori istantanei della funzione di commutazione "s<sub>A</sub>" del ramo dipendono dalla posizione della modulante "m<sub>A</sub>" rispetto alle due portanti "c<sub>H</sub>" e "c<sub>L</sub>", secondo la seguente regola:

- è unitaria quando la modulante è maggiore di entrambe le portanti;
- è nulla quando la modulante è compresa fra le portanti;
- è unitaria negativa quando la modulante è minore di entrambe le portanti.

Secondo la rappresentazione schematica di Fig. 2-8, ad ogni valore della funzione di commutazione corrisponde una posizione del deviatore.

Per capire meglio la regola di commutazione si possono esaminare le due situazioni esemplificative mostrate in Fig. 2-9.

In generale, ad "n" livelli corrispondono "n-1" portanti, ed in ogni caso la modulante è una sola. Se  $n > 3$  si hanno più di tre posizioni possibili per il deviatore: istante per istante questo si deve posizionare in corrispondenza del livello richiesto dal controllo. In realtà non esiste un deviatore posizionato in uscita, ma un morsetto che rimane fisso nella sua posizione e dei componenti elettronici di potenza che si comportano da interruttori e, a seconda che siano aperti o chiusi, determinano il livello della tensione di uscita del particolare istante considerato.

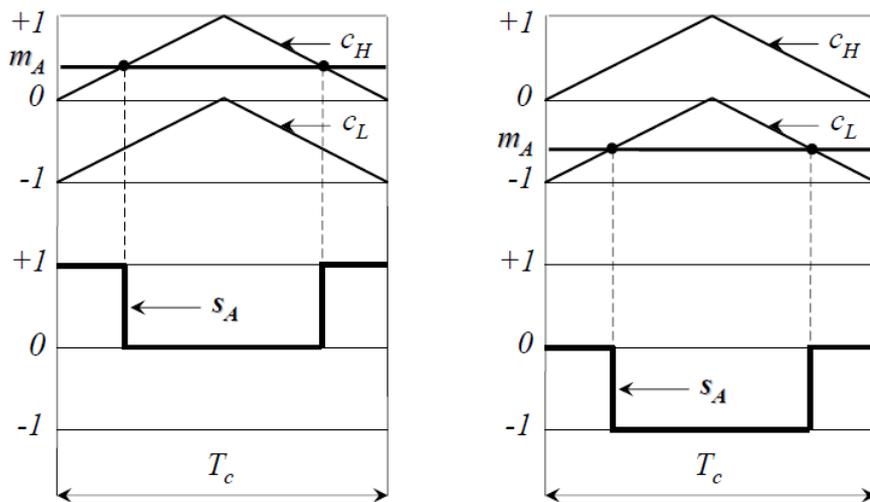


Figura 2-9 - Esempi di modulazione multiportante.

Se l'architettura del convertitore è tale per cui il medesimo livello può essere ottenuto in più modi, si può pensare la logica di controllo suddivisa in due parti: una parte primaria che stabilisce il livello di tensione da ottenere ed una parte secondaria che decide come ottenere il livello richiesto fra le tante opzioni disponibili. Mentre la parte primaria viene eseguita in modo univoco, la parte secondaria dispone di un grado di libertà: la gestione di questo grado di libertà può soddisfare esigenze specifiche, quali, ad esempio, minimizzare il numero di commutazioni, ripartire uniformemente le commutazioni sui componenti per evitare che alcuni siano sollecitati più di altri o, nel caso siano presenti dei condensatori, evitare che alcuni si scarichino più di altri.

Si introduce adesso il concetto di convertitore a tre livelli equivalente, che può essere utile per distinguere meglio i compiti delle parti primaria e secondaria del controllo: un convertitore multilivello generico può essere ricondotto, dal punto di vista teorico, ad un convertitore equivalente a tre livelli. L'equivalenza è valida riguardo all'ottenimento della modulante: qualunque livello intermedio può essere pensato come se fosse ottenuto modulando tra i livelli estremi, anziché tra i livelli di tensione più vicini messi a disposizione dal convertitore. Qualunque sia il numero di portanti, si può sempre ricondurre a due: una per il ramo superiore ed una per il ramo inferiore.

Dal punto di vista matematico l'equivalenza riguarda solo il valor medio, ovviamente il contenuto armonico è peggiore nel caso dei tre livelli, rispetto ai casi di più di tre livelli. Il concetto introdotto è espresso graficamente in Fig. 2-10. Si considera una modulante "m" avente un certo valore positivo durante il generico ciclo " $T_c$ ": si confronta l'andamento della funzione di commutazione corrispondente nel caso in cui si dispone di tre livelli e nel caso in cui si dispone di sette livelli.

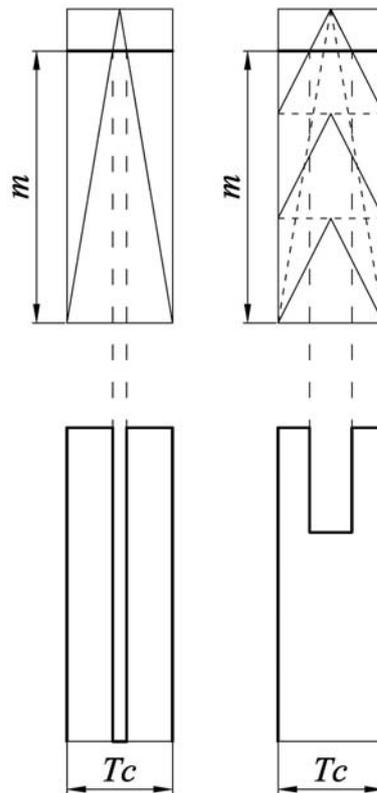


Figura 2-10 - Confronto tra modulazione con singola portante e multiportante.

Nel caso di tre livelli, con modulante positiva si può commutare fra il livello positivo e quello nullo, quindi fra due livelli. Nel caso di sette livelli, con modulante positiva si può commutare fra il livello nullo e tre livelli positivi, quindi fra quattro livelli. Essendo la modulante compresa fra il secondo e il terzo livello positivo, la commutazione avviene fra questi due. Si può verificare che l'area sottesa dalla funzione di commutazione durante il periodo di ciclo è la stessa nei due casi confrontati, ma il contenuto armonico è migliore nel caso di sette livelli. In generale, più elevato è il numero di livelli, migliore è il contenuto armonico.

Si può esprimere rigorosamente quanto visto nell'esempio come segue:

$$m = \frac{1}{T_c} \int_{T_c} s dt$$

Ovvero l'integrale della funzione di commutazione "s" calcolato nel ciclo generico deve essere uguale al valore della modulante richiesto in tale ciclo, qualunque sia il numero di livelli messo a disposizione dal convertitore. Se si

ragiona in “per unit”, cioè scalando tutte le tensioni rispetto alla tensione del bus DC, si hanno i seguenti vincoli numerici sulla portante e sulla modulante:

$$s = \left\{ 0; \pm \frac{2}{n-1}; \pm 2 \cdot \frac{2}{n-1}; \pm 3 \cdot \frac{2}{n-1}; \dots; \pm \frac{n-3}{2} \cdot \frac{2}{n-1}; \pm 1 \right\}$$

$$m \in [-1,1]$$

Si è indicato con “n” il numero di livelli. L’insieme dei valori che può assumere la funzione di commutazione contiene “n” elementi, tutti compresi fra -1 e 1, e ciascun valore corrisponde ad un livello di tensione di uscita ben preciso. La modulante “m”, invece, può assumere infiniti valori all’interno del suo intervallo di appartenenza.

## 2.4 Modulazione a gradini

Supponiamo di avere a disposizione un convertitore MMC i cui rami siano costituiti da un numero estremamente elevato di moduli, ad esempio centinaia. Supponiamo inoltre che il sistema di controllo richieda una tensione sinusoidale con ampiezza inferiore o uguale alla massima fornibile. Tale sinusoide può essere approssimata con una forma d’onda costante a tratti e l’approssimazione è tanto migliore quanto più elevato è il numero di livelli, in quanto all’aumentare del numero di livelli diminuisce la durata dell’applicazione di ogni livello. Se invece il numero di moduli fosse ridotto, i gradini a disposizione sarebbero pochi ed il contenuto armonico della tensione fornita potrebbe essere eccessivo. Possiamo affermare che in generale, se il numero di livelli del convertitore è ridotto, è preferibile la modulazione PWM alla modulazione a gradini.

Il caso generico di inseguimento di una sinusoide con modulazione ad “m” gradini è mostrato in Fig. 2-11. Questo tipo di modulazione consente l’eliminazione selettiva delle armoniche [4]. Non è richiesto, infatti, che la frequenza di commutazione sia costante, ovvero che tra una commutazione e la successiva debba trascorrere sempre lo stesso intervallo di tempo. La gestione di questo grado di libertà consente di eliminare, in modo mirato, determinate armoniche, tenendo conto che le armoniche pari sono tutte nulle e la n-esima armonica dispari ha ampiezza:

$$h_n = \frac{4}{n\pi} \sum_{k=1}^m [V_k \cos(n \alpha_k)]$$

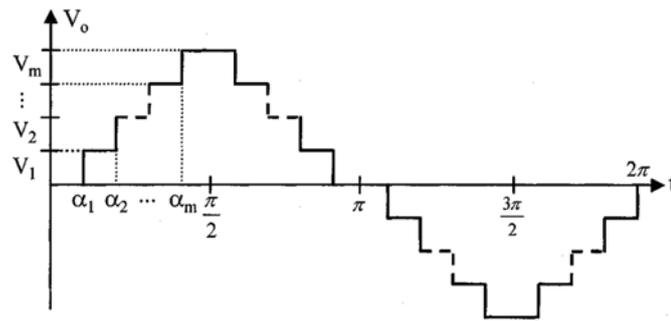


Figura 2-11 - Modulazione a gradini [1].

Ovviamente, per gli angoli corrispondenti alle commutazioni in un quarto di periodo deve valere la seguente relazione:

$$\alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_m < \frac{\pi}{2}$$

Qualora il risultato non fosse soddisfacente, si possono eliminare ulteriori armoniche inserendo opportuni filtri.

Il principale svantaggio di questa tecnica di modulazione è l'impossibilità di utilizzare tutti i livelli di tensione disponibili, ossia, tutti gli angoli corrispondenti all'innescò, nei casi in cui è richiesta un'ampiezza ridotta [1].

Si può esaminare come esempio, in Fig. 2-12, un caso a sette livelli, in cui si diminuisce progressivamente la tensione richiesta passando dal grafico (a) al grafico (c).

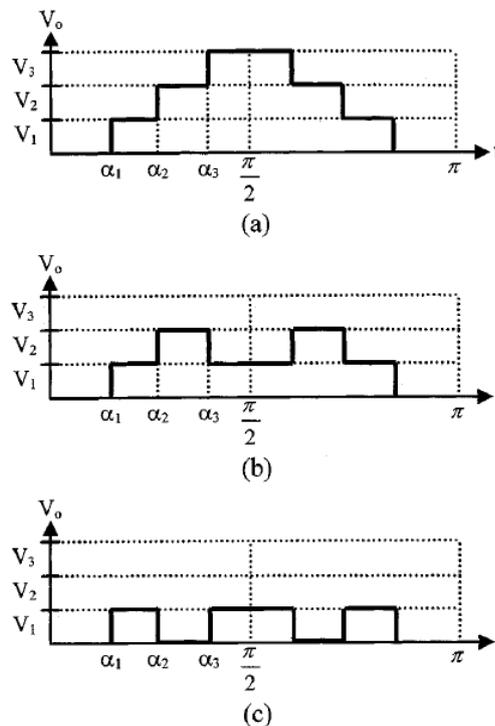


Figura 2-12 – Modulazione a gradini per convertitore a sette livelli al variare dell'ampiezza della tensione richiesta [1].



### **3 Modello matematico del Modular Multilevel Converter**

In questo capitolo si scrivono le equazioni costitutive per il singolo modulo generico e si esamina rigorosamente come si può studiare un ramo avente un numero qualunque di moduli tramite un ramo avente un solo modulo equivalente. Considerando un ramo con  $i$  moduli equivalenti superiore ed inferiore, si elaborano le equazioni per ottenere la forma più adatta possibile alla progettazione di una tecnica di controllo. Successivamente si introducono le espressioni delle energie accumulate dagli elementi reattivi del ramo e si ottiene una tecnica basata sul controllo di tali energie. Infine si estende la strategia di controllo ottenuta al caso trifase.

#### **3.1 Equazioni costitutive per il singolo modulo generico**

Il singolo ramo dell'inverter MMC può avere un numero qualsiasi di moduli. Con riferimento al concetto di convertitore a tre livelli equivalente, introdotto nel capitolo precedente, si può studiare il ramo costituito da un solo modulo per il ramo superiore ed un solo modulo per il ramo inferiore. Quindi si può parlare del medesimo concetto in termini di modulo equivalente al numero di moduli reale. Esaminiamo in modo rigoroso come si può ricondurre lo studio di un numero generico di moduli allo studio di un singolo modulo.

Come evidenziato in Fig. 1-8, il singolo modulo è costituito da un condensatore collegato in parallelo ad una serie di due IGBT. I due IGBT hanno entrambi un diodo collegato in parallelo per consentire alla corrente di passare in tutti e due i versi possibili: si tratta della classica struttura che permette ai componenti elettronici di potenza di comportarsi come interruttori che commutano ad alta frequenza. Per ogni modulo si impone un comportamento complementare dei due IGBT, cioè si ammettono due soli stati di funzionamento: uno con l'IGBT superiore acceso e quello inferiore spento e l'altro, viceversa, con l'IGBT superiore spento e quello inferiore acceso. Nel primo caso la tensione di uscita del modulo coincide con la tensione sul condensatore e la funzione di commutazione è unitaria, mentre nel secondo caso la tensione di uscita è nulla e la funzione di commutazione è nulla.

Si riporta nella Fig. 3-1 una rappresentazione più dettagliata del singolo modulo:

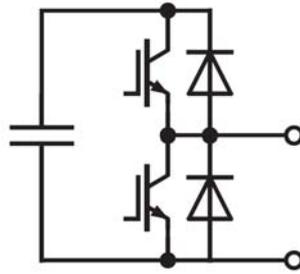


Figura 3-1 - Singolo modulo di MMC.

Quanto detto consente di scrivere le prime due equazioni costitutive del singolo modulo generico, superiore ed inferiore:

$$\begin{cases} v_{Hj} = s_{Hj} v_{CHj} \\ v_{Lj} = s_{Lj} v_{CLj} \end{cases}$$

dove si sono indicate con “ $s_{Hj}$ ” ed “ $s_{Lj}$ ” le funzioni di commutazione rispettivamente del modulo  $j$ -esimo superiore ed inferiore, con “ $v_{CHj}$ ” e “ $v_{CLj}$ ” la tensione del condensatore  $j$ -esimo rispettivamente superiore ed inferiore e con “ $v_{Hj}$ ” e “ $v_{Lj}$ ” la tensione di uscita rispettivamente del modulo  $j$ -esimo superiore ed inferiore.

Quando il modulo è inserito la corrente del ramo coincide con la corrente del condensatore, mentre quando il modulo è cortocircuitato la corrente del condensatore è nulla. Le equazioni della corrente del singolo modulo generico superiore ed inferiore sono dunque:

$$\begin{cases} i_{CHj} = s_{Hj} i_H \\ i_{CLj} = s_{Lj} i_L \end{cases}$$

dove “ $i_{CHj}$ ” e “ $i_{CLj}$ ” sono le correnti del condensatore  $j$ -esimo rispettivamente superiore ed inferiore e “ $i_H$ ” e “ $i_L$ ” le correnti rispettivamente dei rami superiore ed inferiore. Le equazioni costitutive del condensatore del modulo generico superiore ed inferiore sono:

$$\begin{cases} \frac{dv_{CHj}}{dt} = -\frac{i_{CHj}}{C_j} \\ \frac{dv_{CLj}}{dt} = -\frac{i_{CLj}}{C_j} \end{cases}$$

### 3.2 Equivalenza tra un numero generico di moduli ed un singolo modulo

Considerando l'intero ramo superiore e scrivendo le equazioni per tutti i moduli che lo compongono, nell'ipotesi che questi siano un numero generico "n", si ottiene:

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{H1} = S_{H1} v_{CH1} \\ v_{H2} = S_{H2} v_{CH2} \\ \dots \\ v_{Hj} = S_{Hj} v_{CHj} \\ \dots \\ v_{Hn} = S_{Hn} v_{CHn} \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} i_{CH1} = S_{H1} i_H \\ i_{CH2} = S_{H2} i_H \\ \dots \\ i_{CHj} = S_{Hj} i_H \\ \dots \\ i_{CHn} = S_{Hn} i_H \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} \frac{dv_{CH1}}{dt} = -\frac{i_{CH1}}{C_1} \\ \frac{dv_{CH2}}{dt} = -\frac{i_{CH2}}{C_2} \\ \dots \\ \frac{dv_{CHj}}{dt} = -\frac{i_{CHj}}{C_j} \\ \dots \\ \frac{dv_{CHn}}{dt} = -\frac{i_{CHn}}{C_n} \end{array} \right.$$

Si possono scrivere equazioni del tutto analoghe per il ramo inferiore, sostituendo il pedice "H" con il pedice "L" in tutte le equazioni. Concentriamo l'attenzione sul modulo superiore e successivamente estendiamo i risultati al modulo inferiore. La tensione della serie dei moduli si ottiene sommando la tensione dei singoli moduli come segue:

$$v_H = v_{H1} + v_{H2} + \dots + v_{Hj} + \dots + v_{Hn} = \sum_{j=1}^n v_{Hj}$$

$$\Rightarrow v_H = S_{H1} v_{CH1} + S_{H2} v_{CH2} + \dots + S_{Hj} v_{CHj} + \dots + S_{Hn} v_{CHn}$$

Riteniamo valida l'ipotesi che le tensioni dei condensatori siano tutte uguali fra loro, che in pratica risulta verificata mediamente nel tempo se il convertitore funziona correttamente.

$$v_{CH1} = v_{CH2} = \dots = v_{CHj} = \dots = v_{CHn} \stackrel{\text{def}}{=} v'_{CH}$$

Definiamo la tensione del condensatore equivalente come segue:

$$v_{CH} \stackrel{\text{def}}{=} n v'_{CH}$$

$$\Rightarrow v_H = \sum_{j=1}^n s_{Hj} v'_{CH} = v'_{CH} \sum_{j=1}^n s_{Hj} = \frac{v_{CH}}{n} \sum_{j=1}^n s_{Hj}$$

Si definisce inoltre la funzione di commutazione equivalente:

$$s_H \stackrel{\text{def}}{=} \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n s_{Hj} \Rightarrow v_H = s_H v_{CH}$$

Così facendo si è ottenuta un'equazione per la tensione del modulo equivalente del tutto analoga a quella del modulo generico.

Ipotizziamo che le capacità dei moduli siano tutte uguali fra loro, che risulta ovviamente vero se si progetta il dispositivo con condensatori tutti uguali:

$$C_1 = C_2 = \dots = C_j = \dots = C_n \stackrel{\text{def}}{=} C'$$

La capacità equivalente della serie dei moduli si ottiene dividendo per “n” la capacità del generico modulo:

$$C \stackrel{\text{def}}{=} \frac{C'}{n}$$

Sommando le equazioni delle correnti si ottiene:

$$\sum_{j=1}^n i_{CHj} = \sum_{j=1}^n s_{Hj} i_H = i_H \sum_{j=1}^n s_{Hj} = i_H n s_H$$

Definendo la corrente del condensatore equivalente e sfruttando la definizione della funzione di commutazione equivalente si ottiene:

$$i_{CH} \stackrel{\text{def}}{=} \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n i_{CHj} \Rightarrow i_{CH} = s_H i_H$$

Quindi si è ottenuta un'equazione per la corrente del modulo equivalente del tutto analoga a quella del modulo generico.

Sommando i primi membri delle equazioni dei condensatori e sfruttando la definizione di tensione del condensatore equivalente si ha:

$$\sum_{j=1}^n \frac{dv_{CHj}}{dt} = \frac{d}{dt} \sum_{j=1}^n v_{CHj} = \frac{d}{dt} (nv'_{CH}) = \frac{d}{dt} v_{CH}$$

Notiamo che si può eguagliare la somma delle derivate delle tensioni alla derivata della somma delle tensioni nell'ipotesi che le tensioni siano prive di discontinuità nel tempo. Trattandosi di tensioni su condensatori, questa ipotesi è sempre verificata perché l'energia elettrostatica accumulata da un condensatore dipende dal quadrato della tensione e se la tensione fosse discontinua vorrebbe dire che il condensatore scambierebbe una potenza infinita con l'esterno, che è un assurdo fisico. Quanto detto è noto come principio di continuità della tensione sui condensatori.

Sommando i secondi membri delle equazioni dei condensatori e sfruttando la definizione di corrente del condensatore equivalente si ha:

$$\sum_{j=1}^n \frac{i_{CHj}}{C_j} = \sum_{j=1}^n \frac{i_{CHj}}{C'} = \frac{1}{C'} \sum_{j=1}^n i_{CHj} = \frac{n i_{CH}}{C'} = \frac{i_{CH}}{C}$$

Eguagliando la somma dei primi membri con la somma dei secondi membri si scrive un'equazione per il condensatore del modulo equivalente del tutto analoga a quella del condensatore del modulo generico:

$$\frac{d}{dt} v_{CH} = -\frac{i_{CH}}{C}$$

Ovviamente si può fare un ragionamento del tutto analogo per il ramo inferiore definendo la tensione del condensatore equivalente, la funzione di commutazione equivalente e la corrente del condensatore equivalente. La capacità equivalente si ritiene uguale per i rami superiore ed inferiore. Per il ramo inferiore risulta, in sintesi:

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{CL} \stackrel{\text{def}}{=} nv'_{CL} \\ S_L \stackrel{\text{def}}{=} \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n S_{Lj} \\ i_{CL} \stackrel{\text{def}}{=} \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n i_{CLj} \end{array} \right. \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} v_L = S_L v_{CL} \\ i_{CL} = S_L i_L \\ \frac{d}{dt} v_{CL} = -\frac{i_{CL}}{C} \end{array} \right.$$

Consideriamo dunque il caso semplice di un solo modulo per il ramo superiore ed un solo modulo per il ramo inferiore, consapevoli che la trattazione può essere generalizzata in qualunque momento ad un numero qualsiasi di moduli, tramite le definizioni introdotte. Scriviamo equazioni valide istante per istante, contenenti le funzioni di commutazione dei moduli superiore ed inferiore, coincidenti con le funzioni di commutazione dei rispettivi rami nel caso semplice di un solo modulo per ramo. Se si volesse fare una trattazione ai valori medi nel generico periodo di commutazione si dovrebbero considerare le modulanti al posto delle funzioni di commutazione.

### 3.3 Elaborazione delle equazioni per ottenere una forma adatta al controllo

Le equazioni scritte fino a questo punto riguardano solo le serie dei moduli, superiore ed inferiore, senza tener conto della modalità di collegamento al resto del circuito. Per controllare il dispositivo è necessario scrivere le equazioni che tengono conto dell'intero circuito di potenza e della modalità di collegamento del carico.

In Fig. 3-2 è rappresentato l'intero ramo di MMC a tre livelli possibili, con l'indicazione dei versi di riferimento per le tensioni e le correnti d'interesse per la trattazione.

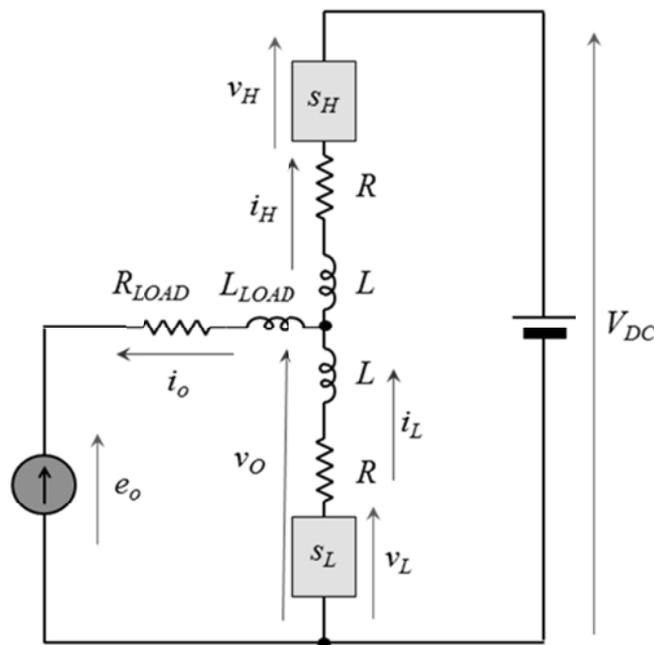


Figura 3-2 - Ramo d'inverter MMC a tre livelli possibili e carico in parallelo al ramo inferiore.

Notiamo che se i livelli possibili sono tre, non significa che la tecnica di modulazione utilizzi tutti e tre i livelli. In generale, infatti, il numero di livelli effettivi dipende dalla tecnica di modulazione utilizzata. Nel caso specifico, se si utilizza ad esempio la tecnica di modulazione vincolata, descritta in dettaglio nel Par. 4.1, i livelli si riducono a due.

I versi delle correnti sono scelti in modo che quando le correnti sono positive i condensatori si scaricano. In base ai versi scelti, si ha la seguente equazione di Kirchhoff al nodo a cui è collegato il carico:

$$i_O = i_L - i_H$$

dove “ $i_O$ ” è la corrente del carico. L’equazione scritta mette in evidenza che è necessario che le correnti nei due rami siano diverse affinché passi corrente sul carico. Si indica con “ $v_O$ ” la tensione complessiva del ramo inferiore, che tiene conto della caduta di tensione degli elementi in serie al modulo, che nel caso di carico collegato come in Fig. 3-2 coincide con la tensione applicata al carico. Per ottenere un modello del sistema adatto ad individuare un algoritmo di controllo è opportuno introdurre la corrente di circolazione, non misurabile sul circuito di potenza, ottenuta come combinazione lineare delle correnti dei rami misurabili, così definita:

$$i_{circ} \stackrel{\text{def}}{=} \frac{i_L + i_H}{2}$$

La corrente di circolazione è pari alla media delle correnti dei rami superiore ed inferiore. Note “ $i_{circ}$ ” ed “ $i_O$ ” si possono ricavare in qualsiasi momento “ $i_H$ ” e “ $i_L$ ” come segue:

$$\begin{cases} i_H = i_{circ} - \frac{i_O}{2} \\ i_L = i_{circ} + \frac{i_O}{2} \end{cases}$$

Si può notare che in ogni ramo passa metà della corrente di carico e la corrente di circolazione. Quindi la corrente di circolazione esprime quanto differisce la corrente fornita al carico dal ramo inferiore e la corrente fornita al carico dal ramo superiore: è nulla nel caso le correnti dei rami siano entrambe entranti nel nodo di carico ed i rami forniscano ciascuno metà della corrente di carico, mentre coincide con la corrente dei rami quando sul carico non passa corrente.

Si scrivono adesso le equazioni di Kirchoff delle tensioni per la maglia esterna, il ramo inferiore e la maglia del carico:

$$\begin{cases} V_{DC} - v_H + Ri_H + L \frac{di_H}{dt} - v_O = 0 \\ v_L - Ri_L - L \frac{di_L}{dt} - v_O = 0 \\ v_O = e_O + R_{LOAD}i_O + L_{LOAD} \frac{di_O}{dt} \end{cases}$$

Per quanto riguarda il carico si ha che non può essere alimentato da una tensione alternata, a meno che la f.e.m. “ $e_O$ ” non si consideri sommata ad un offset pari a “ $V_{DC}/2$ ”, il che non crea problemi in fase di simulazione, mentre richiede l’accessibilità del punto centrale dell’alimentazione in fase sperimentale. Il circuito con carico collegato al punto centrale viene analizzato nel seguito.

Sostituendo la terza equazione nelle prime due si ottiene:

$$\begin{cases} V_{DC} - v_H + Ri_H + L \frac{di_H}{dt} - e_O - R_{LOAD}i_O - L_{LOAD} \frac{di_O}{dt} = 0 \\ v_L - Ri_L - L \frac{di_L}{dt} - e_O - R_{LOAD}i_O - L_{LOAD} \frac{di_O}{dt} = 0 \end{cases}$$

Si riscrive il sistema esplicitando “ $v_H$ ” e “ $v_L$ ”:

$$\begin{cases} v_H = V_{DC} + Ri_H + L \frac{di_H}{dt} - e_O - R_{LOAD}i_O - L_{LOAD} \frac{di_O}{dt} \\ v_L = Ri_L + L \frac{di_L}{dt} + e_O + R_{LOAD}i_O + L_{LOAD} \frac{di_O}{dt} \end{cases}$$

A questo punto si introducono la tensione differenziale tra il modulo inferiore e quello superiore “ $v_{dLH}$ ” e la tensione media tra i due moduli “ $v_m$ ”. Queste tensioni sono ottenute come combinazione lineare delle tensioni “ $v_H$ ” e “ $v_L$ ” e non sono misurabili sul circuito di potenza, essendo definite come segue:

$$\begin{cases} v_{dLH} \stackrel{\text{def}}{=} \frac{v_L - v_H}{2} \\ v_m \stackrel{\text{def}}{=} \frac{v_L + v_H}{2} \end{cases}$$

Se i moduli superiore ed inferiore hanno la stessa tensione, la tensione differenziale è nulla e la tensione media coincide con le tensioni dei moduli. Se

invece le tensioni dei moduli sono diverse tra loro, la tensione differenziale è tanto più elevata (in valore assoluto) quanto più forte è la differenza tra le tensioni dei due moduli. Note “ $v_{dLH}$ ” e “ $v_m$ ” si possono ricavare in qualsiasi momento “ $v_H$ ” e “ $v_L$ ” nel modo seguente:

$$\begin{cases} v_H = v_m - v_{dLH} \\ v_L = v_m + v_{dLH} \end{cases}$$

Applicando le definizioni di “ $v_{dLH}$ ” e “ $v_m$ ” alle espressioni ottenute per “ $v_H$ ” e “ $v_L$ ”, risulta:

$$\begin{cases} v_{dLH} = e_o - \frac{V_{DC}}{2} + R_{eq}i_o + L_{eq} \frac{di_o}{dt} \\ v_m = \frac{V_{DC}}{2} + R i_{circ} + L \frac{di_{circ}}{dt} \end{cases}$$

avendo definito:

$$\begin{cases} R_{eq} \stackrel{\text{def}}{=} \frac{R}{2} + R_{LOAD} \\ L_{eq} \stackrel{\text{def}}{=} \frac{L}{2} + L_{LOAD} \end{cases}$$

Notiamo che l’induttanza equivalente può essere sostituita nelle equazioni scritte tramite il seguente passaggio:

$$\frac{L}{2} \left( \frac{di_L}{dt} - \frac{di_H}{dt} \right) + L_{LOAD} \frac{di_o}{dt} = \frac{L}{2} \frac{d}{dt} (i_L - i_H) + L_{LOAD} \frac{di_o}{dt} = \left( \frac{L}{2} + L_{LOAD} \right) \frac{di_o}{dt}$$

Si può eguagliare la somma delle derivate delle correnti alla derivata della somma delle correnti nell’ipotesi che le correnti siano prive di discontinuità nel tempo. Trattandosi di correnti su induttori, questa ipotesi è sempre verificata perché l’energia elettromagnetica immagazzinata da un induttore dipende dal quadrato della corrente e se la corrente fosse discontinua vorrebbe dire che l’induttore scambierebbe una potenza infinita con l’esterno, che è un assurdo fisico. Quanto detto è noto come principio di continuità della corrente sugli induttori.

L’implementazione di un sistema di controllo basato sulle equazioni scritte richiede, inoltre, la conoscenza dei parametri “ $R_{eq}$ ” ed “ $L_{eq}$ ”, dipendenti dai parametri “ $R_{LOAD}$ ” e “ $L_{LOAD}$ ” del carico. Nelle applicazioni reali può succedere che non sia immediato stimare correttamente i parametri del carico.

Le equazioni ottenute suggeriscono una strategia di controllo rappresentabile in modo schematico come segue:

$$\begin{cases} v_{dLH} \rightarrow i_O \\ v_m \rightarrow i_{circ} \end{cases}$$

In parole si può descrivere la strategia affermando che il controllo della tensione differenziale permette di controllare la corrente di carico, mentre le oscillazioni della tensione media intorno a “ $V_{DC}/2$ ” consentono di controllare la corrente di circolazione. Mentre il controllo di “ $i_O$ ” è basato sul riferimento da inseguire, dipendente dal particolare sistema elettrico considerato, il controllo di “ $i_{circ}$ ” è correlato alla potenza trasmessa dal ramo ed al suo stato energetico. La questione dello stato energetico del ramo viene esaminata in dettaglio nel Par. 3.5, mentre il bilancio di potenza può essere analizzato intuitivamente come segue:

$$\begin{aligned} P_{IN} = P_{OUT} &\rightarrow -V_{DC}i_H = v_Oi_O \\ \rightarrow -V_{DC}\left(-\frac{i_O}{2} + i_{circ}\right) &= V_{DC}\left(\frac{i_O}{2} - i_{circ}\right) = v_Oi_O \end{aligned}$$

Ipotizziamo che “ $i_O$ ” di riferimento sia sinusoidale ed abbia frequenza “ $f_O$ ” (e periodo “ $T_O$ ”) e che, di conseguenza, anche “ $v_O$ ” sia sinusoidale alla stessa frequenza. Ipotizziamo, inoltre, che la corrente di circolazione sia la somma di un contributo medio costante “ $i_{circ,media}$ ” ed un contributo alternato a frequenza “ $f_O$ ”. Calcolando il valor medio dell’equazione scritta in un periodo “ $T_O$ ” si evidenzia il flusso di potenza attiva, che risulta:

$$-V_{DC}i_{circ,media} = P_{OUT,attiva}$$

Risulta dunque che il trasferimento di potenza attiva al carico implica che la corrente di circolazione oscilli attorno ad un valore medio negativo. Questa considerazione non è sufficiente per capire quale riferimento di “ $i_{circ}$ ” debba essere scelto, ma fornisce un’indicazione sul suo valor medio.

Verifichiamo adesso come si modificano le equazioni scritte se invece di collegare il carico in parallelo al ramo inferiore si collega tra il punto centrale dei due moduli ed il punto centrale dell’alimentazione, il che è possibile ovviamente solo se si dispone di quest’ultimo punto. Quest’analisi è importante in fase sperimentale perché permette di conoscere le differenze tra i risultati ottenibili nei due casi. Dal punto di vista applicativo per applicazioni industriali

invece non ha molta importanza, perché nel caso trifase il carico si collega fra i punti centrali di tre rami in parallelo, mentre nel caso monofase si collega fra i punti centrali di due rami in parallelo. In Fig. 3-3 si rappresenta come si modifica il circuito esaminato.

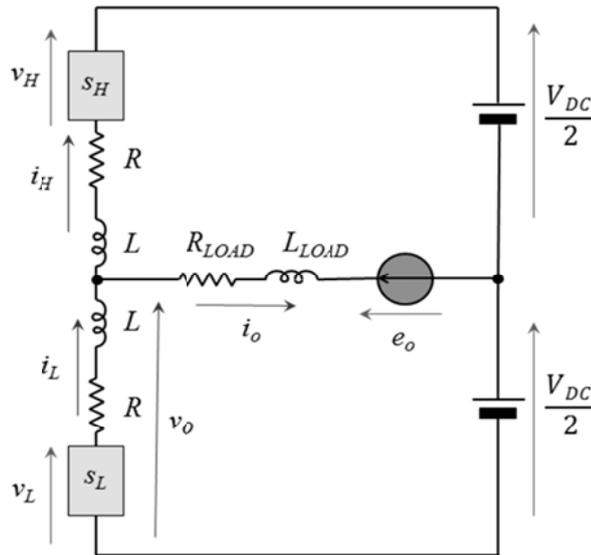


Figura 3-3 - Ramo d'inverter MMC a tre livelli possibili e carico fra i punti centrali.

Si scrivono le equazioni di Kirchhoff delle tensioni per la maglia esterna, il ramo inferiore e la maglia del carico:

$$\begin{cases} V_{DC} - v_H + Ri_H + L \frac{di_H}{dt} - v_o = 0 \\ v_L - Ri_L - L \frac{di_L}{dt} - v_o = 0 \\ v_o = e_o + \frac{V_{DC}}{2} + R_{LOAD}i_o + L_{LOAD} \frac{di_o}{dt} \end{cases}$$

Sostituendo la terza equazione nelle prime due si ottiene:

$$\begin{cases} V_{DC} - v_H + Ri_H + L \frac{di_H}{dt} - e_o - \frac{V_{DC}}{2} - R_{LOAD}i_o - L_{LOAD} \frac{di_o}{dt} = 0 \\ v_L - Ri_L - L \frac{di_L}{dt} - e_o - \frac{V_{DC}}{2} - R_{LOAD}i_o - L_{LOAD} \frac{di_o}{dt} = 0 \end{cases}$$

Si riscrive il sistema esplicitando “ $v_H$ ” e “ $v_L$ ”:

$$\begin{cases} v_H = \frac{V_{DC}}{2} + Ri_H + L \frac{di_H}{dt} - e_O - R_{LOAD}i_O - L_{LOAD} \frac{di_O}{dt} \\ v_L = \frac{V_{DC}}{2} + Ri_L + L \frac{di_L}{dt} + e_O + R_{LOAD}i_O + L_{LOAD} \frac{di_O}{dt} \end{cases}$$

Calcolando “ $v_{dLH}$ ” e “ $v_m$ ” in base alle definizioni si ottiene:

$$\begin{cases} v_{dLH} = e_O + R_{eq}i_O + L_{eq} \frac{di_O}{dt} \\ v_m = \frac{V_{DC}}{2} + Ri_{circ} + L \frac{di_{circ}}{dt} \end{cases}$$

Rispetto al collegamento del carico in parallelo al ramo inferiore, si ha che l’equazione che lega tensione differenziale e corrente di carico risulta priva del termine “ $V_{DC}/2$ ”, mentre l’equazione che lega tensione media e corrente di circolazione risulta invariata.

Si sono elaborate dunque le equazioni iniziali, combinandole e introducendovi delle variabili ottenute dalla combinazione delle variabili originali. Questo procedimento ha permesso di ottenere equazioni più semplici per implementare lo schema di controllo: in particolare ha messo in evidenza che la corrente di carico può essere controllata tramite la tensione differenziale mentre la corrente di circolazione può essere controllata tramite la tensione media. Le equazioni ottenute possono essere scritte equivalentemente esplicitando le derivate rispetto al tempo della corrente di carico e della corrente di circolazione. Nel caso di carico collegato in parallelo al ramo inferiore, ad esempio:

$$\begin{cases} \frac{di_O}{dt} = \frac{1}{L_{eq}} \left( v_{dLH} - e_O + \frac{V_{DC}}{2} - R_{eq}i_O \right) \\ \frac{di_{circ}}{dt} = \frac{1}{L} \left( v_m - \frac{V_{DC}}{2} - Ri_{circ} \right) \end{cases}$$

### 3.4 Ripple di tensione sui condensatori e considerazioni sulla scelta del valore della capacità dei moduli

Le tensioni sui condensatori variano nel tempo quando questi sono attraversati da corrente. E’ possibile calcolare le derivate rispetto al tempo delle tensioni sui condensatori tramite la conoscenza delle correnti di carico, della corrente di circolazione e delle funzioni di commutazione:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dv_{CH}}{dt} = -\frac{i_{CH}}{C} = -\frac{s_H i_H}{C} = -\frac{s_H}{C} \left( i_{circ} - \frac{i_O}{2} \right) \\ \frac{dv_{CL}}{dt} = -\frac{i_{CL}}{C} = -\frac{s_L i_L}{C} = -\frac{s_L}{C} \left( i_{circ} + \frac{i_O}{2} \right) \end{array} \right. \rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \frac{dv_{CH}}{dt} = -\frac{s_H}{C} \left( i_{circ} - \frac{i_O}{2} \right) \\ \frac{dv_{CL}}{dt} = -\frac{s_L}{C} \left( i_{circ} + \frac{i_O}{2} \right) \end{array} \right.$$

Il valore della capacità deve essere tale per cui il ripple di tensione sia accettabile. A parità di massimo ripple accettabile, la capacità che devono avere i condensatori aumenta all'aumentare della corrente di carico e al diminuire della frequenza di commutazione. Sono stati proposti in letteratura metodi per minimizzare la capacità basati sull'iniezione di opportune armoniche della corrente di circolazione [3].

### 3.5 Introduzione dell'energia elettrostatica dei condensatori nelle equazioni

La stabilità della tensione sui condensatori è correlata alla stabilità della loro energia elettrostatica, in quanto l'energia è direttamente proporzionale al quadrato della tensione.

In generale per un condensatore di capacità "C", con tensione "v" ai suoi capi, risulta:

$$\frac{d}{dt} \left( \frac{1}{2} C v^2 \right) = v \frac{dv}{dt} C$$

Ovvero la derivata rispetto al tempo dell'energia elettrostatica è uguale al prodotto della tensione per la derivata rispetto al tempo della tensione stessa, per la capacità. Per i condensatori dei moduli superiore ed inferiore risulta:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dW_{CH}}{dt} = v_{CH} \frac{dv_{CH}}{dt} C = -v_{CH} i_{CH} \\ \frac{dW_{CL}}{dt} = v_{CL} \frac{dv_{CL}}{dt} C = -v_{CL} i_{CL} \end{array} \right.$$

Considerando le funzioni di commutazione:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{CH} = s_H i_H \\ v_{CH} = \frac{v_H}{s_H} \end{array} \right. \rightarrow v_{CH} i_{CH} = v_H i_H \quad \left\{ \begin{array}{l} i_{CL} = s_L i_L \\ v_{CL} = \frac{v_L}{s_L} \end{array} \right. \rightarrow v_{CL} i_{CL} = v_L i_L$$

Si possono dunque riscrivere le derivate rispetto al tempo delle energie dei condensatori nel modo seguente:

$$\begin{cases} \frac{dW_{CH}}{dt} = -v_H i_H \\ \frac{dW_{CL}}{dt} = -v_L i_L \end{cases}$$

Quindi, introducendo le equazioni che legano le grandezze relative ai condensatori con le grandezze relative ai moduli, tramite le funzioni di commutazione, si legano le derivate dell'energia elettrostatica dei condensatori con le tensioni e le correnti dei rami.

Si definiscono l'energia totale dei condensatori e l'energia differenziale rispettivamente come segue:

$$\begin{cases} W_{TC} \stackrel{\text{def}}{=} W_H + W_L \\ W_{\Delta C} \stackrel{\text{def}}{=} W_H - W_L \end{cases}$$

Derivando rispetto al tempo e sostituendo le equazioni scritte sopra si ottiene:

$$\begin{cases} \frac{dW_{TC}}{dt} = \frac{dW_H}{dt} + \frac{dW_L}{dt} = -v_H i_H - v_L i_L \\ \frac{dW_{\Delta C}}{dt} = \frac{dW_H}{dt} - \frac{dW_L}{dt} = -v_H i_H + v_L i_L \end{cases}$$

Sostituendo le espressioni di “ $v_H$ ” e “ $v_L$ ” in funzione di “ $v_m$ ” e “ $v_{dLH}$ ” e le espressioni di “ $i_H$ ” e “ $i_L$ ” in funzione di “ $i_{circ}$ ” e “ $i_O$ ”, si ottiene:

$$\begin{cases} \frac{dW_{TC}}{dt} = -(v_m - v_{dLH})\left(i_{circ} - \frac{i_O}{2}\right) - (v_m + v_{dLH})\left(i_{circ} + \frac{i_O}{2}\right) \\ \frac{dW_{\Delta C}}{dt} = -(v_m - v_{dLH})\left(i_{circ} - \frac{i_O}{2}\right) + (v_m + v_{dLH})\left(i_{circ} + \frac{i_O}{2}\right) \end{cases}$$

Facendo i calcoli si semplificano le due equazioni scritte come segue:

$$\begin{cases} \frac{dW_{TC}}{dt} = -2i_{circ}v_m - i_O v_{dLH} \\ \frac{dW_{\Delta C}}{dt} = 2i_{circ}v_{dLH} + i_O v_m \end{cases}$$

In queste due equazioni compaiono le tre variabili “ $i_{circ}$ ”, “ $v_m$ ” e “ $v_{dLH}$ ” per controllare “ $i_O$ ”, l'energia totale e l'energia differenziale. Sarebbe complicato basare il controllo su queste equazioni. Per ottenere un metodo di controllo

semplice si deve tornare a considerare le equazioni scritte prima di esprimere “ $v_H$ ” e “ $v_L$ ” in funzione di “ $v_m$ ” e “ $v_{dLH}$ ” e le espressioni di “ $i_H$ ” e “ $i_L$ ” in funzione di “ $i_{circ}$ ” e “ $i_o$ ” e si devono introdurre anche le derivate rispetto al tempo dell’energia sugli induttori, come segue:

$$\begin{cases} \frac{dW_{LH}}{dt} = \frac{d}{dt} \left( \frac{1}{2} Li_H^2 \right) = Li_H \frac{di_H}{dt} \\ \frac{dW_{LL}}{dt} = \frac{d}{dt} \left( \frac{1}{2} Li_L^2 \right) = Li_L \frac{di_L}{dt} \end{cases}$$

Per non far comparire le derivate delle correnti rispetto al tempo si sostituiscono le cadute di tensione sugli induttori tramite le equazioni di Kirchhoff per le tensioni scritte precedentemente, trascurando le cadute di tensione sui resistori:

$$\begin{cases} \frac{dW_{LH}}{dt} = (-V_{DC} + v_H + v_o)i_H \\ \frac{dW_{LL}}{dt} = (v_L - v_o)i_L \end{cases}$$

La sostituzione effettuata è valida per entrambi i tipi di collegamento del carico esaminati, in quanto contengono “ $v_o$ ” generica. Quindi, ricordando che è necessario sottrarre un offset “ $V_{DC}/2$ ” a “ $v_o$ ” perché questa possa essere sinusoidale, la trattazione che segue risulta indipendente dalla modalità di collegamento del carico.

A questo punto si possono scrivere la derivata dell’energia totale del ramo superiore e dell’energia totale del ramo inferiore, definite rispettivamente “ $W_H$ ” e “ $W_L$ ”, ottenute sommando le energie dei condensatori e degli induttori:

$$\begin{cases} \frac{dW_H}{dt} = \frac{d}{dt} (W_{CH} + W_{LH}) = (v_o - V_{DC})i_H \\ \frac{dW_L}{dt} = \frac{d}{dt} (W_{CL} + W_{LL}) = -v_o i_L \end{cases}$$

Sommando e sottraendo le due equazioni si possono calcolare le derivate delle energie totale e differenziale del ramo complessivo, definite rispettivamente “ $W_T$ ” e “ $W_\Delta$ ”:

$$\begin{cases} \frac{dW_T}{dt} = \frac{dW_H}{dt} + \frac{dW_L}{dt} = (v_o - V_{DC})i_H - v_o i_L \\ \frac{dW_\Delta}{dt} = \frac{dW_H}{dt} - \frac{dW_L}{dt} = (v_o - V_{DC})i_H + v_o i_L \end{cases}$$

A questo punto è opportuno cambiare le variabili, esprimendo “ $i_H$ ” e “ $i_L$ ” in funzione di “ $i_{circ}$ ” e “ $i_O$ ”:

$$\begin{cases} \frac{dW_T}{dt} = (v_O - V_{DC})(i_{circ} - \frac{i_O}{2}) - v_O(i_{circ} + \frac{i_O}{2}) \\ \frac{dW_\Delta}{dt} = (v_O - V_{DC})(i_{circ} - \frac{i_O}{2}) + v_O(i_{circ} + \frac{i_O}{2}) \end{cases}$$

Facendo i calcoli, le equazioni si semplificano come segue:

$$\begin{cases} \frac{dW_T}{dt} = \left(\frac{V_{DC}}{2} - v_O\right) i_O - V_{DC} i_{circ} \\ \frac{dW_\Delta}{dt} = V_{DC} \frac{i_O}{2} + (2v_O - V_{DC}) i_{circ} \end{cases}$$

Si può verificare facilmente che si possono ottenere esattamente le stesse equazioni non trascurando le cadute di tensione sui resistori dei rami e mettendo in conto la potenza dissipata dai resistori nel calcolo dell’energia totale. Nelle equazioni delle energie “ $W_H$ ” e “ $W_L$ ”, infatti, si sommerebbero e sottrarrebbero le potenze dissipate dai resistori, così esprimibili per i due rami:

$$\begin{cases} P_{RH} = R i_H^2 \\ P_{RL} = R i_L^2 \end{cases}$$

Tuttavia concettualmente non è corretto introdurre la potenza dissipata dai resistori nel calcolo della derivata dell’energia dei rami, in quanto i resistori hanno un comportamento dissipativo. Sarebbe, invece, necessario tener conto della potenza dissipata dai resistori nello studio del bilancio di potenza del convertitore, ad esempio nell’analisi del comportamento di un back to back.

L’energia totale ha il valore della somma delle energie degli elementi reattivi dei rami superiore ed inferiore, mentre l’energia differenziale ha il valore della differenza tra l’energia degli elementi reattivi del ramo superiore e l’energia degli elementi reattivi del ramo inferiore. Se durante il funzionamento le derivate delle energie totale e differenziale fossero nulle, tali energie sarebbero costanti. Si può intuire che se il funzionamento avviene correttamente l’energia totale deve essere approssimativamente uguale a quella dei condensatori, mentre l’energia differenziale deve essere nulla. L’energia degli induttori deve, infatti, essere molto ridotta in confronto all’energia sui condensatori perché il ripple di tensione sui condensatori non sia eccessivo.

A differenza delle equazioni scritte considerando solo le energie dei condensatori, le ultime equazioni ottenute sono adatte per implementare un sistema di controllo semplice, soprattutto in regime periodico, purché sia possibile controllare la tensione “ $V_{DC}$ ” del bus DC. Questo fatto risulta più chiaro integrando le equazioni in un periodo generico della corrente e della tensione di carico:

$$\begin{cases} \Delta W_T = \int_0^T \left( \frac{V_{DC}}{2} - v_O \right) i_O dt - \int_0^T V_{DC} i_{circ} dt \\ \Delta W_\Delta = \int_0^T V_{DC} \frac{i_O}{2} dt + \int_0^T (2v_O - V_{DC}) i_{circ} dt \end{cases}$$

In generale il prodotto di due sinusoidi aventi stessa frequenza, sfasate di un certo angolo, è una sinusoide avente frequenza doppia rispetto a quella delle sinusoidi moltiplicate e valor medio non nullo, dipendente dallo sfasamento tra le sinusoidi moltiplicate. L’integrale del prodotto di due sinusoidi isofrequenziali sfasate, esteso ad un periodo, ha un valore non nullo che dipende dalle ampiezze delle sinusoidi e dallo sfasamento tra queste. Tale valore è pari alla metà del prodotto delle ampiezze, moltiplicato per il coseno dell’angolo di sfasamento. Nel caso delle grandezze elettriche tipicamente si considerano i valori efficaci ed il prodotto delle ampiezze delle sinusoidi non va dimezzato.

Si ipotizza di voler ottenere un andamento sinusoidale per la corrente di carico “ $i_O$ ” e che la tensione di carico “ $v_O - V_{DC}/2$ ” risulti anch’essa sinusoidale. Ipotizziamo inoltre che la tensione del bus DC si mantenga costante durante il funzionamento.

Si considera l’integrale dell’energia totale: il primo addendo ha un certo valore che dipende dalla tensione e dalla corrente di carico; il secondo integrale invece è nullo se la corrente di circolazione è alternata con frequenza pari a quella delle grandezze relative al carico, mentre ha un determinato valore non nullo se la corrente di circolazione è costante. Se la corrente di circolazione è la somma di una componente sinusoidale e di una componente continua, la componente continua controlla l’integrale dell’energia totale, mentre la componente sinusoidale non ha alcun effetto sul tale energia.

Si considera adesso l’integrale dell’energia differenziale: il primo addendo è nullo se vale l’ipotesi di corrente di carico sinusoidale; il secondo integrale invece ha un valore che dipende dalla corrente di circolazione. Se la corrente di circolazione fosse costante e se vale l’ipotesi fatta per la tensione di carico, il secondo integrale sarebbe nullo. Se, invece, la corrente di circolazione fosse sinusoidale con frequenza pari a quella della tensione e corrente di carico, il

secondo integrale non sarebbe nullo. Si giunge, quindi, a conclusioni opposte rispetto a quelle fatte per l'integrale dell'energia totale: la componente continua della corrente di circolazione non ha nessuna influenza sull'energia differenziale, mentre la componente alternata della corrente di circolazione ne controlla l'integrale su un periodo.

Grazie a queste considerazioni è possibile progettare uno schema di controllo avente lo scopo di fissare il valore medio dell'energia totale e di annullare il valore medio dell'energia differenziale.

Si può a questo punto riepilogare la tecnica di controllo studiata con la seguente rappresentazione schematica:

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{dLH} \rightarrow i_o \\ v_m \rightarrow i_{circ} \rightarrow \begin{pmatrix} W_{\Delta} \\ W_T \end{pmatrix} \end{array} \right.$$

In sintesi: la tensione differenziale controlla la corrente di carico mentre la tensione media controlla la corrente di circolazione. Quest'ultima, tramite le sue componenti continua ed alternata, controlla l'energia totale e l'energia differenziale del ramo.

### 3.6 Estensione del modello matematico al caso trifase

Per estendere il modello matematico del singolo ramo ad un convertitore trifase è opportuno introdurre i vettori di spazio, in modo da ottenere equazioni del tutto analoghe a quelle del singolo ramo. Si ragiona per ogni fase in termini di modulo equivalente alla serie di moduli effettiva. Il circuito di riferimento è rappresentato in Fig. 3-4. Le equazioni riguardanti la fase generica "k" sono le seguenti:

$$\begin{cases} v_{Hk} = S_{Hk} v_{CHk} \\ v_{Lk} = S_{Lk} v_{CLk} \end{cases}$$

$$\begin{cases} i_{CHk} = S_{Hk} i_{Hk} \\ i_{CLk} = S_{Lk} i_{Lk} \end{cases}$$

$$\begin{cases} \frac{dv_{CHk}}{dt} = -\frac{i_{CHk}}{C} \\ \frac{dv_{CLk}}{dt} = -\frac{i_{CLk}}{C} \end{cases}$$

$$k = \{A, B, C\}$$

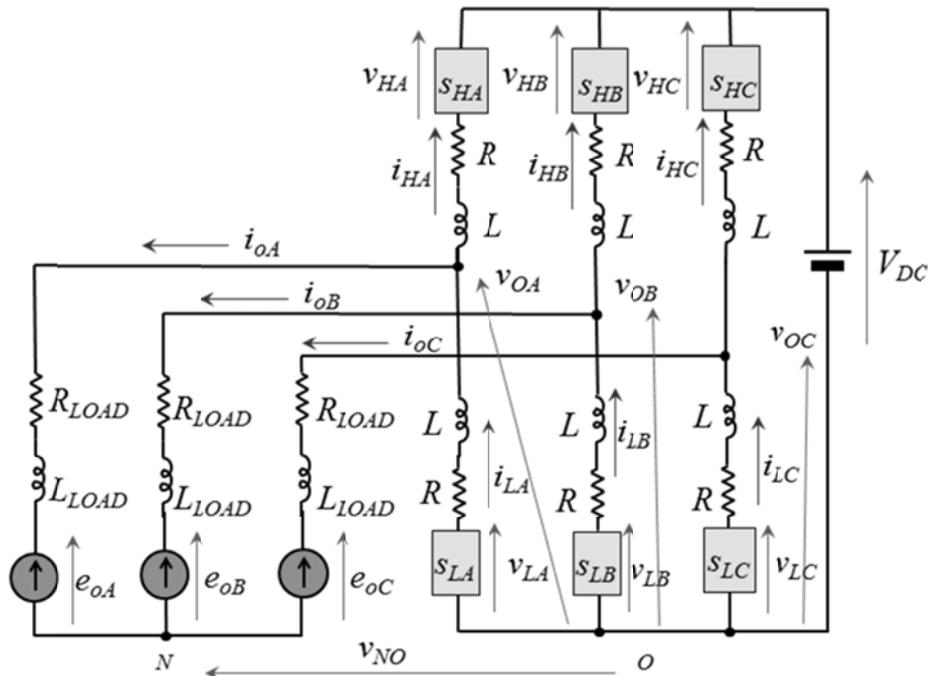


Figura 3-4 - Convertitore MMC Trifase.

Si scrivono le equazioni di Kirchhoff delle tensioni per la maglia esterna, il ramo inferiore e la maglia del carico, in modo del tutto analogo a quanto fatto per il singolo ramo:

$$\begin{cases} V_{DC} - v_{Hk} + Ri_{Hk} + L \frac{di_{Hk}}{dt} - v_{Ok} = 0 \\ v_{Lk} - Ri_{Lk} - L \frac{di_{Lk}}{dt} - v_{Ok} = 0 \\ v_{Ok} - v_{NO} = e_{Ok} + R_{LOAD}i_{Ok} + L_{LOAD} \frac{di_{Ok}}{dt} \end{cases}$$

Si definiscono le tensioni differenziale e media per la fase generica “k” come segue:

$$\begin{cases} v_{dLHk} \stackrel{\text{def}}{=} \frac{v_{Lk} - v_{Hk}}{2} \\ v_{mk} \stackrel{\text{def}}{=} \frac{v_{Lk} + v_{Hk}}{2} \end{cases}$$

Per quanto riguarda le correnti si ha, per ciascuna fase, la corrente di carico ottenuta come differenza tra la corrente del ramo inferiore e la corrente del ramo superiore e la corrente di circolazione definita come media tra le correnti dei rami superiore ed inferiore:

$$\begin{cases} i_{Ok} = i_{Lk} - i_{Hk} \\ i_{circk} \stackrel{\text{def}}{=} \frac{i_{Lk} + i_{Hk}}{2} \end{cases}$$

Elaborando le equazioni per ottenere una forma più adatta al controllo, sfruttando le definizioni introdotte, si ottiene un risultato del tutto analogo a quello relativo al caso del singolo ramo:

$$\begin{cases} v_{dLHk} = e_{Ok} + v_{NO} - \frac{V_{DC}}{2} + R_{eq}i_{Ok} + L_{eq} \frac{di_{Ok}}{dt} \\ v_{mk} = \frac{V_{DC}}{2} + R i_{circk} + L \frac{di_{circk}}{dt} \end{cases}$$

Si introducono, adesso, i vettori di spazio. Per un sistema di tre grandezze generiche dipendenti dal tempo, si definiscono il vettore di spazio “ $\bar{y}$ ” e la componente omopolare “ $y_0$ ” come segue:

$$\begin{cases} x_A(t) \\ x_B(t) \\ x_C(t) \end{cases} \rightarrow \begin{cases} \bar{y} = \frac{2}{3}(x_A + x_B\bar{\alpha} + x_C\bar{\alpha}^2) \\ y_0 = \frac{1}{3}(x_A + x_B + x_C) \\ \bar{\alpha} = e^{j\frac{2\pi}{3}} \end{cases}$$

Applicando la definizione si possono calcolare i vettori di spazio  $\bar{v}_H$  e  $\bar{v}_L$  delle tensioni dei moduli superiore ed inferiore rispettivamente.

Le definizioni date per la tensione differenziale e la tensione media possono essere scritte in termini di vettori di spazio nel modo seguente:

$$\begin{cases} \bar{v}_{dLH} \stackrel{\text{def}}{=} \frac{\bar{v}_L - \bar{v}_H}{2} \\ \bar{v}_{mk} \stackrel{\text{def}}{=} \frac{\bar{v}_L + \bar{v}_H}{2} \end{cases}$$

Analogamente si scrivono i vettori di spazio della corrente di carico e della corrente di circolazione:

$$\begin{cases} \bar{i}_O = \bar{i}_L - \bar{i}_H \\ \bar{i}_{circ} \stackrel{\text{def}}{=} \frac{\bar{i}_L + \bar{i}_H}{2} \end{cases}$$

Quindi si riscrivono le equazioni di controllo in termini di vettori di spazio:

$$\begin{cases} \bar{v}_{dLH} = \bar{e}_O + R_{eq}\bar{i}_O + L_{eq} \frac{d\bar{i}_O}{dt} \\ \bar{v}_m = R\bar{i}_{circ} + L \frac{d\bar{i}_{circ}}{dt} \end{cases}$$

Si nota che nelle equazioni di  $\bar{v}_{dLH}$  scompaiono i termini comuni alle equazioni delle tre fasi, contenenti  $v_{NO}$  e  $V_{DC}$ . Si tratta di una caratteristica nota dei vettori di spazio, in quanto ciò che è uguale nelle tre grandezze di cui si calcola il vettore di spazio viene moltiplicato per  $(1 + \bar{\alpha} + \bar{\alpha}^2) = 0$ .

Analogamente a quanto fatto con i vettori di spazio, le definizioni date per la tensione differenziale e la tensione media possono essere scritte in termini di componenti omopolari nel modo seguente:

$$\begin{cases} v_{dLHO} \stackrel{\text{def}}{=} \frac{v_{LO} - v_{HO}}{2} \\ v_{mO} \stackrel{\text{def}}{=} \frac{v_{LO} + v_{HO}}{2} \end{cases}$$

Per quanto riguarda le correnti, il collegamento a stella implica l'annullamento della componente omopolare della corrente di carico, da cui si deduce l'uguaglianza delle componenti omopolari delle correnti del ramo superiore e del ramo inferiore. Si può definire, inoltre, la componente omopolare della corrente di circolazione, analogamente a com'è definita la corrente di circolazione della fase generica.

$$\begin{cases} i_{OO} = i_{LO} - i_{HO} = \frac{1}{3}(i_{O1} + i_{O2} + i_{O3}) = 0 \quad \text{collegamento a stella} \rightarrow i_{LO} = i_{HO} \\ i_{circO} \stackrel{\text{def}}{=} \frac{i_{LO} + i_{HO}}{2} = i_{LO} = i_{HO} \end{cases}$$

A questo punto si scrivono le componenti omopolari delle equazioni di controllo:

$$\begin{cases} v_{dLHO} = e_{OO} + v_{NO} - \frac{V_{DC}}{2} \\ v_{mO} = \frac{V_{DC}}{2} + Ri_{circO} + L \frac{di_{circO}}{dt} \end{cases}$$

Nell'equazione di  $v_{dLHO}$  si è eliminata la componente omopolare della corrente di carico. Le equazioni delle componenti omopolari, inoltre, lasciano inalterati i termini che le tre grandezze di partenza hanno in comune.

Le equazioni di controllo scritte in termini di vettori di spazio e di componenti omopolari permetteranno di implementare degli schemi di controllo trifase analoghi agli schemi di controllo monofase.

Il controllo dell'energia totale e differenziale dei rami, può essere effettuato indipendentemente per ciascun ramo. In alternativa si possono definire e controllare i vettori di spazio e le componenti omopolari, sia dell'energia totale e differenziale, sia dell'energia dei rami superiori ed inferiori. I vettori di spazio sarebbero nulli se le energie considerate fossero uguali per tutti e tre i rami, quindi il loro valore sarebbe correlato allo sbilanciamento energetico. Le componenti omopolari, invece, sarebbero i valori medi delle energie considerate.

## **4 Sistemi di controllo progettati**

Sono stati progettati due tipi di sistemi di controllo: un tipo vincolato ed un tipo non vincolato. Il compito dei sistemi di controllo è fornire le modulanti da applicare ai moduli. Compito di un modulatore PWM a valle del sistema di controllo è determinare le funzioni di commutazione dei moduli, in base alle modulanti richieste in ogni ciclo di commutazione. I due rami hanno ciascuno la propria modulante, indipendenti fra loro. Vincolando le modulanti tramite un'equazione ben precisa, il sistema di controllo ha una sola uscita anziché due. Il controllo effettuato con le uscite legate dal vincolo lo abbiamo definito "controllo vincolato".

Lasciando invece indipendenti le uscite del sistema si effettua il "controllo non vincolato", basato sulle equazioni che mettono in conto l'energia elettrostatica dei condensatori.

Nel caso i moduli per ramo siano più di uno, il modulatore PWM deve stabilire come ottenere la modulante richiesta, fra le varie possibili combinazioni delle funzioni di commutazione. E' stato proposto un algoritmo che stabilisce le funzioni di commutazione con l'obiettivo di mantenere bilanciate le tensioni dei condensatori.

### **4.1 Teoria del controllo vincolato**

Si considera un singolo ramo costituito da un modulo equivalente superiore ed un modulo equivalente inferiore. Le uscite del sistema di controllo, ovvero gli ingressi del modulatore PWM, sono le modulanti superiore ed inferiore. Le uscite del modulatore PWM sono le funzioni di commutazione, in base alle quali si comandano gli IGBT del ramo. Vincolando tra loro le due uscite del sistema di controllo, l'uscita effettiva si riduce ad una sola. Se il vincolo viene imposto sulle modulanti vale mediamente in ogni ciclo di commutazione, se invece viene imposto per le funzioni di commutazione vale in ogni istante.

Nel Par. 3.3, considerando il carico collegato in parallelo al ramo inferiore, si è giunti alle seguenti equazioni:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_o}{dt} = \frac{1}{L_{eq}} \left( v_{dLH} - e_o + \frac{V_{DC}}{2} - R_{eq} i_o \right) \\ \frac{di_{circ}}{dt} = \frac{1}{L} \left( v_m - \frac{V_{DC}}{2} - R i_{circ} \right) \\ \frac{dv_{CH}}{dt} = -\frac{i_{CH}}{C} \\ \frac{dv_{CL}}{dt} = -\frac{i_{CL}}{C} \end{array} \right.$$

Queste equazioni possono essere scritte equivalentemente nel modo seguente:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_o}{dt} = \frac{1}{2L_{eq}} (V_{DC} - v_{CH} s_H + v_{CL} s_L - 2R_{eq} i_o - 2e_o) \\ \frac{di_{circ}}{dt} = \frac{1}{2L} (-V_{DC} + v_{CH} s_H + v_{CL} s_L - 2R i_{circ}) \\ \frac{dv_{CH}}{dt} = -\frac{1}{C} \left( i_{circ} - \frac{i_o}{2} \right) s_H \\ \frac{dv_{CL}}{dt} = -\frac{1}{C} \left( i_{circ} + \frac{i_o}{2} \right) s_L \end{array} \right.$$

L'andamento nel tempo delle grandezze elettriche che compaiono nelle equazioni scritte dipende fortemente dai valori che assumono le funzioni di commutazione. In fase di progettazione della tecnica di controllo è, quindi, fondamentale correlare il comportamento delle grandezze che si vogliono controllare con i valori che devono assumere "s<sub>H</sub>" ed "s<sub>L</sub>".

La prima equazione esprime il legame tra le funzioni di commutazione e la corrente di carico, mentre la seconda equazione lega le funzioni di commutazione e la corrente di circolazione. Le ultime due equazioni esprimono le oscillazioni delle tensioni sui condensatori in funzione della corrente di carico, della corrente di circolazione e delle funzioni di commutazione.

Se si è interessati a controllare solo la corrente di carico, ignorando la corrente di circolazione, si può pensare di legare le due funzioni di commutazione con un vincolo e ricondursi ad un'unica variabile di controllo da utilizzare per ottenere la corrente di carico desiderata. Ad esempio si può prevedere un funzionamento complementare dei moduli equivalenti superiore ed inferiore, cioè prevedere che in ogni istante venga attivato soltanto uno dei due moduli. La complementarità impone un vincolo ben preciso tra le funzioni di commutazione, che può essere espresso matematicamente come segue:

$$\begin{cases} s_H + s_L = 1 \\ s_H, s_L = \{0; 1\} \\ s_R \stackrel{\text{def}}{=} s_H - s_L = \pm 1 \end{cases}$$

Le variabili “ $s_H$ ” ed “ $s_L$ ” individuano lo stato di funzionamento dei moduli, mentre la variabile “ $s_R$ ” individua lo stato di funzionamento del ramo. Quest’ultima, per come è stata definita, è sempre unitaria in valore assoluto ed è positiva se è attivo il modulo superiore, mentre è negativa se è attivo il modulo inferiore. Si può capire, pertanto, come vada esteso il ragionamento nel caso di più moduli per ramo, cioè come si estende l’insieme dei valori che può assumere la variabile “ $s_R$ ” ed il significato fisico del vincolo, nel Par. 4.2 seguente.

Si possono esprimere “ $s_H$ ” ed “ $s_L$ ” in funzione di “ $s_R$ ” come segue:

$$\begin{cases} s_H = \frac{1 + s_R}{2} \\ s_L = \frac{1 - s_R}{2} \end{cases}$$

Si può dunque utilizzare la variabile “ $s$ ” al posto delle due variabili “ $s_H$ ” ed “ $s_L$ ”, riducendo ad una sola le variabili d’ingresso. Sostituendo si ottiene:

$$\begin{cases} \frac{di_O}{dt} = \frac{1}{2L_{eq}} \left[ V_{DC} - v_{CH} \left( \frac{1 + s_R}{2} \right) + v_{CL} \left( \frac{1 - s_R}{2} \right) - 2R_{eq}i_O - 2e_O \right] \\ \frac{di_{circ}}{dt} = \frac{1}{2L} \left[ -V_{DC} + v_{CH} \left( \frac{1 + s_R}{2} \right) + v_{CL} \left( \frac{1 - s_R}{2} \right) - 2Ri_{circ} \right] \\ \frac{dv_{CH}}{dt} = -\frac{1}{C} \left( i_{circ} - \frac{i_O}{2} \right) \left( \frac{1 + s_R}{2} \right) \\ \frac{dv_{CL}}{dt} = -\frac{1}{C} \left( i_{circ} + \frac{i_O}{2} \right) \left( \frac{1 - s_R}{2} \right) \end{cases}$$

Le prime due equazioni si possono scrivere mettendo in evidenza la somma e la differenza delle tensioni sui condensatori:

$$\begin{cases} \frac{di_O}{dt} = \frac{1}{2L_{eq}} \left[ V_{DC} + \left( \frac{v_{CL} - v_{CH}}{2} \right) - s_R \left( \frac{v_{CL} + v_{CH}}{2} \right) - 2R_{eq}i_O - 2e_O \right] \\ \frac{di_{circ}}{dt} = \frac{1}{2L} \left[ -V_{DC} + \left( \frac{v_{CH} + v_{CL}}{2} \right) + s_R \left( \frac{v_{CH} - v_{CL}}{2} \right) - 2Ri_{circ} \right] \end{cases}$$

Definiamo come segue due variabili ottenute combinando le tensioni sui condensatori:

$$\begin{cases} v_C^+ \stackrel{\text{def}}{=} \frac{v_{CH} + v_{CL}}{2} \\ v_C^- \stackrel{\text{def}}{=} \frac{v_{CL} - v_{CH}}{2} \end{cases}$$

La variabile “ $v_C^+$ ” è correlata all’energia elettrostatica contenuta nel ramo, mentre la variabile “ $v_C^-$ ” è correlata allo sbilanciamento di tensione fra i due condensatori. Le tensioni sui condensatori si possono ricavare dalle variabili introdotte tramite le seguenti relazioni:

$$\begin{cases} v_{CH} = v_C^+ - v_C^- \\ v_{CL} = v_C^+ + v_C^- \end{cases}$$

Il sistema si dice bilanciato se i condensatori superiore ed inferiore hanno la stessa tensione e quindi immagazzinano la stessa energia elettrostatica. In tal caso “ $v_C^+$ ” è uguale alla tensione dei due condensatori e “ $v_C^-$ ” risulta nulla.

Sostituendo le nuove variabili definite nelle equazioni scritte sopra si ha:

$$\begin{cases} \frac{di_O}{dt} = \frac{1}{2L_{eq}} (V_{DC} + v_C^- - s_R v_C^+ - 2R_{eq}i_O - 2e_O) \\ \frac{di_{circ}}{dt} = \frac{1}{2L} (-V_{DC} + v_C^+ + s_R v_C^- - 2Ri_{circ}) \\ \frac{dv_C^+}{dt} = -\frac{1}{2C} \left( i_{circ} - \frac{i_O s_R}{2} \right) \\ \frac{dv_C^-}{dt} = -\frac{1}{2C} \left( -i_{circ} s_R + \frac{i_O}{2} \right) \end{cases}$$

La terza e la quarta equazione si ottengono eguagliando la derivata della somma delle tensioni alla somma delle derivate delle tensioni: tale passaggio matematico è possibile grazie alla validità del principio di continuità della tensione sui condensatori.

Il sistema scritto permette di determinare istante per istante le derivate rispetto al tempo delle tensioni e delle correnti che caratterizzano il sistema.

## 4.2 Significato fisico del vincolo nel caso di un numero generico di moduli per ramo

I singoli moduli funzionano in modo complementare, in quanto in ogni istante un IGBT è chiuso e l'altro è aperto. Il ramo, invece, non ha motivo di funzionare in modo complementare se non viene imposto alcun vincolo sulle funzioni di commutazione. Considerando il caso di un solo modulo superiore ed un solo modulo inferiore, abbiamo visto che il vincolo tra le funzioni di commutazione richiede la complementarità, cioè che in ogni istante sia attivato solo uno dei due moduli. Nel caso di un numero generico di moduli per ramo, il significato fisico del vincolo tra le funzioni di commutazione è, in ogni istante di funzionamento, il mantenimento di un numero costante di moduli attivati complessivamente per ramo. Questo fatto può essere dimostrato come segue:

$n$  = numero di livelli

$(n-1)/2$  = numero di moduli disponibili per ramo superiore o inferiore

$x$  = numero di moduli attivati sul ramo superiore

$y$  = numero di moduli attivati sul ramo inferiore

$$s_H + s_L = 1 \Rightarrow \frac{x}{\binom{n-1}{2}} + \frac{y}{\binom{n-1}{2}} = (x + y) / \binom{n-1}{2} = 1 \Rightarrow x + y = \frac{n-1}{2}$$

Trascurando le variazioni di tensione dei condensatori dovute alla corrente che li attraversa, il mantenimento di un numero costante di moduli attivati in ogni istante è coerente con la necessità di mantenere costante la tensione sui singoli condensatori e ben individuabili i livelli di tensione che il ramo può fornire in uscita. Per fissare le idee si può fare il seguente esempio numerico [7]:

$V_{DC} = 50$  kV

Numero di moduli complessivi = 20

Numero di moduli per ramo = 10

Numero di moduli per ramo = Numero di moduli costantemente attivati

→ Tensione su ogni condensatore = 5 kV

Si hanno undici livelli di tensione possibili in uscita. Con riferimento al punto centrale, i livelli hanno i seguenti valori:

-25 kV; -20 kV; -15 kV; -10 kV; -5 kV; 0 V; 5 kV; 10 kV; 15 kV; 20 kV; 25 kV

Si deduce quindi che, a differenza del caso di un solo modulo per ramo, i valori di " $s_H$ " ed " $s_L$ " possono assumere anche valori intermedi tra 0 e 1, dipendenti dal

numero di moduli attivati. La variabile “ $s_R$ ” può assumere, invece, valori intermedi tra -1 e 1 ed individua ancora lo stato di funzionamento del ramo. Ovviamente, maggiore è il numero di moduli per ramo, più elevato è il numero dei possibili stati di funzionamento.

E’ doveroso notare che, in pratica, non si possono mai trascurare le variazioni di tensione dei moduli dovute al passaggio di corrente e, di conseguenza, il mantenimento di un numero costante di moduli attivati non risulta una condizione necessaria per il funzionamento. Questo fatto risulterà più chiaro in seguito, confrontando il comportamento del sistema di controllo vincolato e del sistema di controllo non vincolato.

Analizziamo adesso la correlazione tra l’imposizione del vincolo sulle modulanti e sulle funzioni di commutazione. Consideriamo, ad esempio, il caso in cui si hanno sette livelli: distinguiamo in Fig. 4-1 l’andamento delle funzioni di commutazione corrispondente a due diverse posizioni della modulante.

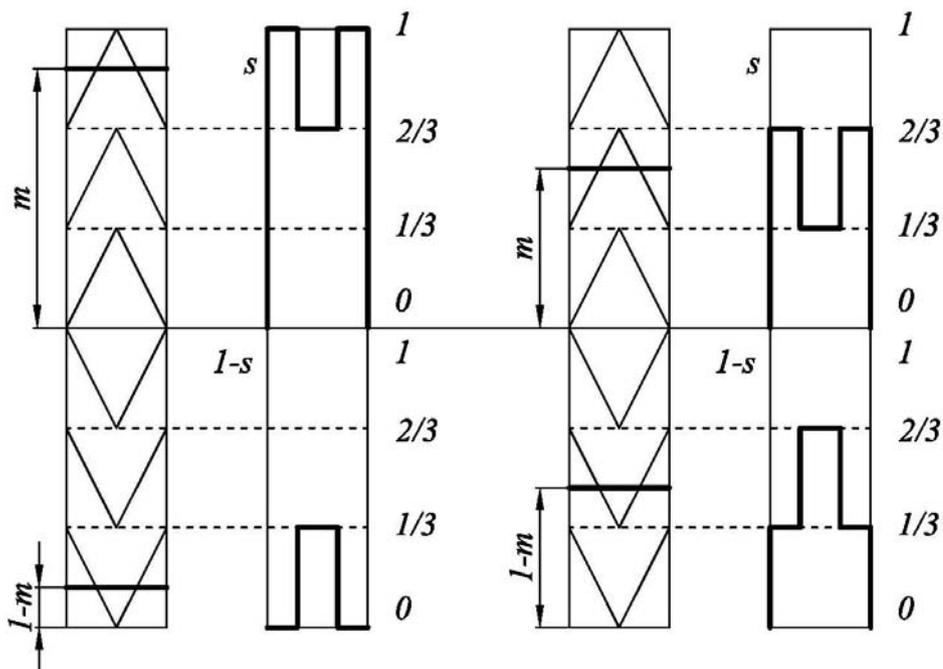


Figura 4-1- Controllo vincolato per ramo di MMC a sette livelli.

Supponiamo che alla modulante del ramo superiore “ $m_H$ ” venga richiesto il valore “ $m$ ”. Alla modulante del ramo inferiore “ $m_L$ ” è richiesto il complemento ad uno di “ $m$ ”, coerentemente col vincolo. In Fig. 4-1 sono rappresentate, a fianco delle intersezioni tra portante e modulante, gli andamenti delle funzioni di commutazione per due diversi valori di “ $m$ ”. La linea orizzontale che collega i due esempi separa ciò che riguarda il modulo superiore da ciò che riguarda il

modulo inferiore. Grazie alle portanti scelte, in corrispondenza di modulanti complementari per i due rami, si ottengono funzioni di commutazione complementari.

E' fondamentale considerare che non è vero, in generale, che la complementarità fra le modulanti implica la complementarità tra le funzioni di commutazione: ciò dipende dalle particolari tecniche PWM implementate per i moduli dei due rami. Nell'esempio di Fig. 4-1, per entrambi i moduli le funzioni di commutazione sono alte quando le modulanti sono maggiori delle portanti, ma le portanti che riguardano i moduli del ramo inferiore sono il complemento ad uno delle portanti che riguardano il ramo superiore. Il concetto può essere capito meglio osservando la Fig. 4-2.

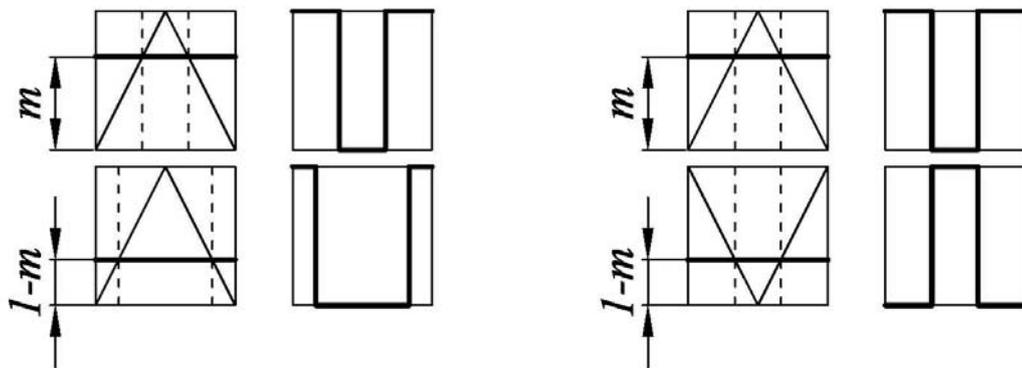


Figura 4-2 – Tipologie di modulazione PWM per ottenere la stessa modulante con funzione di commutazione diversa.

In generale, risulta che la funzione di commutazione ottenuta imponendo il valore alto quando la modulante è maggiore della portante, ha lo stesso valore medio della funzione di commutazione ottenuta imponendo il valore alto quando la modulante è maggiore del complemento a uno della portante. Nel caso del controllo vincolato, se le portanti dei moduli del ramo superiore sono uguali alle portanti dei moduli del ramo inferiore, imponendo la complementarità delle modulanti non si ottiene la complementarità delle funzioni di commutazione. Se, invece, le portanti dei moduli di uno dei due rami sono il complemento ad uno delle portanti dei moduli dell'altro ramo, imponendo la complementarità delle modulanti si ottiene anche la complementarità delle funzioni di commutazione.

### 4.3 Considerazioni sul controllo non vincolato

Abbiamo definito controllo “non vincolato”, nel senso che non pone alcun vincolo tra le modulanti, un controllo avente l’obiettivo di generare il riferimento della corrente di circolazione tramite il controllo dell’energia elettrostatica dei condensatori. Supponendo il riferimento per la corrente di carico imposto dall’esterno, nota la corrente di circolazione, si possono determinare la tensione differenziale e la tensione media con due regolatori, in base alle equazioni di controllo scritte nel Par. 3.3. La corrente di circolazione di riferimento viene ottenuta dalla somma di una componente continua ed una componente alternata: la componente continua dipende dal controllo dell’energia totale del ramo, mentre la componente alternata dipende dal controllo dell’energia differenziale. A rigore, per come sono state scritte le equazioni di controllo, tali energie devono comprendere l’energia elettromagnetica degli induttori, ma se il sistema è dimensionato in modo adeguato e funziona correttamente si può verificare che l’energia degli induttori risulta trascurabile in confronto a quella dei condensatori e dunque si può tenere conto solo dell’energia elettrostatica.

Per un singolo ramo sono richiesti in definitiva quattro regolatori: due di energia e due di tensione. Sono proposte in letteratura tecniche di controllo del singolo ramo, basate sul controllo di energia elettrostatica, che fanno uso di due soli regolatori anziché quattro [8].

In sintesi, il controllo non vincolato è suddiviso in due parti: la parte a monte genera la corrente di circolazione di riferimento e la parte a valle regola la tensione. La parte a monte è suddivisa, a sua volta, in due parti: una parte regola la componente continua della corrente di circolazione e l’altra regola la componente alternata. Il sistema riceve in ingresso le correnti dei rami e le tensioni dei condensatori: in base a queste grandezze calcola l’energia totale e differenziale del ramo, da confrontare con i riferimenti. I riferimenti di energia dipendono dalle tensioni di riferimento dei condensatori, imposte dall’esterno, e dalle correnti dei rami, calcolabili in base alla corrente di carico di riferimento ed alla corrente di circolazione di riferimento. Quest’ultima non può essere fornita in ingresso, perché è proprio la grandezza che si deve calcolare: per evitare “loop algebrici” si devono, quindi, far calcolare al sistema i riferimenti di energia, in ogni istante, tramite il valore di corrente di circolazione calcolato all’istante di calcolo precedente. Il problema non si porrebbe se si trascurasse a priori l’energia degli induttori. In tal caso il riferimento di energia totale sarebbe rigorosamente costante ed il riferimento di energia differenziale sarebbe esattamente nullo.

Confrontando i riferimenti di energia con l’energia effettiva, si calcolano gli errori che ricevono in ingresso i regolatori. L’uscita del regolatore di energia

totale è la componente continua della corrente di circolazione. L'uscita del regolatore di energia differenziale è l'ampiezza della componente alternata della corrente di circolazione, quindi è necessario moltiplicare tale uscita per un segnale sinusoidale di ampiezza unitaria, pulsazione pari a quella della corrente di riferimento e fase opportuna.

Sul sistema appena descritto sono state effettuate le simulazioni riportate nel Par. 5.4 e le prove sperimentali descritte nel Par. 6.3.

#### **4.4 Strategia di gestione dei moduli per mantenere bilanciati i condensatori**

Il controllo del singolo ramo di MMC si può considerare suddiviso in due livelli: uno primario che assegna le modulanti superiore ed inferiore, ovvero il numero di moduli da attivare per i rami superiore ed inferiore, ed uno secondario che stabilisce quali moduli attivare di quelli disponibili. I sistemi di controllo vincolato e non vincolato sono da considerarsi di livello primario. La modulazione PWM permette di passare dalle modulanti alle funzioni di commutazione e si può considerare di livello intermedio. La strategia di gestione dei moduli per mantenere bilanciati i condensatori può, infine, considerarsi di livello secondario.

Nello schema a blocchi di Fig. 4-3 è riportato l'algoritmo di bilanciamento della tensione dei condensatori, nel caso siano presenti sei moduli per i rami superiore ed inferiore. Tale algoritmo è basato sulla misura della tensione di tutti i condensatori e la misura del verso delle correnti nei rami superiore ed inferiore. Tali misure permettono di dedurre per ciascun modulo se la sua attivazione comporta la carica o la scarica del relativo condensatore e si può decidere, in base a tale valutazione, di far scaricare i condensatori più carichi e caricare quelli più scarichi. Perché la valutazione del comportamento dei condensatori conseguente all'attivazione dei moduli sia corretta, è fondamentale aver stabilito a priori in modo chiaro i versi di riferimento delle tensioni e delle correnti.

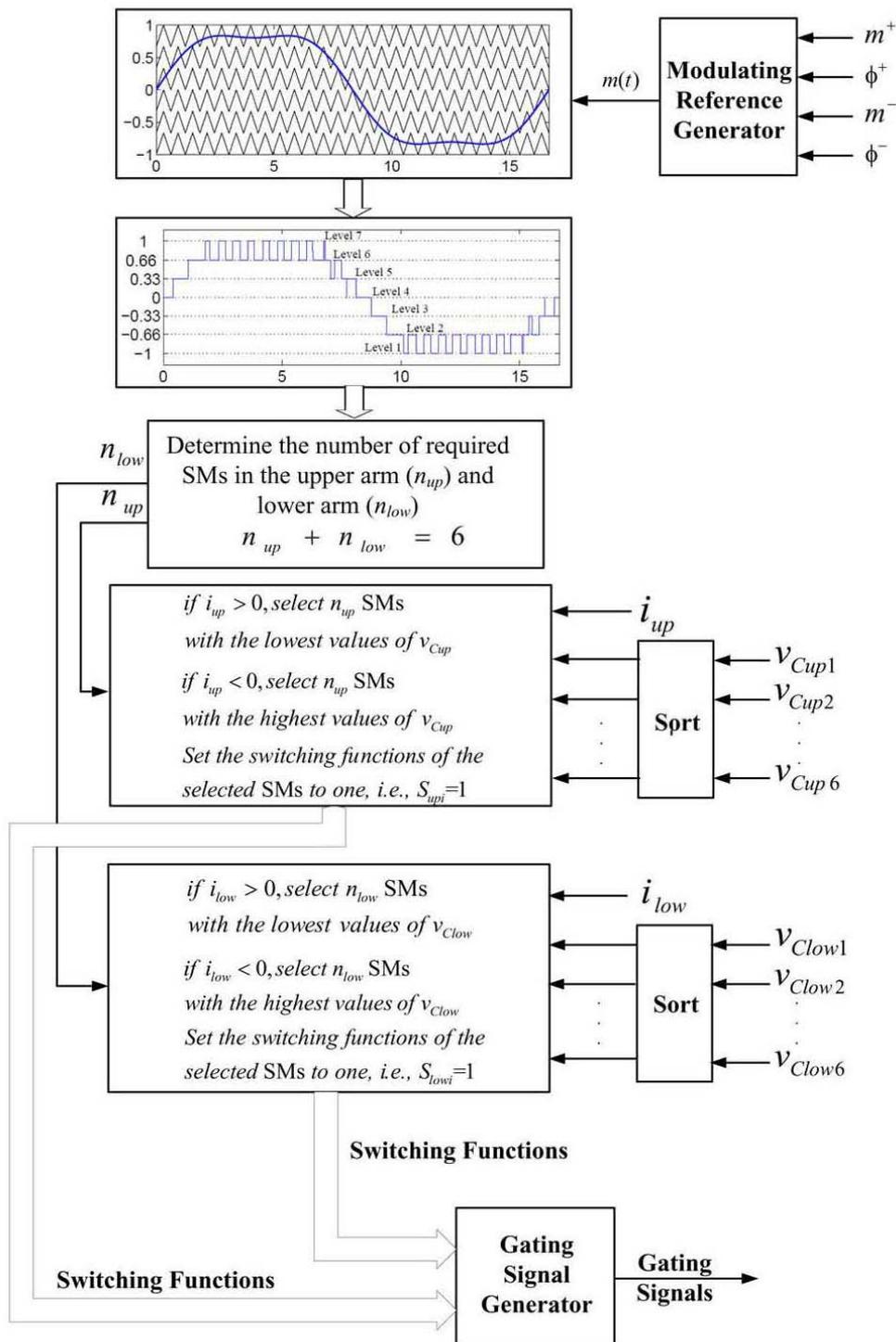


Figura 4-3 - Algoritmo di bilanciamento della tensione dei condensatori [2].

## 5 Simulazioni

Prima di effettuare le prove sperimentali e durante l'esecuzione delle stesse sono state effettuate alcune simulazioni, in ambiente Simulink di Matlab, per capire il comportamento del sistema. Le simulazioni contengono quindi i parametri del prototipo reale su cui sono state fatte le misure. Sono riportati di seguito i modelli utilizzati per effettuare le simulazioni ed i risultati ottenuti da queste. In particolare sono simulati: il transitorio di carica dei condensatori per il singolo ramo di MMC, i controlli vincolato e non vincolato del singolo ramo di MMC, il controllo non vincolato per MMC trifase ed il controllo del singolo ramo tramite algoritmo di bilanciamento dei condensatori. Si sono realizzati sia modelli basati sulle equazioni che descrivono il sistema, sia modelli contenenti elementi della libreria SymPowerSystems. Il circuito di riferimento, corrispondente al circuito di potenza del prototipo, è schematizzato in Fig. 5-1.

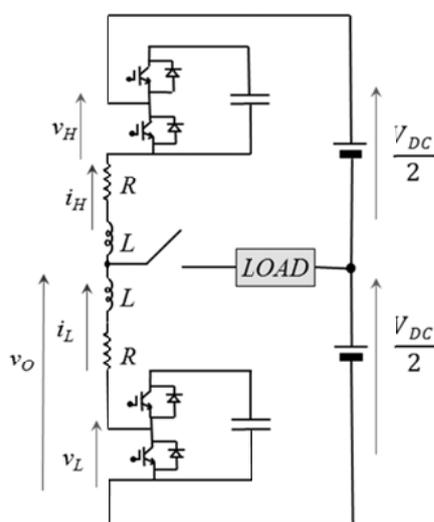


Figura 5-1 – Singolo ramo di MMC con carico disinserito.

## 5.1 Simulazione del transitorio di carica iniziale dei condensatori

Si è esaminato l'andamento delle correnti e delle tensioni nei condensatori nella fase transitoria che segue l'accensione del dispositivo, confrontando più metodi di precarica. Il circuito di riferimento per questa analisi è quello rappresentato in Fig. 5-1. Si è simulato il transitorio riguardante il prototipo usato per le prove sperimentali, avente le seguenti caratteristiche:

- tensione del bus DC di 24 V;
- capacità dei moduli di 880  $\mu\text{F}$ ;
- induttanza dei rami di 1,18 mH;
- resistenza dei rami di 0,4  $\Omega$ ;
- induttanza del carico di 0,5 mH;
- resistenza del carico di 1  $\Omega$ .

Si è considerata come prima possibilità l'imposizione di un valore pari a 0,5 per entrambe le modulanti, corrispondente alla condizione del programma implementato sul DSP utilizzato in laboratorio per effettuare le prove sperimentali. Il modello usato è riportato in Fig. 5-2.

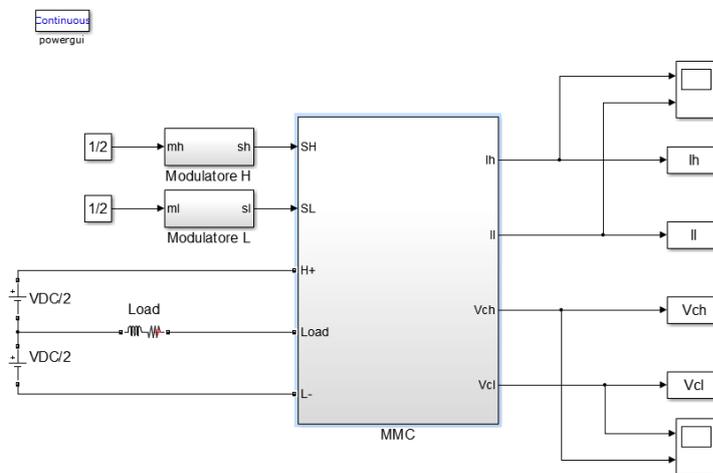


Figura 5-2 – Modello utilizzato per simulare il transitorio di carica con modulanti pari a 0,5.

I modulatori dei rami alto e basso sono uguali ed in Fig. 5-3 è riportato come esempio il modulatore del ramo alto.

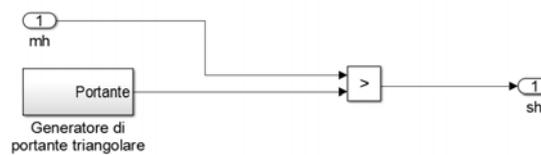


Figura 5-3 – Modulatore PWM.

Il generatore della portante triangolare è ottenuto come rappresentato in Fig. 5-4.

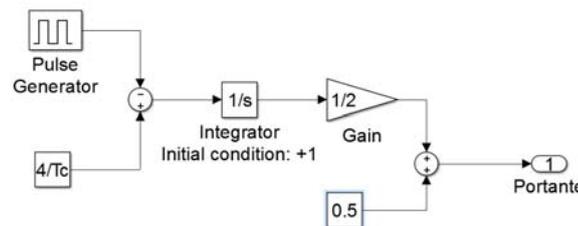


Figura 5-4 – Generatore di portante triangolare.

Nei modelli che seguono i modulatori sono tutti ottenuti con lo schema appena visto. Il blocco “MMC” contiene il ramo complessivo, costituito da un modulo superiore ed uno inferiore, come mostrato in Fig. 5-5.

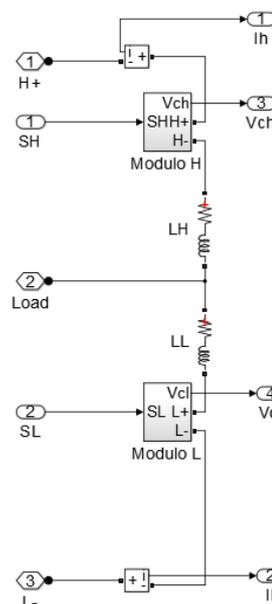


Figura 5-5 – Modello del singolo ramo di MMC con elementi della libreria SymPowerSystems.

Il singolo modulo ha la struttura tipica, comprendente il condensatore e la coppia di interruttori statici, costituiti da diodi e IGBT, in grado di attivare o

escludere il modulo. Per tale struttura è stato costruito il modello rappresentato in Fig. 5-6.

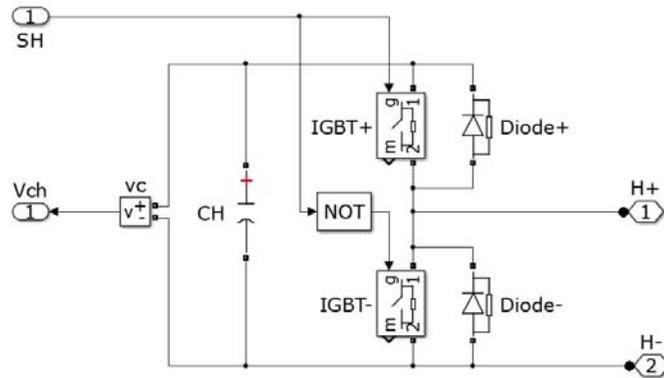


Figura 5-6 – Modello del singolo modulo di MMC con elementi della libreria SymPowerSystems.

I risultati della simulazione mostrano gli andamenti delle tensioni e delle correnti nei due condensatori, riportati nelle Fig. 5-7 e 5-8 secondo i versi di riferimento del circuito in Fig 5-1. Data la simmetria della struttura, le tensioni dei due moduli hanno un andamento identico fra loro e anche le correnti dei due moduli. Tale simmetria non è ottenibile nei dispositivi reali, pertanto nelle misure sperimentali ci si deve aspettare sempre uno scostamento dall'andamento ottenuto con le simulazioni.

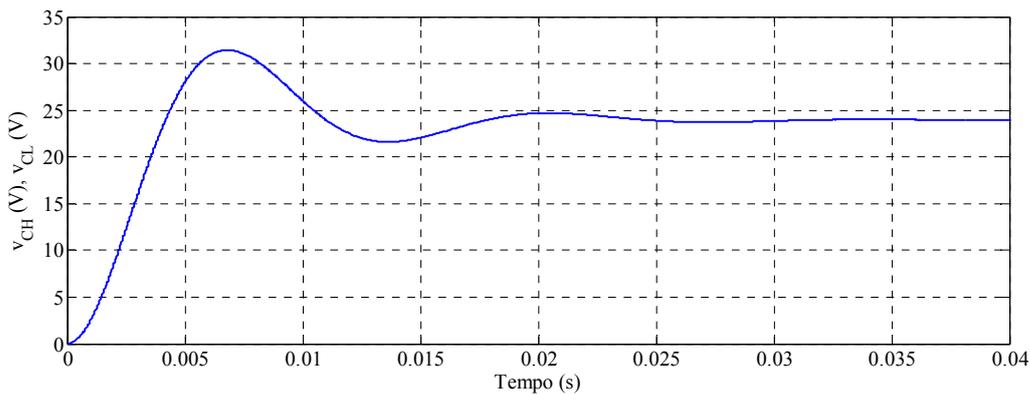


Figura 5-7 – Tensioni di carica dei condensatori con modulanti pari a 0,5.

Il transitorio ha l'andamento tipico dei sistemi del secondo ordine, caratterizzato da una certa sovra elongazione ed un determinato tempo di assestamento. Nel caso considerato il transitorio dura circa 25 ms ed il picco delle tensioni vale circa 32 V. Il valore di assestamento per le tensioni vale 24 V, quindi è uguale alla tensione del bus DC.

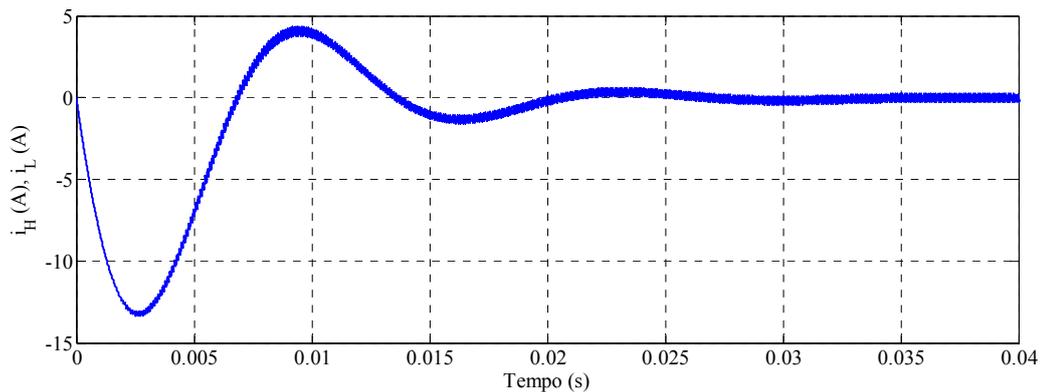


Figura 5-8 - Correnti di carica dei condensatori per modulanti pari a 0,5.

Le correnti raggiungono il valore di picco di circa 13 A in 2,5 ms e si annullano quando le tensioni raggiungono il valore di assestamento.

Consideriamo come seconda possibilità di carica iniziale dei condensatori, il mantenimento di tutti gli IGBT spenti, ovvero di entrambe le funzioni di commutazione nulle. Il circuito di riferimento si semplifica nel modo mostrato in Fig. 5-9.

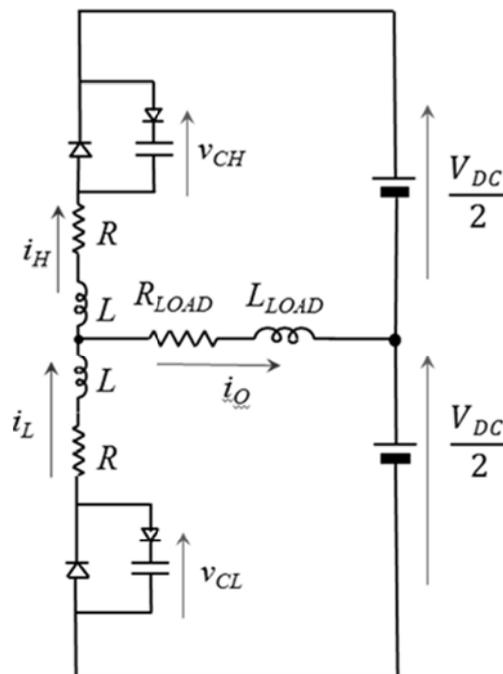


Figura 5-9 - Circuito di precarica condensatori con IGBT spenti.

Il modello utilizzato per simulare questo circuito è riportato in Fig. 5-10.

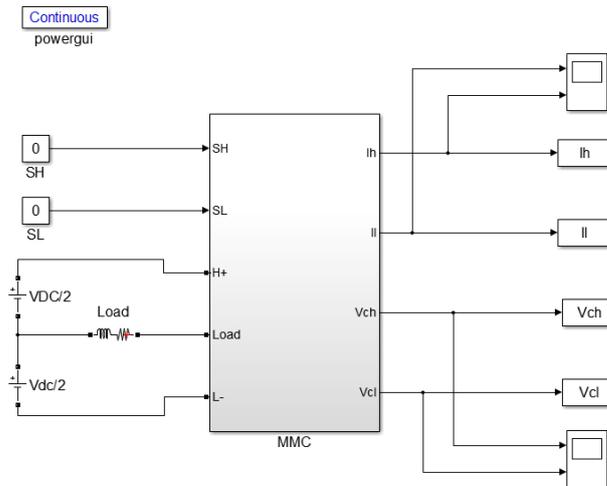


Figura 5-10 - Modello utilizzato per simulare il transitorio di carica con funzioni di commutazione nulle.

In questo caso non deve esserci complementarità fra le funzioni di commutazione che comandano gli IGBT, quindi va rimosso il bocco “NOT” dal modello del singolo modulo, modificandolo come mostrato in Fig. 5-11.

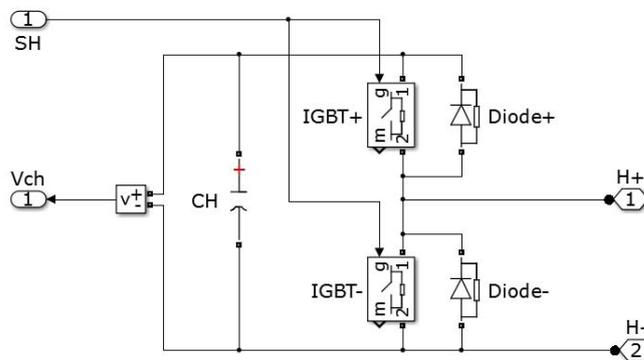


Figura 5-11 - Modello del modulo del ramo superiore con stesso segnale di gate per entrambi gli IGBT.

Come nel transitorio precedentemente esaminato, c'è simmetria fra i rami superiore ed inferiore del convertitore e gli andamenti delle tensioni e delle correnti di carica sono riportati sovrapposti nelle Fig. 5-12 e 5-13. Stavolta il transitorio è del primo ordine e dura 3 ms. Le tensioni raggiungono il valore di circa 17 V e le correnti hanno un picco di poco inferiore a 7 A, raggiunto in 1,5 ms. Quindi è da ritenersi preferibile questo secondo metodo di precarica dei condensatori, salvo per il fatto che essi non raggiungono la tensione del bus DC a fine carica.

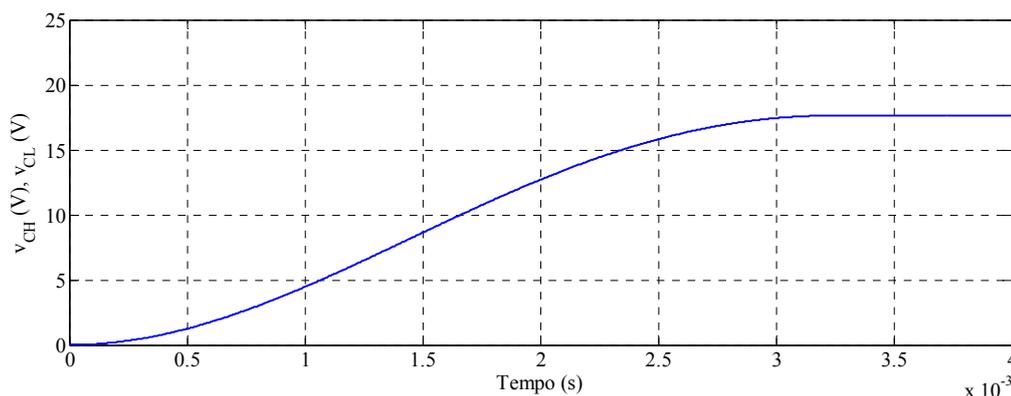


Figura 5-12 - Tensioni di carica dei condensatori con tutti gli IGBT spenti.

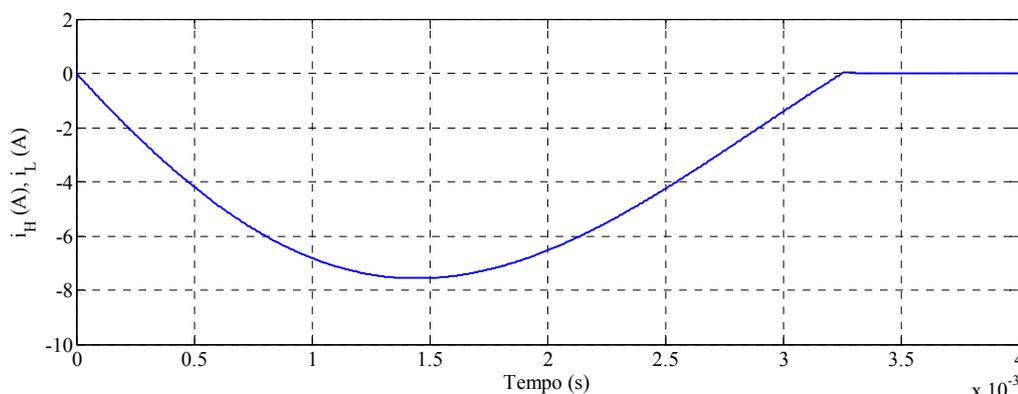


Figura 5-13 - Correnti di carica dei condensatori con tutti gli IGBT spenti.

Si può pensare ad un terzo possibile metodo di precarica suddiviso in due passi: un primo passo in cui si alimenta il circuito di potenza lasciando nulle le funzioni di commutazione ed un secondo passo in cui si pongono entrambe pari a 0,5, così da rendere meno gravoso il transitorio complessivo rispetto al caso in cui si applicano direttamente le modulanti di 0,5. Il secondo passo ha il compito di portare i condensatori da 17 V a 24 V. Questo metodo si è simulato tramite lo schema a blocchi rappresentato in Fig. 5-14, ottenuto combinando i due precedenti schemi a blocchi. Il modello del singolo ramo è lo stesso di quello usato nelle simulazioni precedenti, ma il modello dei singoli moduli è stato modificato come mostrato in Fig. 5-15, per poter lasciare gli IGBT tutti spenti inizialmente ed inserire la complementarità di commutazione contestualmente all'applicazione delle modulanti di 0,5.

Tutti i blocchi “switch” inseriti per effettuare la simulazione sono comandati tramite un gradino collegato al secondo ingresso che, in base al criterio di commutazione impostato, fa passare il primo ingresso nei primi 3,5 ms ed il terzo ingresso successivamente.

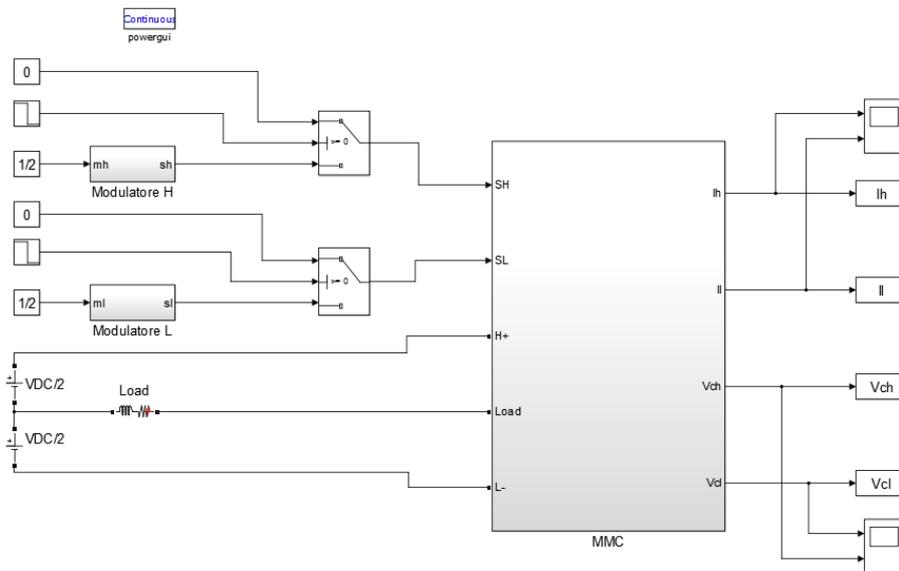


Figura 5-14 - Modello utilizzato per simulare il transitorio di carica misto.

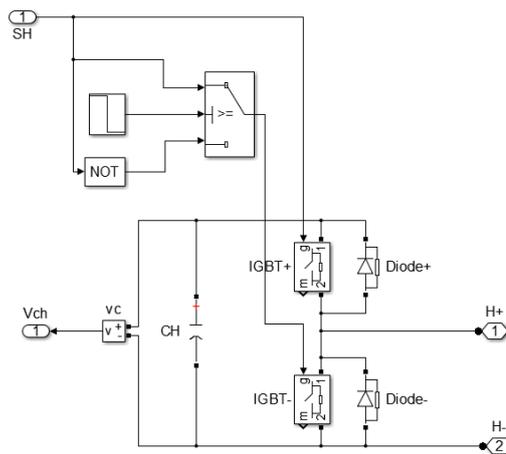


Figura 5-15 - Modello del modulo del ramo superiore per simulare il transitorio di carica misto.

Le forme d'onda delle tensioni e delle correnti di carica sono riportate nelle Fig. 5-16 e 5-17. Nei primi 3,5 ms si ottengono le stesse forme d'onda della simulazione con tutti gli IGBT spenti. Successivamente si hanno dei transitori di tensione e corrente qualitativamente simili a quelli della simulazione con modulanti di 0,5 fin dal primo istante, ma meno gravosi. In particolare la tensione raggiunge un picco di circa 26 V e la corrente un picco di circa 3,5 A. Quindi il picco di corrente della seconda parte del transitorio è inferiore al picco di corrente della prima parte. La durata complessiva del transitorio è di 25 ms.

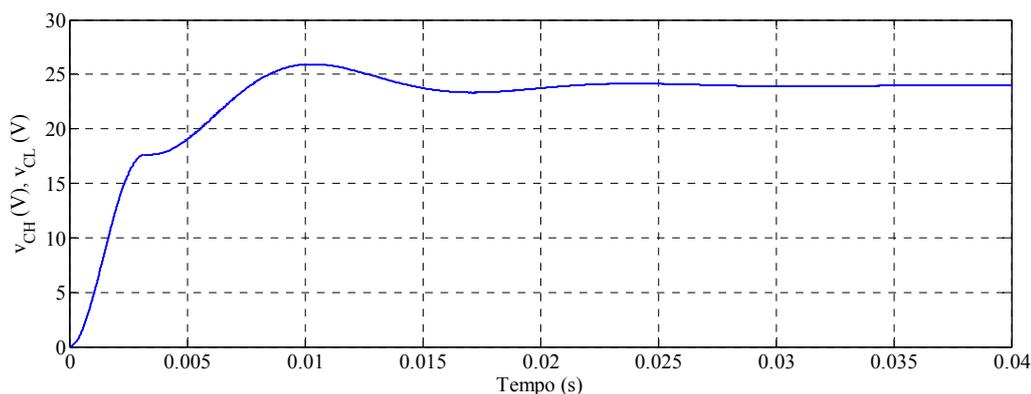


Figura 5-16 – Tensioni di carica dei condensatori nel transitorio misto.

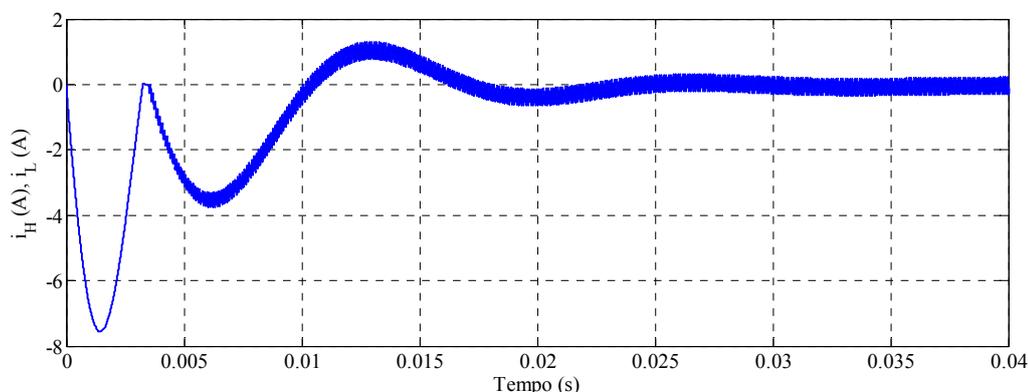


Figura 5-17 - Correnti di carica dei condensatori nel transitorio misto.

Nelle simulazioni che seguono, se non è diversamente specificato, i condensatori si considerano sempre carichi al valore di tensione nominale nell'istante iniziale della simulazione. Quindi si considera sempre esaurita la fase transitoria di carica iniziale prima che venga attivato il sistema di controllo.

## 5.2 Simulazione del controllo vincolato in catena chiusa

Lo schema a blocchi realizzato per simulare il controllo vincolato in catena chiusa è riportato in Fig. 5-18. Questo sistema di controllo è in catena chiusa, infatti sono presenti le retroazioni della corrente sul carico e delle tensioni sui condensatori. Il blocco in cui è implementato il controllo vincolato è rappresentato in dettaglio in Fig. 5-19. Questo blocco riceve in ingresso il riferimento per la corrente di uscita, la corrente di uscita effettiva e le tensioni dei condensatori, e fornisce in uscita le modulanti di riferimento per il modulatore PWM.

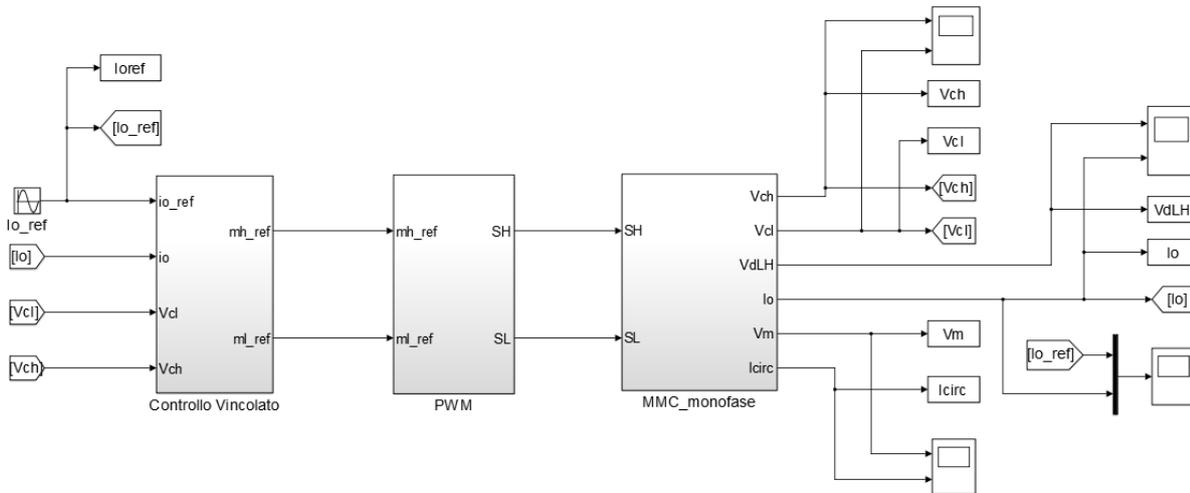


Figura 5-18 – Controllo vincolato in catena chiusa del singolo ramo di MMC.

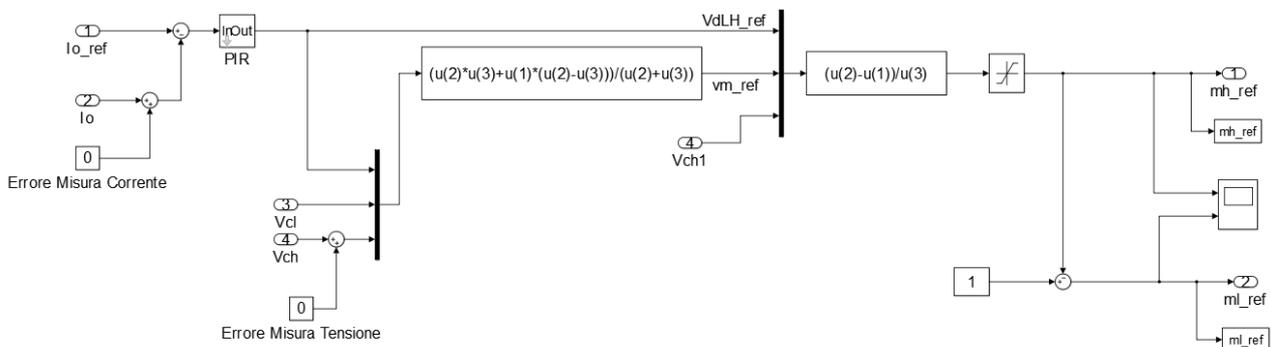


Figura 5-19 – Implementazione del controllo vincolato.

Alla corrente di riferimento per il carico viene sottratta la corrente effettiva misurata per ottenere l'errore di corrente. In base a tale errore, tramite un controllore PI risonante opportunamente tarato, si calcola la tensione differenziale da applicare. L'utilizzo di un PI risonante è vantaggioso rispetto all'utilizzo di un PI ordinario, in quanto quest'ultimo comporterebbe un errore di inseguimento permanente in presenza di un riferimento sinusoidale.

Imponendo il vincolo sulle modulanti si calcola la tensione media di riferimento a partire dalla tensione differenziale. Le modulanti possono essere scritte in funzione delle tensioni differenziale, media e sui condensatori come segue.

$$\begin{cases} m_H v_{CH} = v_H = v_m - v_{dLH} \\ m_L v_{CL} = v_L = v_m + v_{dLH} \end{cases} \rightarrow \begin{cases} m_H = \frac{v_m - v_{dLH}}{v_{CH}} \\ m_L = \frac{v_m + v_{dLH}}{v_{CL}} \end{cases}$$

Le equazioni scritte sono valide mediamente, per ogni ciclo di commutazione. Si può imporre il vincolo sostituendo le modulanti nella forma appena scritta.

$$m_H + m_L = 1 \rightarrow \frac{v_m - v_{DLH}}{v_{CH}} + \frac{v_m + v_{DLH}}{v_{CL}} = 1$$

Dall'ultima equazione scritta si può ricavare l'espressione della tensione media, tale per cui venga rispettato il vincolo.

$$v_m = \frac{v_{CH}v_{CL} + v_{DLH}(v_{CL} - v_{CH})}{v_{CL} + v_{CH}}$$

Note la tensione differenziale e la tensione media, si determinano le tensioni dei rami superiore ed inferiore di riferimento e successivamente, note le tensioni dei condensatori, le modulanti di riferimento. E' necessario saturare fra zero ed uno le modulanti prima di inviarle al modulatore PWM, per evitare che ci sia sovrarmodulazione.

Il modulatore PWM è riportato in Fig. 5-20.

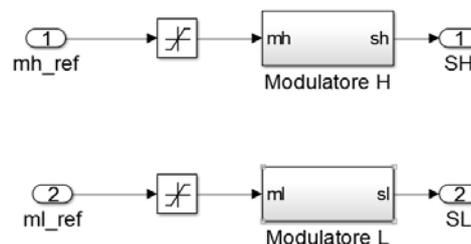


Figura 5-20 – Dettaglio del modulatore PWM.

Si è considerata la stessa tecnica di modulazione per entrambi i rami, prevedendo solo la complementarità delle modulanti e non delle funzioni di commutazione. Non si è previsto, quindi, il mantenimento di un numero costante di moduli attivi per ramo istante per istante. La struttura dei modulatori è la stessa di quella considerata quando si è esaminato il transitorio di carica iniziale dei condensatori con modulanti pari a 0,5.

Il modello del singolo ramo di MMC può essere basato sulle equazioni oppure può essere realizzato con elementi della libreria SymPowerSystems. Si sono realizzati entrambi i tipi di modello: quello basato sulle equazioni è mostrato in Fig. 5-21 e quello con componenti della libreria SymPowerSystems è riportato in Fig. 5-22. In quest'ultimo il blocco del singolo ramo di MMC ed il modello dei moduli realizzati con elementi della libreria SymPowerSystems sono identici a quelli visti quando si è esaminato il transitorio di carica iniziale dei condensatori con entrambe le modulanti pari a 0,5.

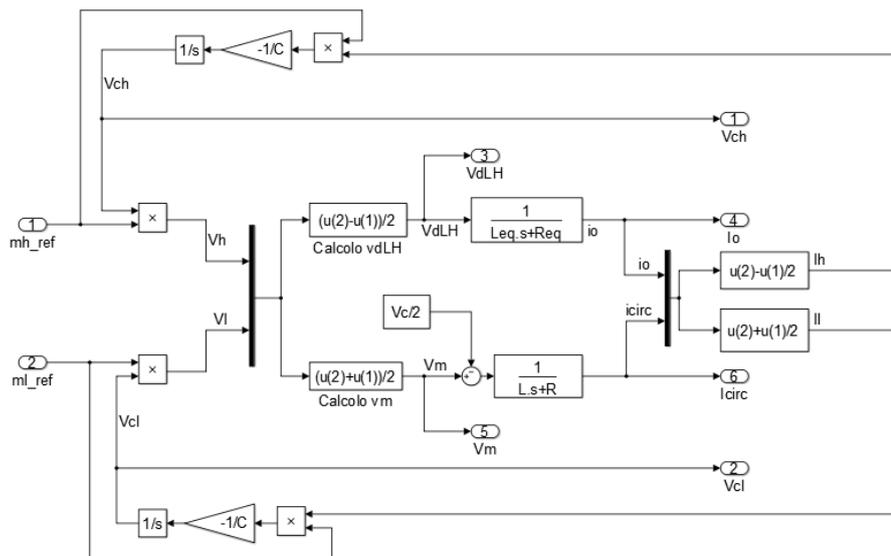


Figura 5-21 – Modello del singolo ramo di MMC basato sulle equazioni.

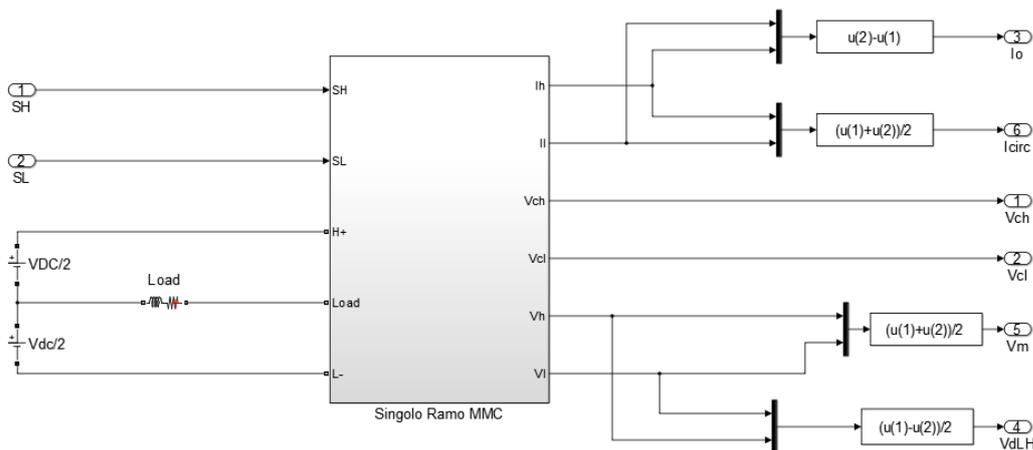


Figura 5-22 – Modello del singolo ramo di MMC con componenti della libreria SymPowerSystems.

Si possono usare indifferentemente entrambi i tipi di modelli, tenendo conto che quello basato sulle equazioni permette di effettuare più rapidamente le simulazioni e permette anche di omettere il modulatore PWM (che equivale ad ipotizzare una frequenza di commutazione infinita, ovvero un periodo di commutazione tendente a zero), che, in determinate simulazioni, può essere utile per ottenere ulteriore rapidità di calcolo se non si è interessati a visualizzare il ripple sulle varie grandezze.

La simulazione è stata eseguita impostando i seguenti valori dei parametri:

- tensione del bus DC di 24 V;
- capacità dei moduli di 880  $\mu\text{F}$ ;

- induttanza dei rami di 1,18 mH;
- resistenza dei rami di 0,4  $\Omega$ ;
- induttanza del carico di 0,5 mH;
- resistenza del carico di 1  $\Omega$ ;
- ampiezza della corrente di riferimento di 1 A;
- frequenza della corrente di riferimento di 50 Hz.

Il sistema insegue correttamente la corrente di riferimento, come mostrato in Fig. 5-23.

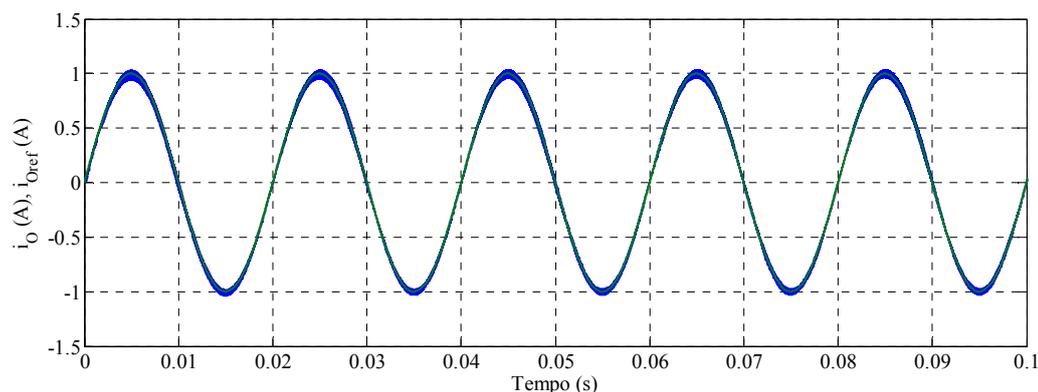


Figura 5-23 – Inseguimento del riferimento di corrente nel sistema di controllo vincolato in catena chiusa.

I condensatori rimangono carichi ad una tensione mediamente uguale a quella del bus DC, come mostrato nelle Fig. 5-24 e 5-25. Il tempo di assestamento delle tensioni dei condensatori è pari a circa 0,5 s. Queste oscillano attorno al valore medio di 24 V ed hanno ampiezza leggermente inferiore ad 1 V e frequenza di 50 Hz.

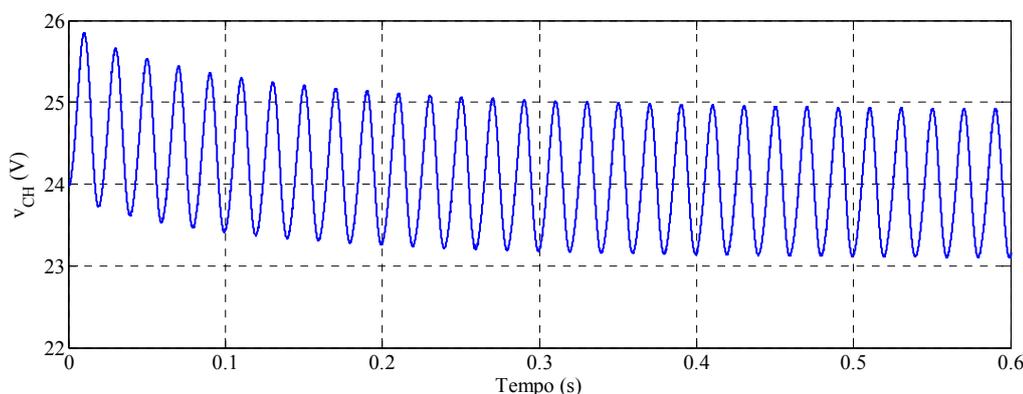


Figura 5-24 – Tensione del condensatore del modulo superiore nel controllo vincolato in catena chiusa.

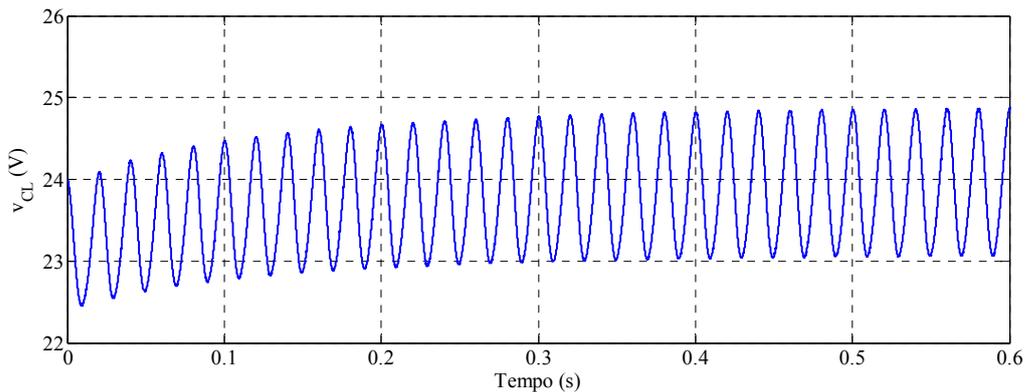


Figura 5-25- Tensione del condensatore del modulo inferiore nel controllo vincolato in catena chiusa.

La Fig. 5-26 rappresenta gli andamenti della tensione differenziale e della corrente di carico filtrate dalle componenti ad alta frequenza. La corrente di carico risulta leggermente sfasata in ritardo rispetto alla tensione differenziale, coerentemente con la forma dell'equazione di controllo, tipica di un carico ohmico-induttivo.

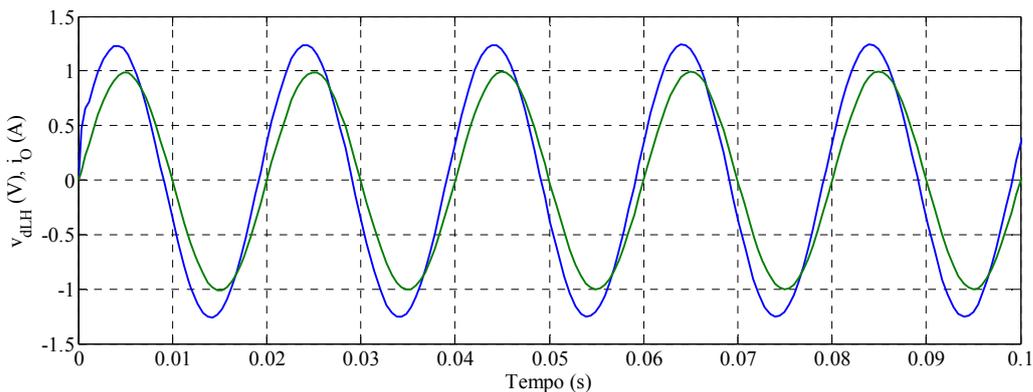


Figura 5-26 – Tensione differenziale e corrente di carico filtrate nel controllo vincolato in catena chiusa.

La Fig. 5-27 mostra la corrente di circolazione, ingrandita in un periodo della fondamentale a regime in Fig. 5-28, correlata alla tensione media da una equazione di controllo tipica di un carico ohmico-induttivo.

Dopo un transitorio iniziale di circa 4 ms, la corrente di circolazione oscilla intorno al valor medio di  $-0,1$  A, con frequenza di oscillazione della fondamentale di 100 Hz. Nel caso considerato, essendo l'ampiezza della corrente di carico di riferimento pari ad 1 A, le armoniche ad alta frequenza della corrente di circolazione hanno un'ampiezza confrontabile con quella della fondamentale e la forma d'onda complessiva è compresa in una fascia ampia 0,4 A, che raggiunge i picchi di 0,2 A e  $-0,4$  A. Se si aumentasse l'ampiezza della

corrente di carico, la corrente di circolazione avrebbe un'ampiezza della fondamentale maggiore e le ampiezze delle armoniche ad alta frequenza sarebbero molto inferiori a questa.

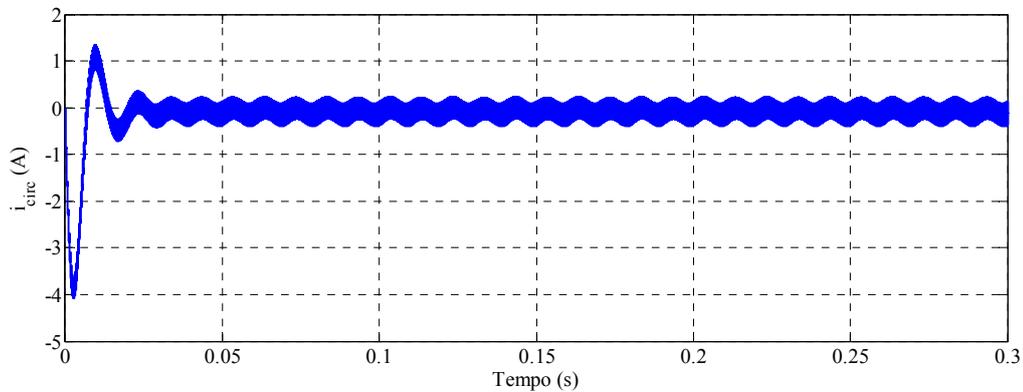


Figura 5-27 – Corrente di circolazione nel controllo vincolato in catena chiusa.

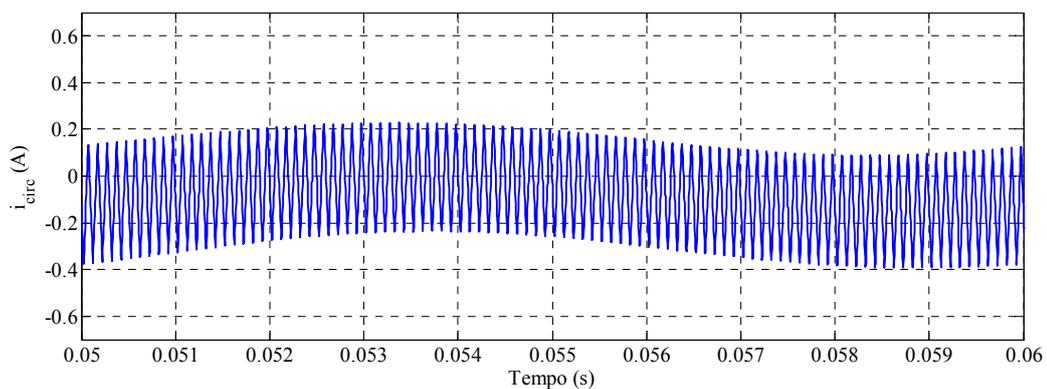


Figura 5-28 – Corrente di circolazione in un periodo della fondamentale a regime.

In Fig. 5-29 sono mostrate le modulanti, corrispondenti alla condizione di funzionamento considerata. Si può osservare che esse oscillano intorno al valor medio di 0,5, in opposizione di fase.

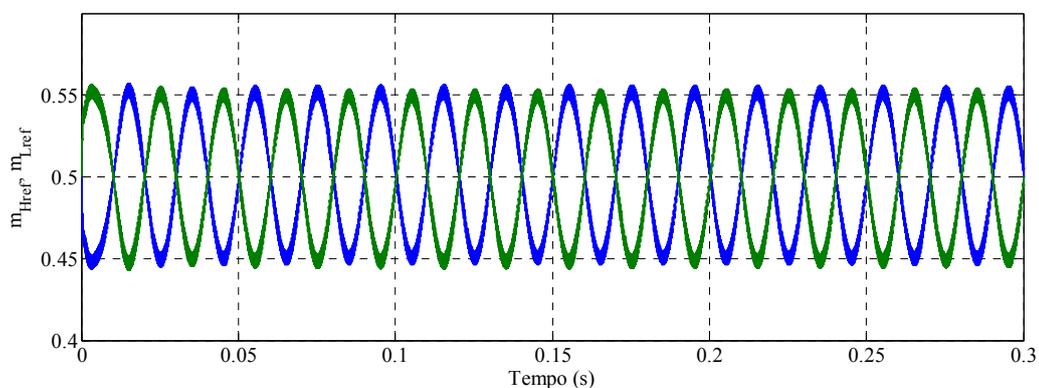


Figura 5-29 – Modulanti nel controllo vincolato in catena chiusa.

Partendo da condizioni iniziali diverse dei condensatori si ha una modifica del transitorio delle tensioni ai loro capi. Per fare un esempio si può considerare una precarica eseguita con modulanti tutte nulle, ovvero con IGBT tutti spenti, che porta le tensioni dei condensatori a 17 V. Lanciando la stessa simulazione appena considerata, con tensioni dei condensatori all'istante zero di 17 V anziché 24 V, i transistori di “ $v_{CH}$ ” e “ $v_{CL}$ ” si modificano come mostrato nelle Fig. 5-30 e 5-31 rispettivamente.

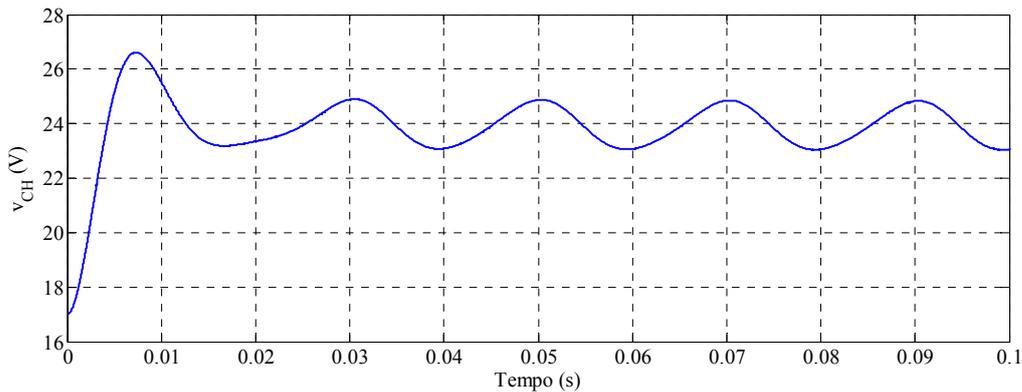


Figura 5-30 – Andamento di “ $v_{CH}$ ” per valore iniziale di 17 V.

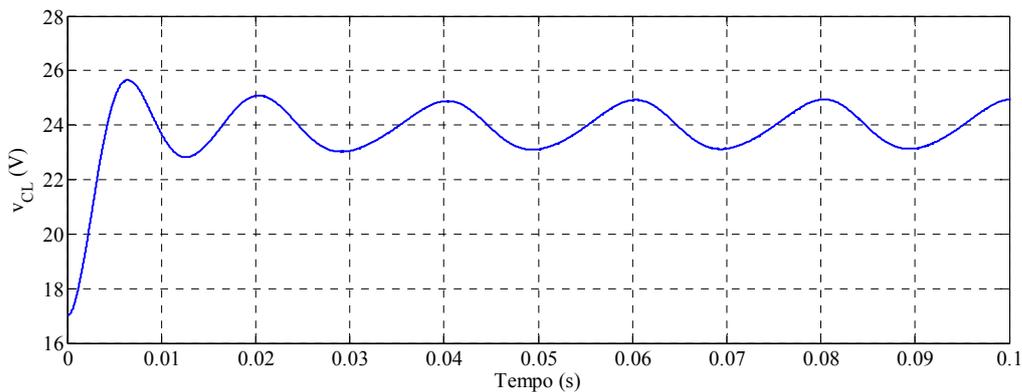


Figura 5-31 - Andamento di “ $v_{CL}$ ” per valore iniziale di 17 V.

Rispetto al caso in cui le tensioni iniziali valgono 24 V, si ha una durata inferiore del transitorio che precede l'andamento di regime, mentre la tensione del condensatore superiore raggiunge un picco più elevato.

Si analizza adesso l'effetto di un errore di misura sulla retroazione della corrente di carico. In particolare si somma un offset di 0,1 A e si osserva come si modificano la corrente di carico, in Fig. 5-32, e le tensioni sui condensatori, nelle Fig. 5-33 e 5-34. La corrente di carico subisce una traslazione di una quantità uguale all'errore di misura e di conseguenza assume un valor medio non nullo. Nonostante lo sbilanciamento, quindi, il sistema riesce a fornire la corrente di carico di riferimento, giustamente traslata in quanto in retroazione viene misurata la corrente effettiva sommata ad un errore costante.

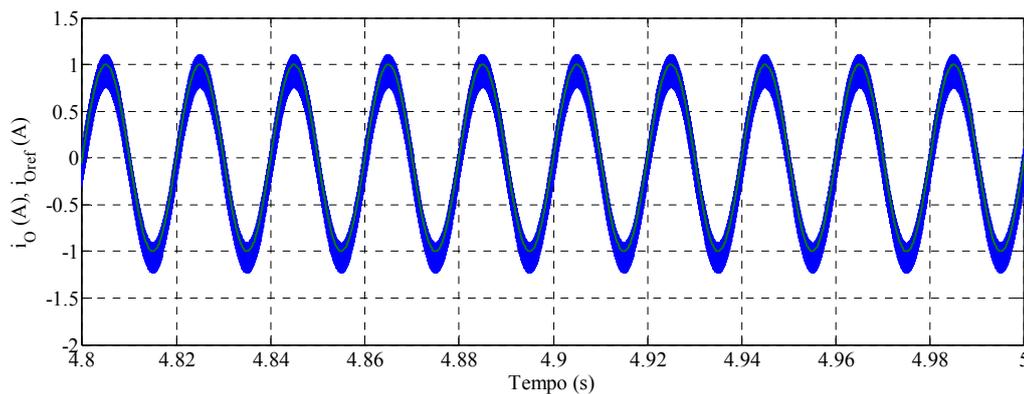


Figura 5-32 – Corrente di riferimento e corrente di carico effettiva in presenza di un errore sulla sua misura.

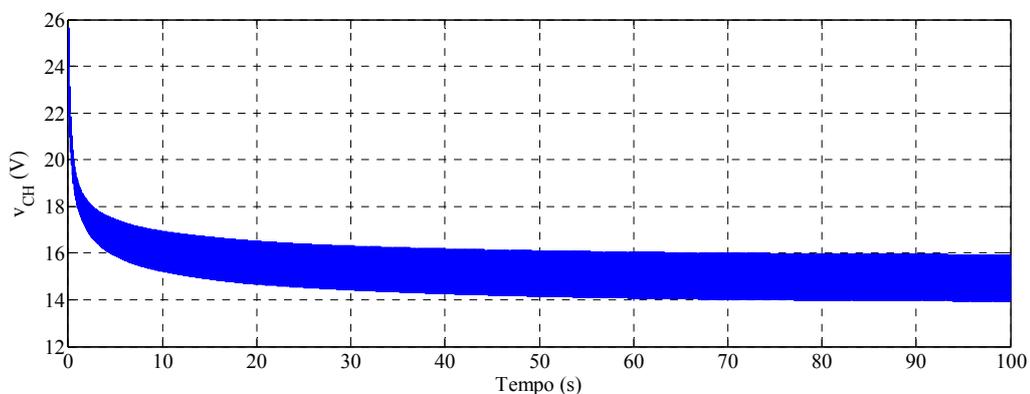


Figura 5-33 – Tensione “ $v_{CH}$ ” in presenza di un errore sulla misura della corrente di carico.

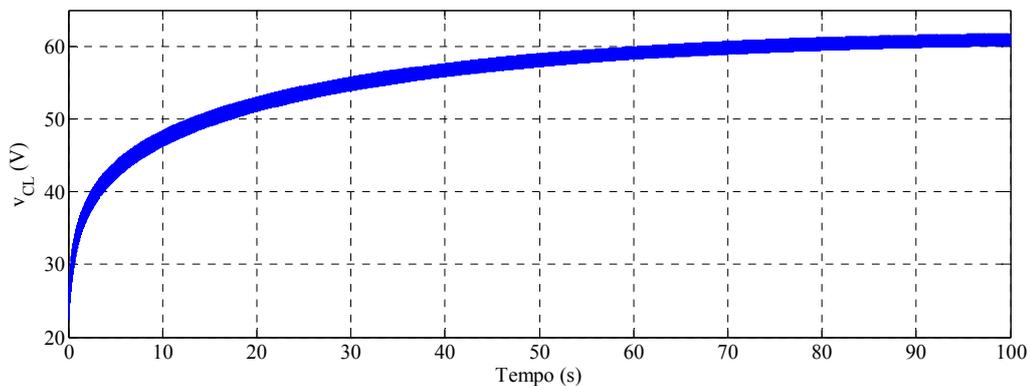


Figura 5-34 - Tensione “ $v_{CL}$ ” in presenza di un errore sulla misura della corrente di carico.

La conseguenza più grave dell'errore di misura viene subito dalle tensioni dei condensatori, che si sbilanciano sempre più nel tempo. In particolare il condensatore del modulo superiore riduce il suo valor medio di tensione a 15 V ed aumenta notevolmente il ripple attorno al valor medio. Il condensatore del modulo inferiore invece aumenta la propria tensione con andamento di tipo

logaritmico, assestandosi ad un valore che nel caso specifico è di 60 V. L'assestamento si ha grazie ai componenti resistivi dei rami.

Questo fatto mette profondamente in crisi la possibilità di utilizzare il controllo vincolato nelle applicazioni reali, perché la mancanza del controllo della differenza di tensione fra i condensatori impedisce di monitorare gli sbilanciamenti, che sono inevitabili in quanto non è possibile eliminare gli errori di misura della corrente.

Resta da esaminare l'andamento delle correnti nei due rami a regime durante il funzionamento sbilanciato, mostrate con filtraggio delle componenti in alta frequenza nelle Fig. 5-35 e 5-36.

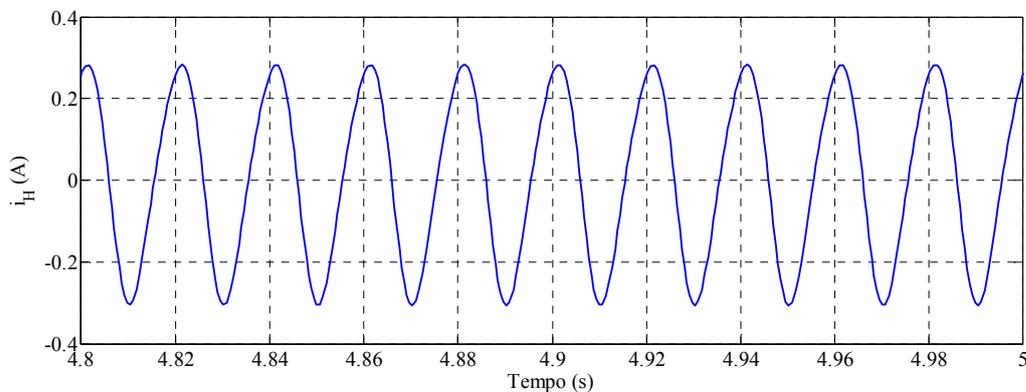


Figura 5-35 – Corrente “ $i_H$ ” in presenza di errore di misura su “ $i_O$ ”.

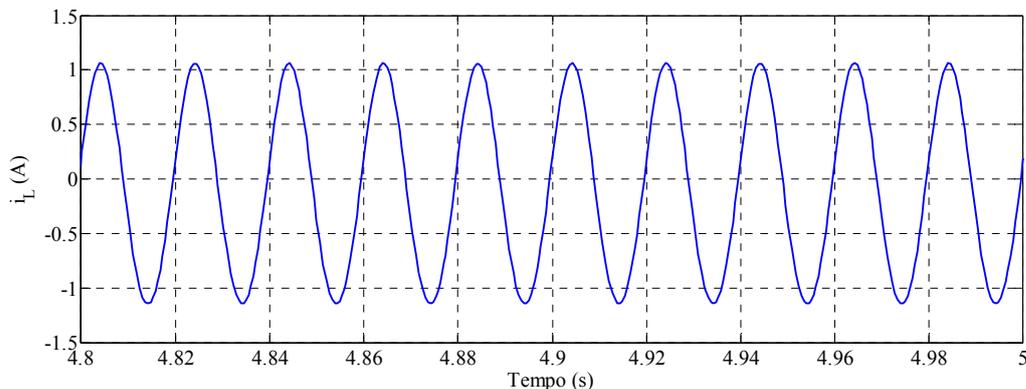


Figura 5-36 - Corrente “ $i_L$ ” in presenza di errore di misura su “ $i_O$ ”.

Si può notare che la corrente del ramo inferiore prevale fortemente su quella del ramo superiore ed è circa uguale alla corrente di carico. Quindi accade che la corrente passa praticamente solo nella maglia inferiore, nella quale il modulo lavora con tensione del condensatore fortemente superiore a quella del bus DC.

### 5.3 Simulazione del controllo vincolato in catena aperta

Dato il forte limite di funzionamento del controllo vincolato in catena chiusa, causato dall'errore di misura della corrente, si sono studiati i possibili controlli in catena aperta. Gli errori di misura sono inevitabili nelle applicazioni reali, per le quali sono attuabili i controlli in catena aperta se è possibile stabilire il valore della tensione di riferimento da applicare in uscita.

Come prima possibilità di controllo in catena aperta si esamina quello a tensione differenziale imposta. Il sistema di controllo implementato è rappresentato in Fig. 5-37.

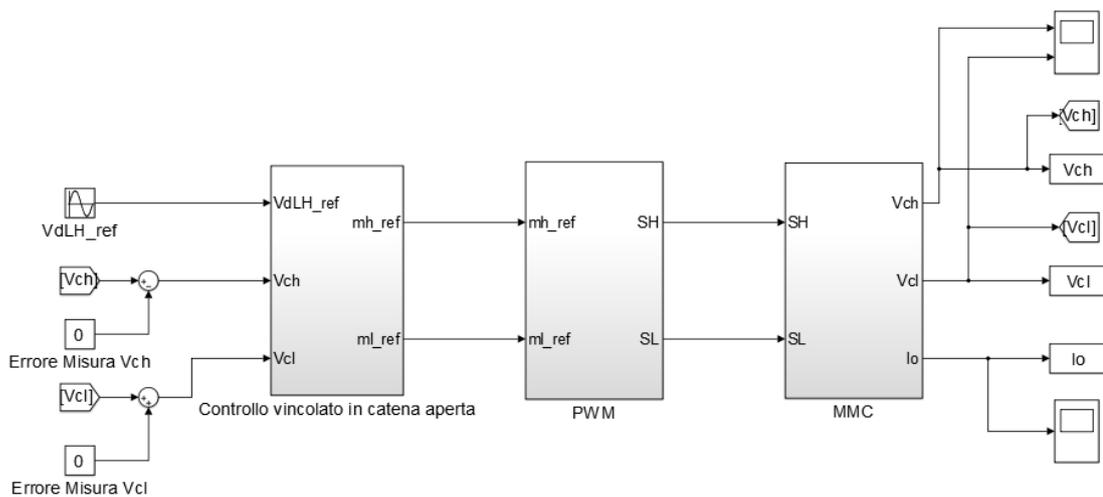


Figura 5-37 – Controllo vincolato in catena aperta con “ $v_{dLH}$ ” imposta.

A differenza del controllo in catena chiusa, è assente la retroazione della corrente di carico. Il sistema, però, è solo parzialmente in catena aperta perché sono comunque presenti le retroazioni delle tensioni dei condensatori. Il dettaglio del blocco di controllo è mostrato in Fig. 5-38.

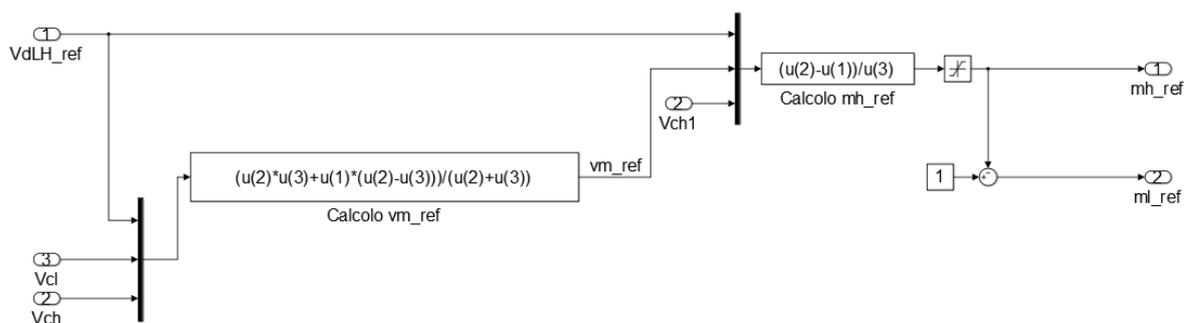


Figura 5-38 – Dettaglio del sistema di controllo con “ $v_{dLH}$ ” imposta.

Imponendo “ $v_{dLH}$ ” sinusoidale di ampiezza 2 V e frequenza 50 Hz si ottiene la corrente di carico riportata in Fig. 5-39, avente ampiezza di circa 1,5 A e frequenza di 50 Hz.

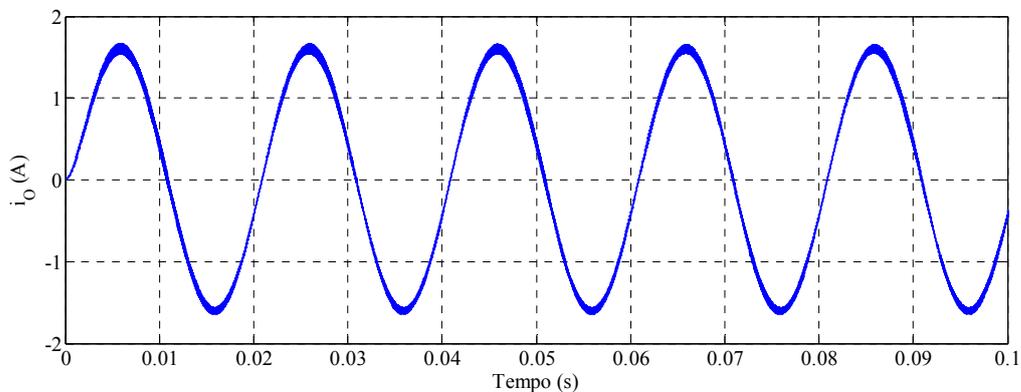


Figura 5-39 – Corrente di carico corrispondente a “ $v_{dLH}$ ” imposta sinusoidale di ampiezza 2V e frequenza 50 Hz.

Gli andamenti delle tensioni dei condensatori sono rappresentati nelle Fig. 5-40 e 5-41.

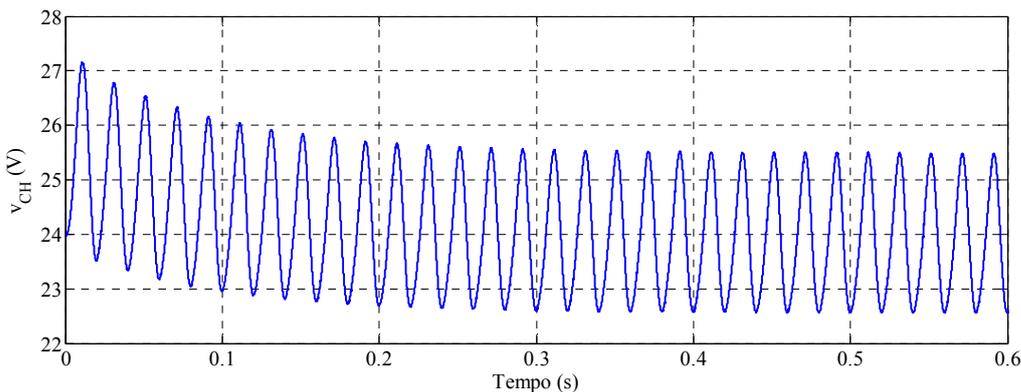


Figura 5-40 – Tensione “ $v_{CH}$ ” corrispondente a “ $v_{dLH}$ ” imposta.

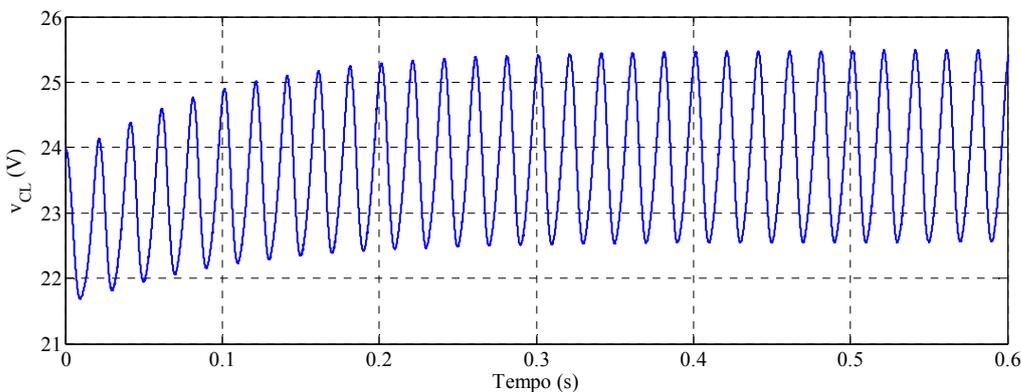


Figura 5-41 - Tensione “ $v_{CL}$ ” corrispondente a “ $v_{dLH}$ ” imposta.

I transitori di tali tensioni sono più veloci rispetto al caso del controllo in retroazione e la tensione del condensatore del modulo superiore raggiunge un picco più elevato.

Essendo il sistema in catena aperta dal punto di vista della corrente di carico ma in catena chiusa dal punto di vista delle tensioni dei condensatori, è sensibile agli errori di misura delle tensioni; se si sottrae, infatti, un errore costante di 1 V alla tensione del condensatore del modulo superiore, si ottiene la corrente di carico mostrata in Fig. 5-42 e si ottengono gli andamenti delle tensioni dei condensatori riportati nelle Fig. 5-43 e 5-44. Analogamente a quanto accade a causa di un errore sulla misura della corrente nel controllo vincolato in catena chiusa, la corrente di carico mantiene il suo andamento ma trasla in verticale assumendo un valor medio non nullo, mentre i condensatori si sbilanciano.

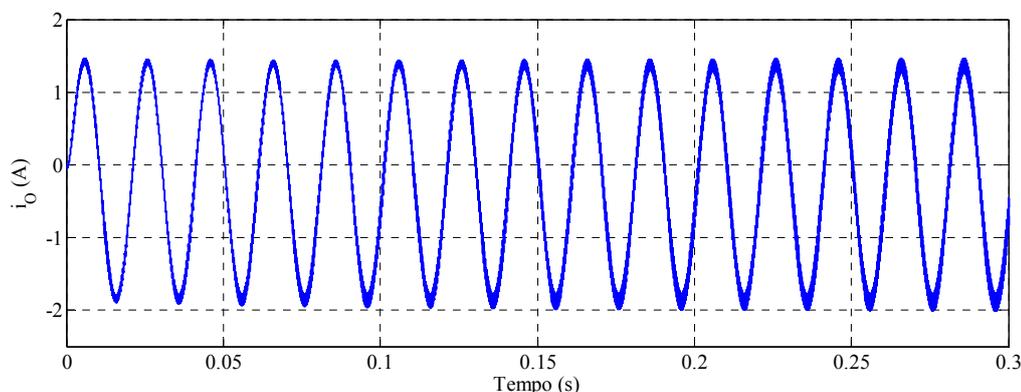


Figura 5-42 – Corrente di carico con “ $v_{dLH}$ ” imposta ed errore su “ $v_{CH}$ ”.

Nel caso particolare considerato la corrente è oscillante attorno al valor medio di circa -0,3 A e mantiene l’ampiezza e la frequenza che aveva prima di introdurre l’errore.

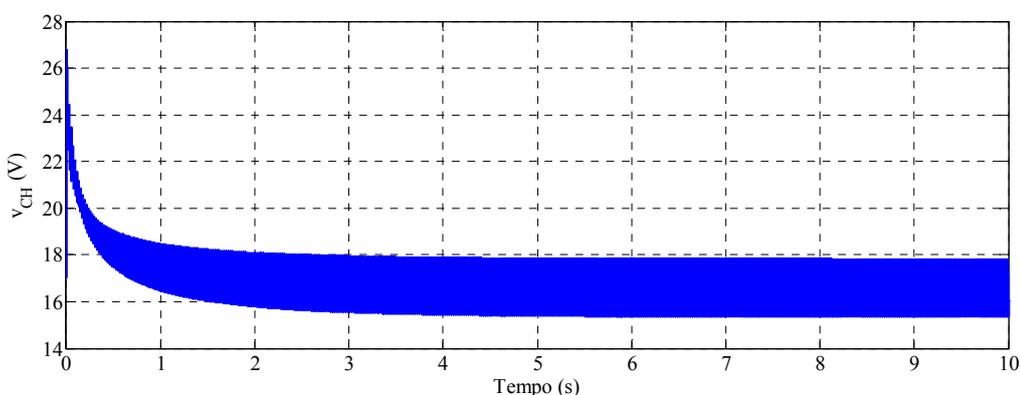


Figura 5-43 – Tensione “ $v_{CH}$ ” con “ $v_{dLH}$ ” imposta ed errore su “ $v_{CH}$ ” stessa.

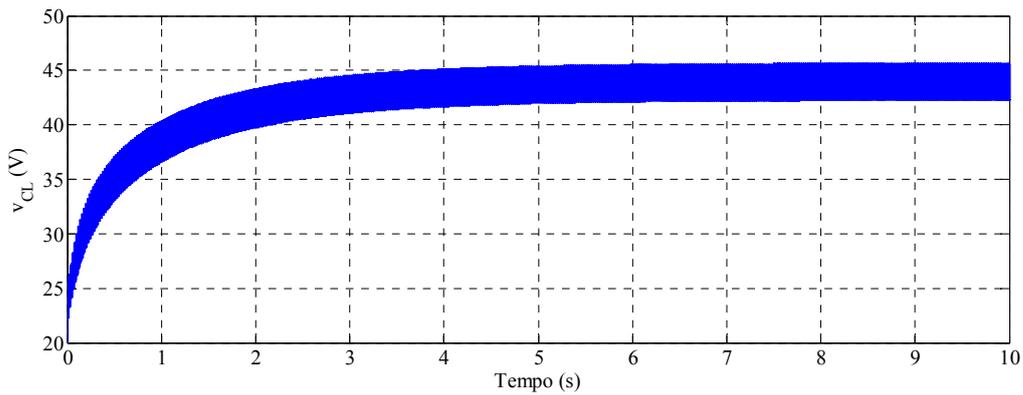


Figura 5-44 - Tensione “ $v_{CL}$ ” con “ $v_{dLH}$ ” imposta ed errore su “ $v_{CH}$ ”.

Il condensatore del modulo superiore riduce la propria tensione fino ad un valor medio di 17 V, attorno al quale oscilla con un forte ripple. Il condensatore del modulo inferiore invece aumenta la propria tensione fino a 45 V in 5 s e successivamente continua ad oscillare attorno a tale valore con un ripple leggermente inferiore rispetto al ripple del condensatore del modulo superiore. Le correnti dei due rami durante il funzionamento sbilanciato sono mostrate nelle Fig. 5-45 e 5-46.

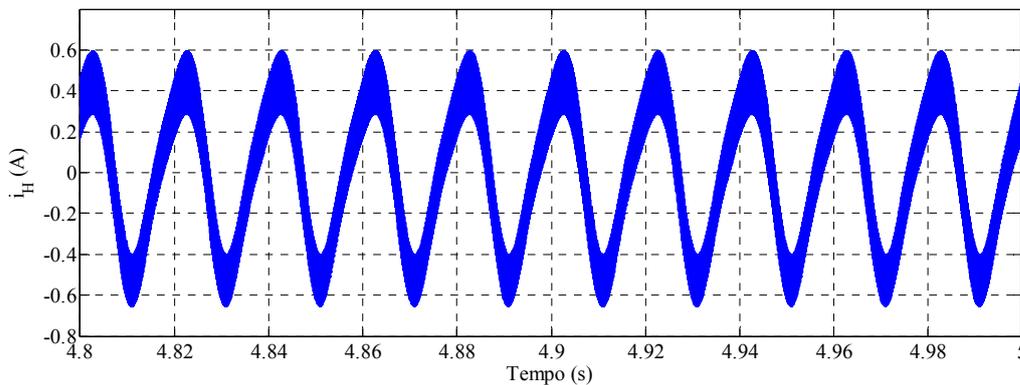


Figura 5-45 – Corrente “ $i_H$ ” con “ $v_{dLH}$ ” imposta ed errore su “ $v_{CH}$ ”.

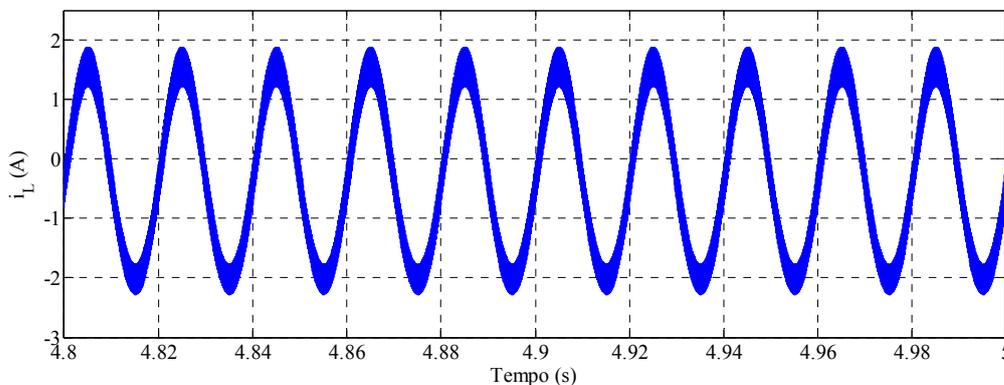


Figura 5-46 – Corrente “ $i_L$ ” con “ $v_{dLH}$ ” imposta ed errore su “ $v_{CH}$ ”.

La corrente nel ramo inferiore oscilla con ampiezza di 2 A e prevale rispetto a quella nel ramo superiore, che oscilla con ampiezza di 0,5 A. La prima ha valor medio di circa -0,2 A mentre la seconda ha valor medio nullo. Inoltre la corrente del ramo superiore è maggiormente distorta rispetto alla corrente del ramo inferiore.

Per evitare che gli errori di misura influenzino il sistema di controllo si deve realizzare un controllo in catena aperta privo di qualunque retroazione. A tale scopo si può decidere di imporre le modulanti, eliminando le retroazioni delle tensioni sui condensatori. Il sistema in catena aperta controllato imponendo le modulanti è mostrato in Fig. 5-47.

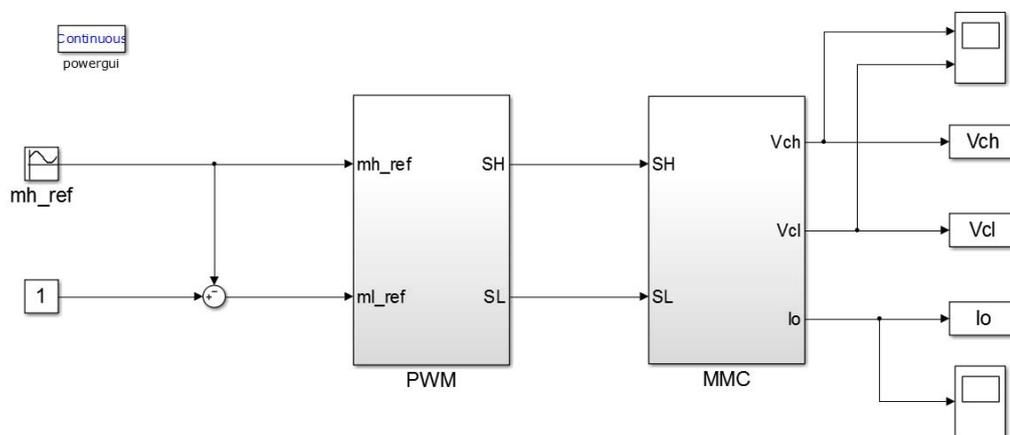


Figura 5-47 - Controllo vincolato in catena aperta con modulanti imposte.

Imponendo la modulante “ $m_H$ ” sinusoidale di ampiezza 0,2 e frequenza di 50 Hz, con valor medio pari a 0,5, si ottiene la corrente di carico rappresentata in Fig. 5-48. La modulante “ $m_L$ ” è vincolata alla modulante “ $m_H$ ” in modo che la somma delle due sia unitaria in ogni istante.

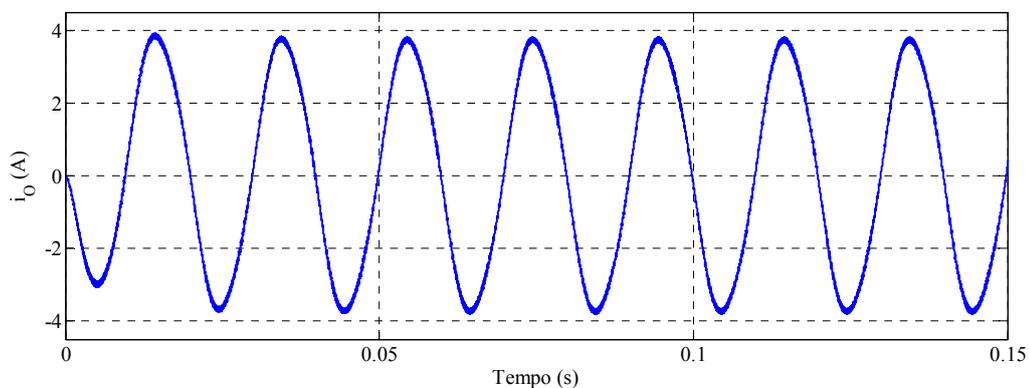


Figura 5-48 – Corrente di carico del sistema in catena aperta controllato con modulanti imposte di ampiezza 0,2.

Si può notare che “ $i_o$ ” è caratterizzata da una certa distorsione, causata dal fatto che le modulanti sinusoidali non vengono applicate a tensioni costanti, ma a tensioni oscillanti. Nei controllo in catena chiusa le oscillazioni delle tensioni dei condensatori sono presenti, ma vengono messe in conto nel calcolo delle modulanti al fine di ottenere l’ingresso di riferimento. Nel controllo in catena aperta, invece, non viene eseguita alcuna misura e non c’è la possibilità di agire sulle modulanti per compensare le oscillazioni. Le tensioni dei condensatori corrispondenti alle modulanti imposte sono riportate nelle Fig. 5-49 e 5-50.

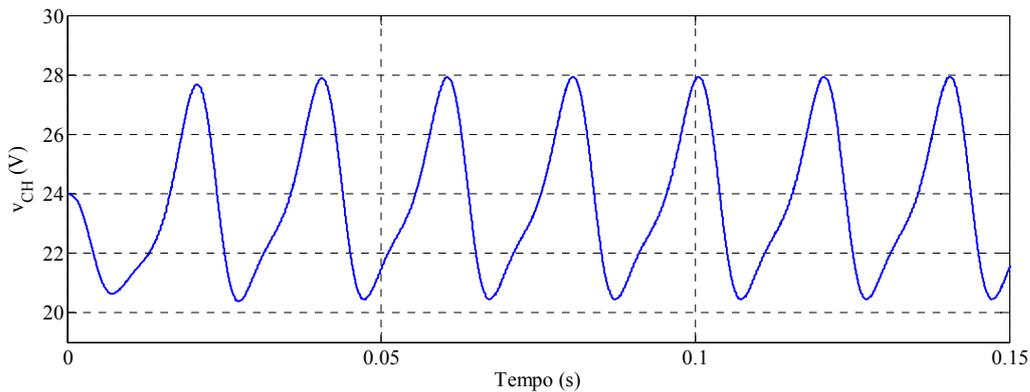


Figura 5-49 – Tensione “ $v_{CH}$ ” nel controllo in catena aperta con modulanti imposte di ampiezza 0,2.

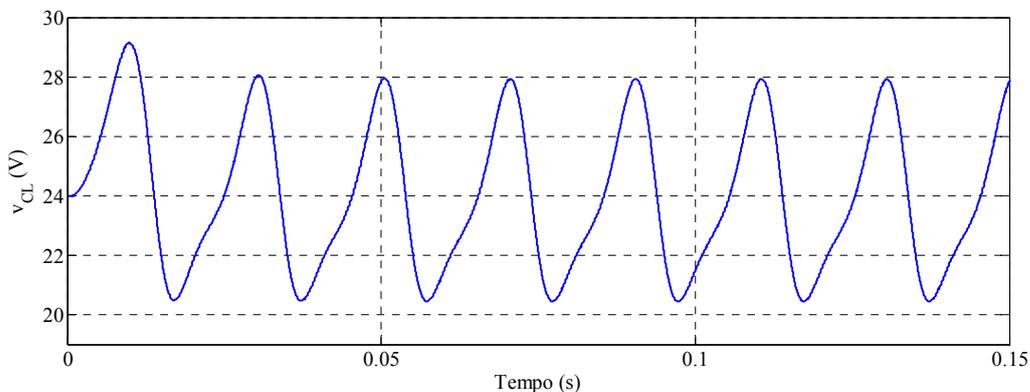


Figura 5-50 - Tensione “ $v_{CL}$ ” nel controllo in catena aperta con modulanti imposte di ampiezza 0,2.

Le tensioni di entrambi i condensatori oscillano attorno al valor medio di 24 V, con ampiezza di 2 V e frequenza di 50 Hz.

Raddoppiando l’ampiezza della modulante “ $m_H$ ” si verifica che la distorsione della corrente di carico aumenta. Infatti un aumento di ampiezza delle modulanti causa un aumento della corrente di carico, che comporta un aumento del ripple

di tensione dei condensatori. Applicando modulanti sinusoidali a tensioni ancora più distorte, aumenta la distorsione della grandezza ottenuta in uscita. La corrente di carico e le tensioni dei condensatori ottenute in corrispondenza di un'ampiezza di 0,4 della componente oscillante di "m<sub>H</sub>" sono rappresentate nelle Fig. 5-51, 5-52 e 5-53.

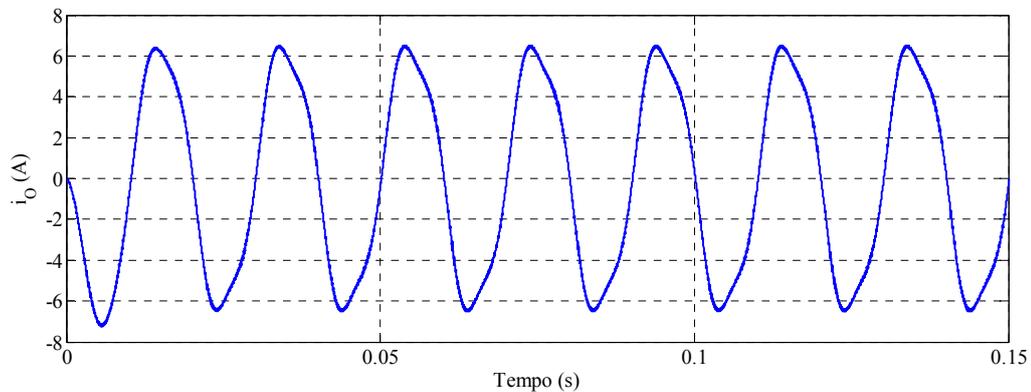


Figura 5-51 – Corrente di carico del sistema in catena aperta controllato con modulanti imposte di ampiezza 0,4.

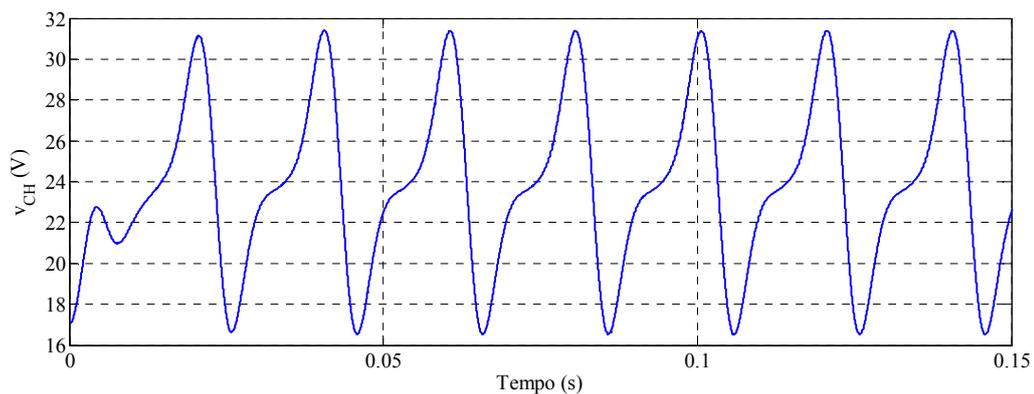


Figura 5-52 - Tensione "v<sub>CH</sub>" nel controllo in catena aperta con modulanti imposte di ampiezza 0,4.

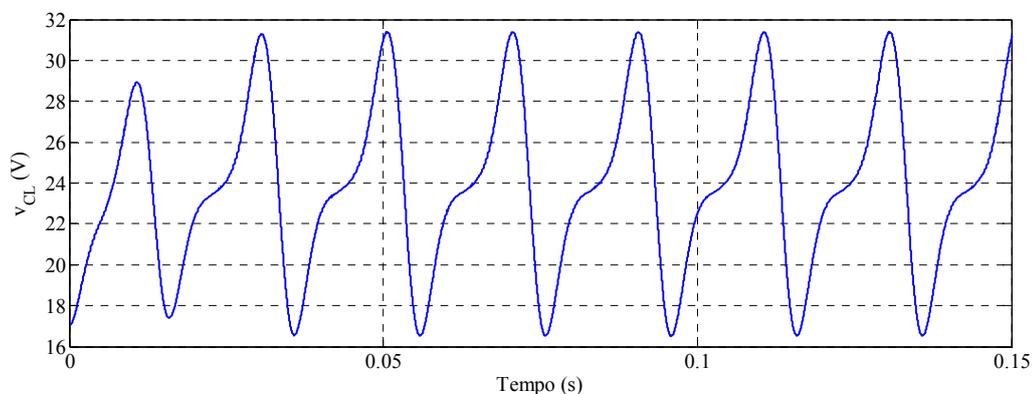


Figura 5-53 - Tensione "v<sub>CL</sub>" nel controllo in catena aperta con modulanti imposte di ampiezza 0,4.

Stavolta le tensioni di entrambi i condensatori oscillano attorno al valor medio di 24 V, con ampiezza leggermente inferiore a 4 V e frequenza di 50 Hz.

Per contrastare le oscillazioni delle tensioni dei condensatori si deve aumentare più possibile la capacità dei condensatori. Coerentemente con questa necessità potrebbe essere opportuno l'impiego di super condensatori.

### 5.4 Simulazione del controllo non vincolato

Si rappresenta in Fig. 5-54 lo schema a blocchi complessivo del sistema di controllo non vincolato, basato sulle considerazioni fatte nel Par. 4.3 e sulle equazioni scritte nel Par. 3.6. I dettagli dei blocchi del controllo di energia e del controllo di tensione sono riportati rispettivamente nelle Fig. 5-55 e 5-56.

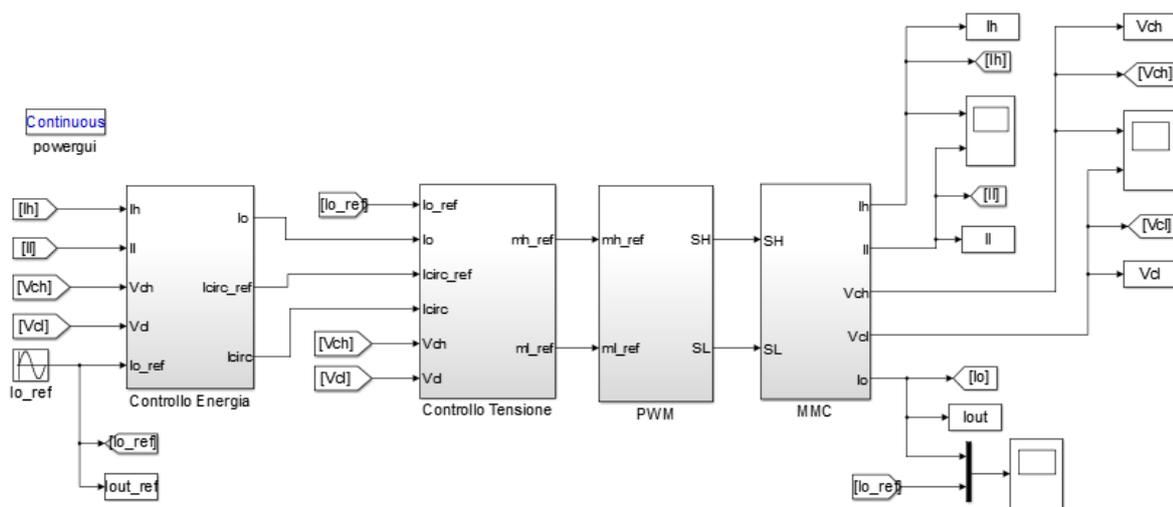


Figura 5-54 – Schema a blocchi complessivo del controllo non vincolato.

La parte superiore del blocco di controllo dell'energia impone i riferimenti di energia e la parte inferiore calcola la corrente di circolazione di riferimento in base agli errori di energia.

Mentre nel controllo vincolato in catena chiusa è presente la retroazione della corrente di carico, in questo caso, data la necessità di calcolare le energie dei rami, sono presenti le retroazioni delle correnti dei due rami, tramite le quali è possibile calcolare la corrente di carico e la corrente di circolazione. Queste due correnti, insieme al riferimento per la corrente di circolazione, sono le uscite del blocco di controllo dell'energia.

Il controllo di tensione è basato sugli errori della corrente di carico e della corrente di circolazione, calcolabili facendo la differenza tra le correnti di riferimento e le correnti misurate. Determinate le tensioni differenziale e media dai regolatori, vengono calcolate le tensioni da imporre ai rami e, in base alle tensioni dei condensatori, le modulanti da inviare al modulatore PWM. I modelli del modulatore PWM e del singolo ramo di MMC sono gli stessi del controllo vincolato. Anche in questo caso il modello del ramo di MMC è realizzabile implementando le equazioni o utilizzando elementi della libreria SymPowerSystems.

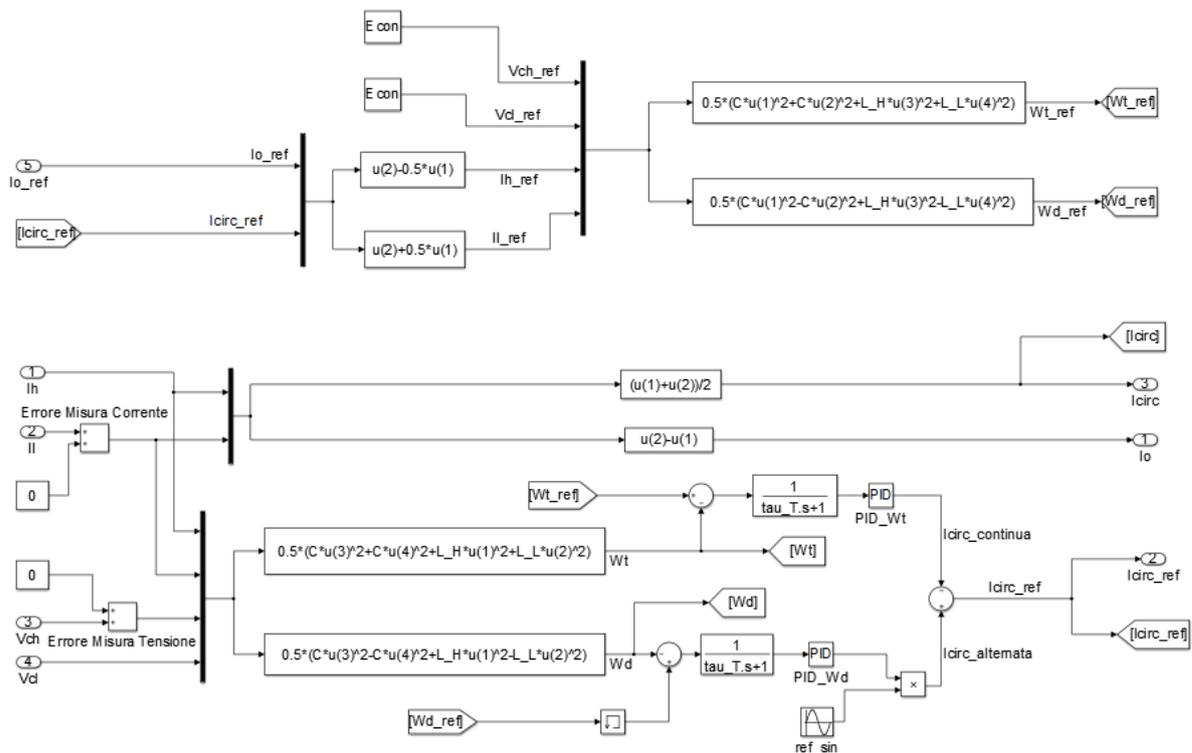


Figura 5-55 – Blocco di controllo dell'energia totale e differenziale.

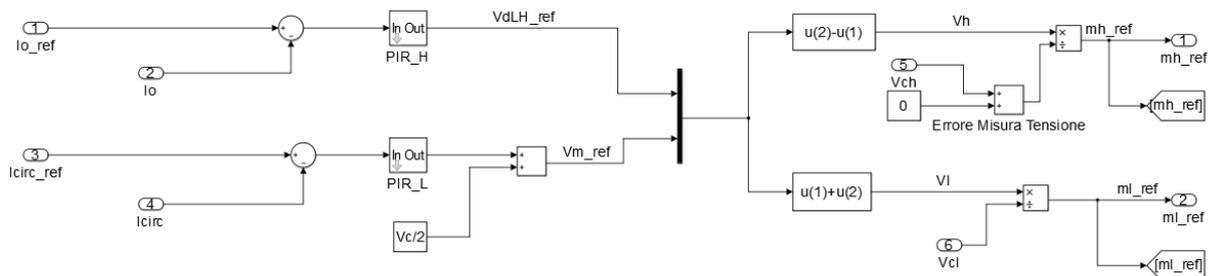


Figura 5-56 – Blocco di controllo della tensione differenziale e media.

Sono riportati di seguito i risultati di una simulazione senza errori di misura, eseguita con i seguenti parametri:

- tensione del bus DC di 24 V;
- capacità dei moduli di 880  $\mu\text{F}$ ;
- tensione di riferimento dei condensatori di 24 V;
- induttanza dei rami di 1,18 mH;
- resistenza dei rami di 0,4  $\Omega$ ;
- induttanza del carico di 0,5 mH;
- resistenza del carico di 1  $\Omega$ ;
- ampiezza della corrente di riferimento di 2 A;
- frequenza della corrente di riferimento di 50 Hz.

In Fig. 5-57 si può osservare che la corrente di carico viene inseguita correttamente fin dal primo istante. Nelle Fig. 5-58 e 5-59 si può notare che le tensioni dei condensatori oscillano intorno al valor medio di 24 V con ampiezza di oscillazione di 2 V, dopo un transitorio iniziale di circa 300 ms.

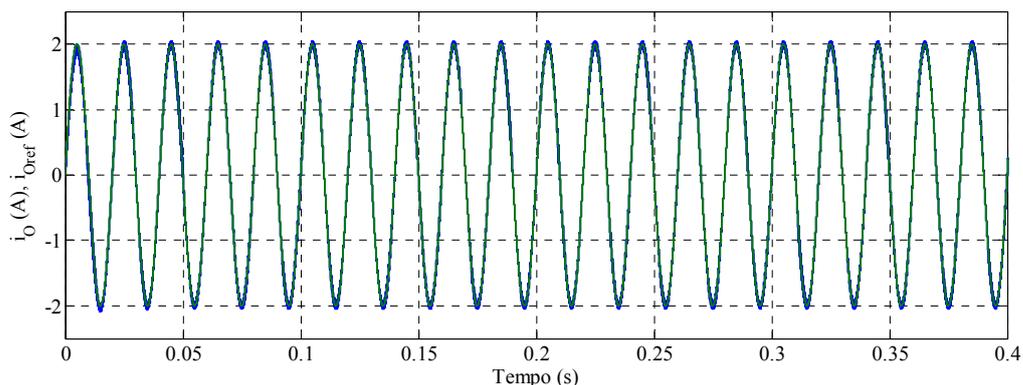


Figura 5-57 - Inseguimento del riferimento di corrente nel sistema di controllo non vincolato.

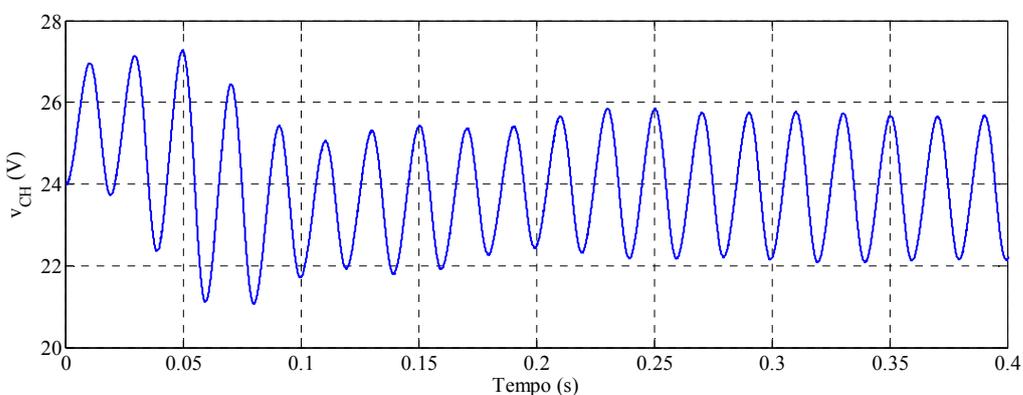


Figura 5-58 - Tensione del “ $v_{CH}$ ” nel controllo non vincolato.

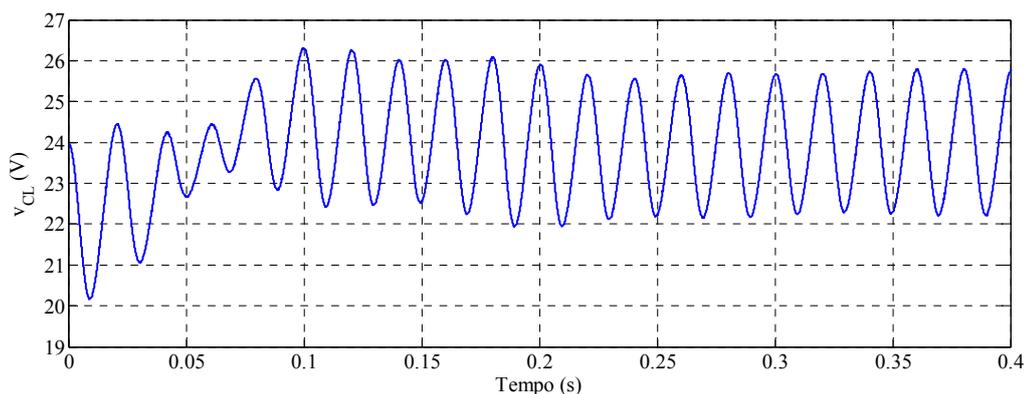


Figura 5-59 - Tensione del “ $v_{CL}$ ” nel controllo non vincolato.

In Fig. 5-60 sono mostrate le modulanti, corrispondenti alla condizione di funzionamento considerata. Si può osservare che esse oscillano intorno al valor medio di 0,5, in opposizione di fase.

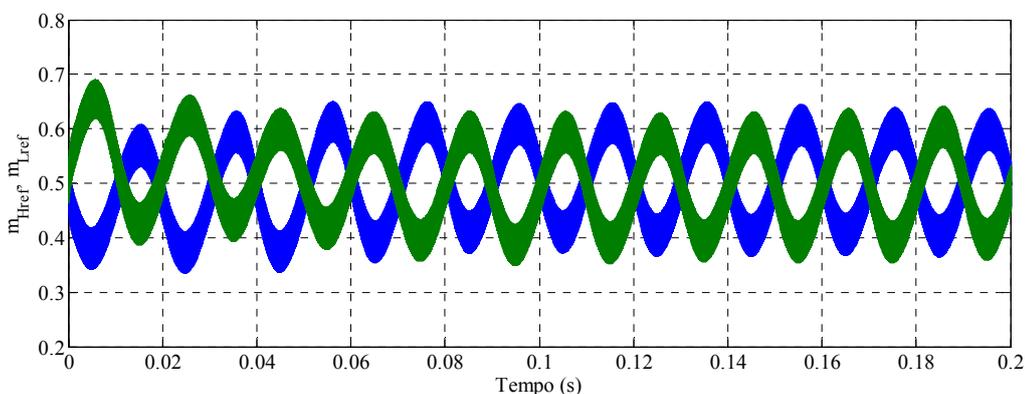


Figura 5-60 – Modulanti nel controllo non vincolato.

La corrente di circolazione segue mediamente il suo riferimento, come rappresentato in Fig. 5-61. Il suo valor medio risulta di circa  $-0,2$  A.

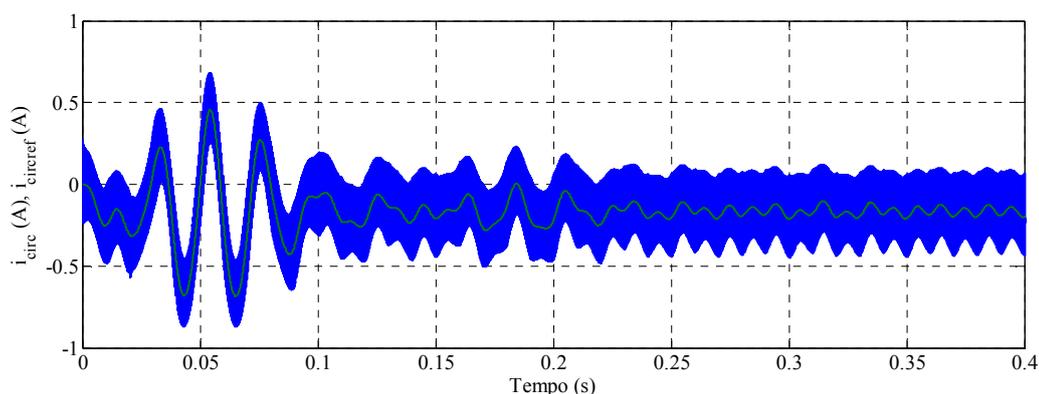


Figura 5-61 – Corrente di circolazione nel controllo non vincolato.

I riferimenti di energia totale e differenziale vengono inseguiti in modo soddisfacente, come mostrato nelle Fig. 5-62 e 5-63.

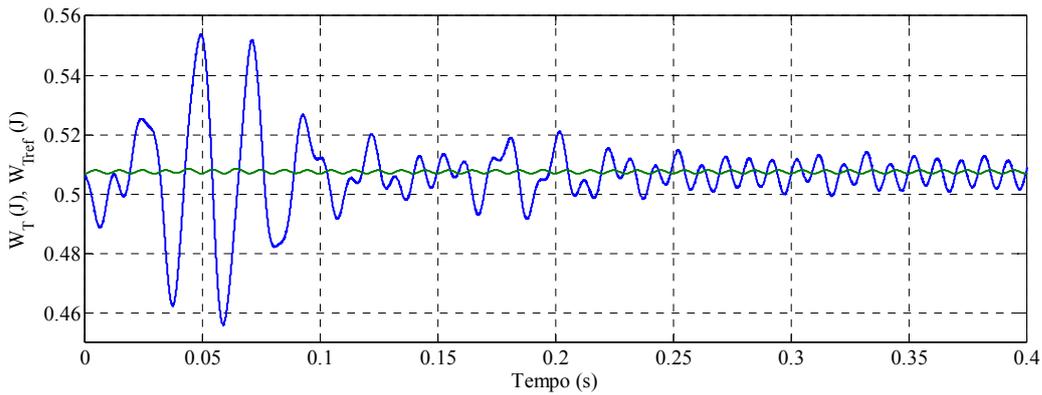


Figura 5-62 – Inseguimento del riferimento di energia totale.

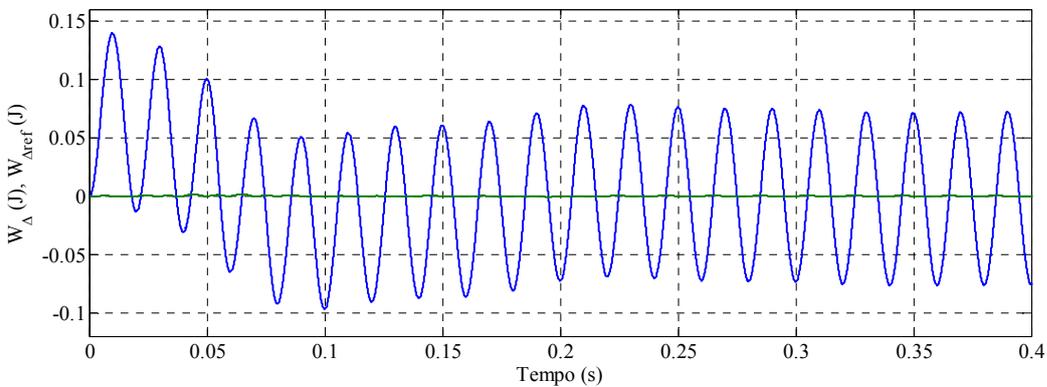


Figura 5-63 – Inseguimento del riferimento di energia differenziale.

Si riportano adesso i risultati di una simulazione eseguita con gli stessi parametri del caso precedente, ma con pesanti errori di misura, per evidenziare la robustezza del sistema di controllo. In particolare si considerano un errore di 0,5 A sulla corrente “ $i_L$ ” ed un errore di 3 V sulla tensione “ $v_{CH}$ ”.

In Fig. 5-64 si può osservare che la corrente di carico insegue il riferimento ed è leggermente traslata verso il basso, coerentemente col fatto che il sistema misura in retroazione una corrente più alta del valore effettivo.

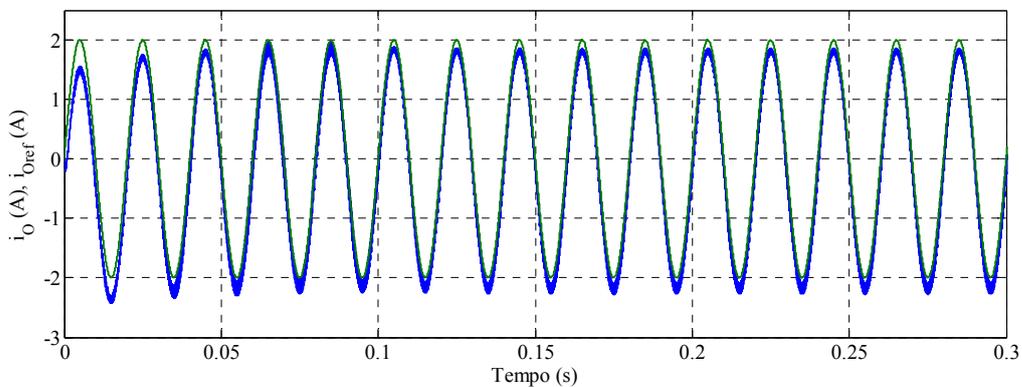


Figura 5-64 – Inseguimento di corrente con errori di misura.

Nelle Fig. 5-65 e 5-66 si vede che i condensatori si sbilanciano, ma a seguito di un transitorio di 2 s le tensioni si stabilizzano. In particolare “ $v_{CH}$ ” oscilla intorno a 21 V, con ampiezza di oscillazione di 0,5 V, mentre “ $v_{CL}$ ” oscilla intorno a 24 V, con ampiezza di oscillazione di 3 V. Il fatto che “ $v_{CH}$ ” oscilli intorno ad un valore inferiore a 24 V è coerente col fatto che il sistema misura in retroazione una tensione superiore a quella effettiva.

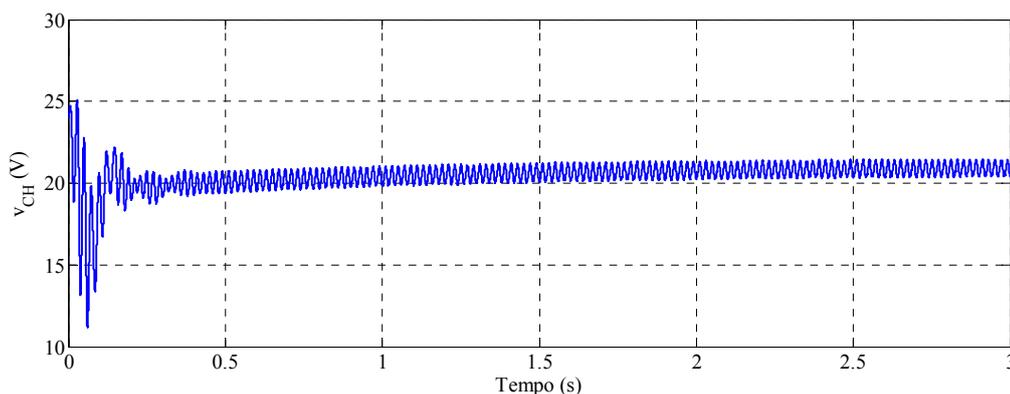


Figura 5-65 – Tensione “ $v_{CH}$ ” con errori di misura.

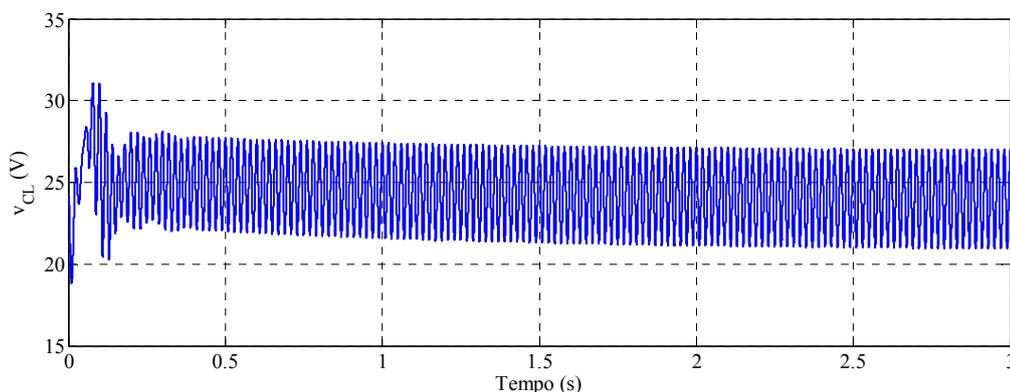


Figura 5-66 - Tensione “ $v_{CL}$ ” con errori di misura.

Le correnti dei rami assumono ampiezza diversa l’una dall’altra e sono mostrate nelle Fig. 5-67 e 5-68. In particolare l’ampiezza della corrente del ramo inferiore aumenta rispetto all’ampiezza della corrente del ramo superiore.

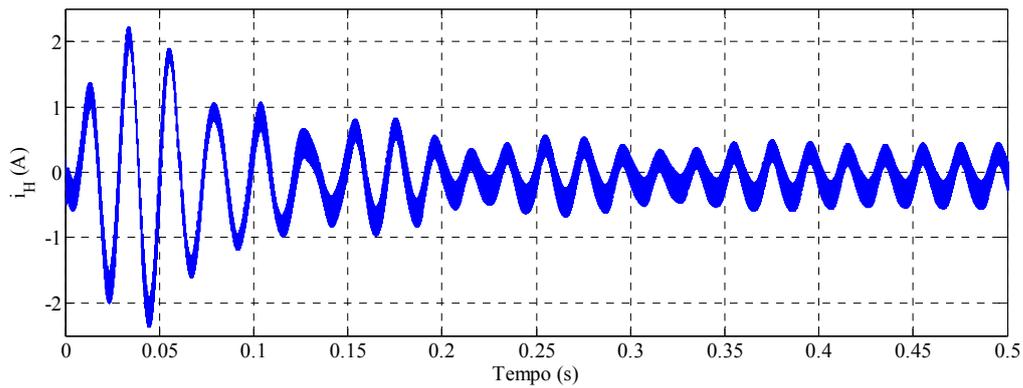


Figura 5-67 - Corrente Tensione “ $i_H$ ” con errori di misura.

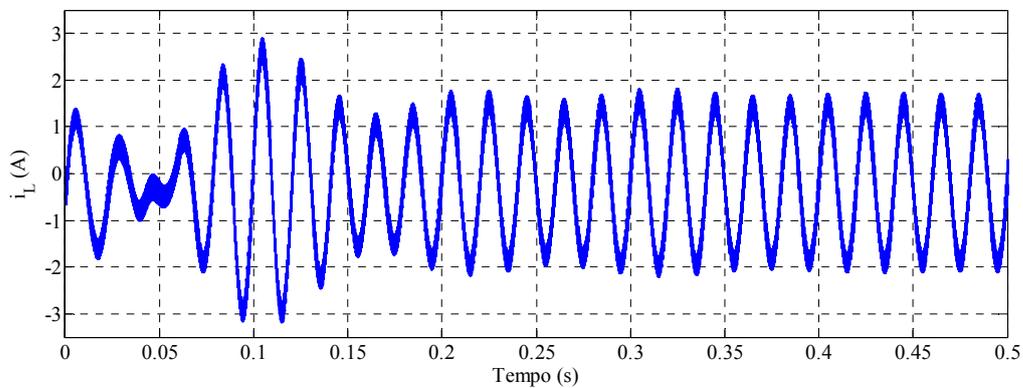


Figura 5-68 - Corrente “ $i_L$ ” con errori di misura.

Le modulanti che determinano questo funzionamento rimangono in opposizione di fase assumendo a regime diverso valor medio e sono riportate in Fig. 5-69.

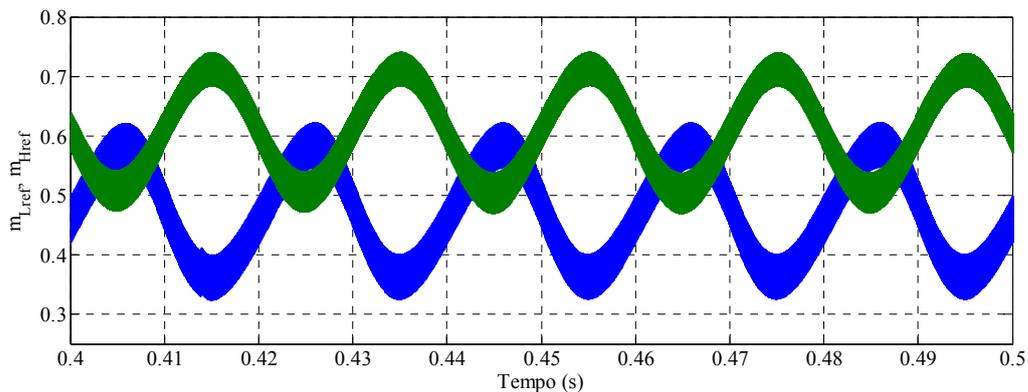


Figura 5-69 – Modulanti con errori di misura.

## 5.5 Simulazione del controllo non vincolato per MMC trifase

Per controllare un convertitore MMC trifase in modo non vincolato basta ripetere tre volte il controllo della singola fase, sfasando tra loro di  $2\pi/3$  le fasi delle correnti di riferimento. L'energia totale e differenziale dei singoli rami sono quindi controllate ciascuna indipendentemente dalle altre e complessivamente sono presenti sei regolatori di energia. Per quanto riguarda le tensioni si hanno due possibilità di controllo: mantenere un controllo indipendente tra le fasi che comporta la presenza di sei regolatori di tensione, oppure realizzare un controllo tramite vettori di spazio che richiede cinque regolatori, dato che se il carico è collegato a stella, la componente omopolare della corrente di carico è nulla e non c'è bisogno di controllare la componente omopolare della tensione differenziale.

Lo schema a blocchi complessivo del controllo fase per fase è rappresentato in Fig. 5-70. Le tre fasi sono denominate con i numeri 1, 2 e 3.

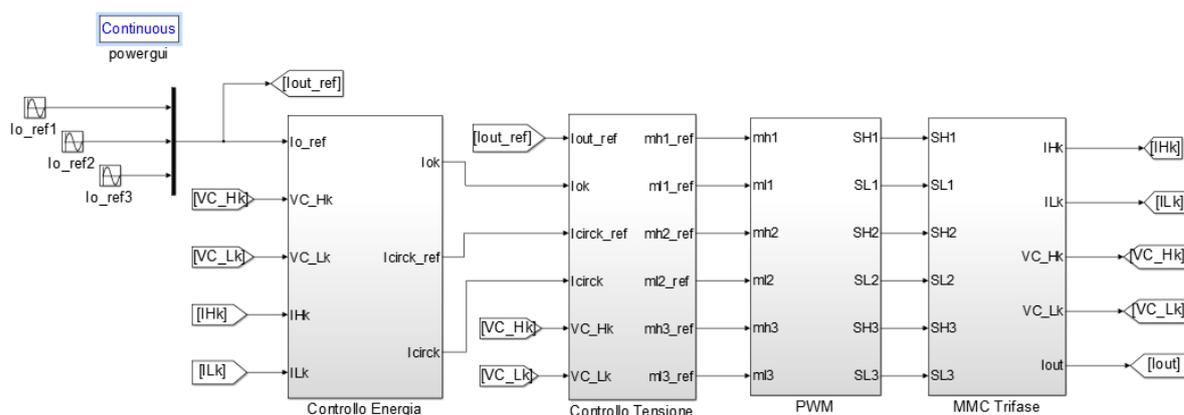


Figura 5-70 – Controllo non vincolato per MMC trifase.

Il blocco che controlla l'energia dei rami e genera i riferimenti delle correnti di circolazione è mostrato in Fig. 5-71. Al suo interno, i tre blocchi di controllo dell'energia dei singoli rami sono identici al blocco utilizzato per il caso monofase.

Il blocco di controllo delle tensioni è mostrato in Fig. 5-72. I tre blocchi interni, relativi a ciascun ramo, generano le modulanti di riferimento in base agli errori di corrente e alle tensioni dei condensatori e sono identici al blocco visto nel caso monofase.

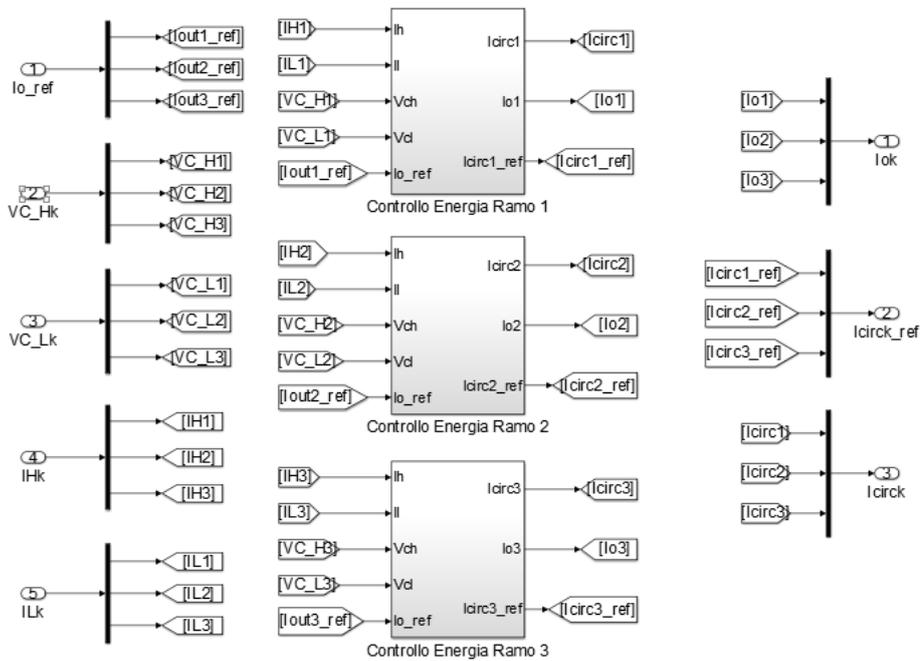


Figura 5-71 – Blocco di controllo dell'energia totale e differenziale per MMC trifase.

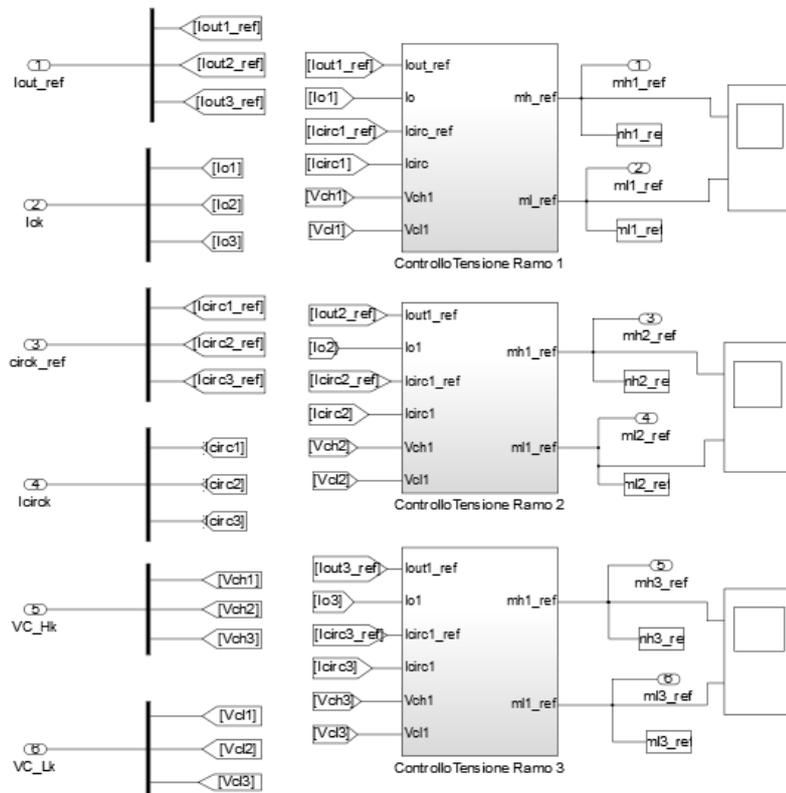


Figura 5-72 – Controllo della tensione per MMC trifase.

Il controllo di tensione, come si è detto, può essere fatto tramite vettori di spazio. In tal caso risulta utile separare il controllo della tensione dalla generazione delle modulanti e lo schema complessivo si modifica come mostrato in Fig. 5-73.

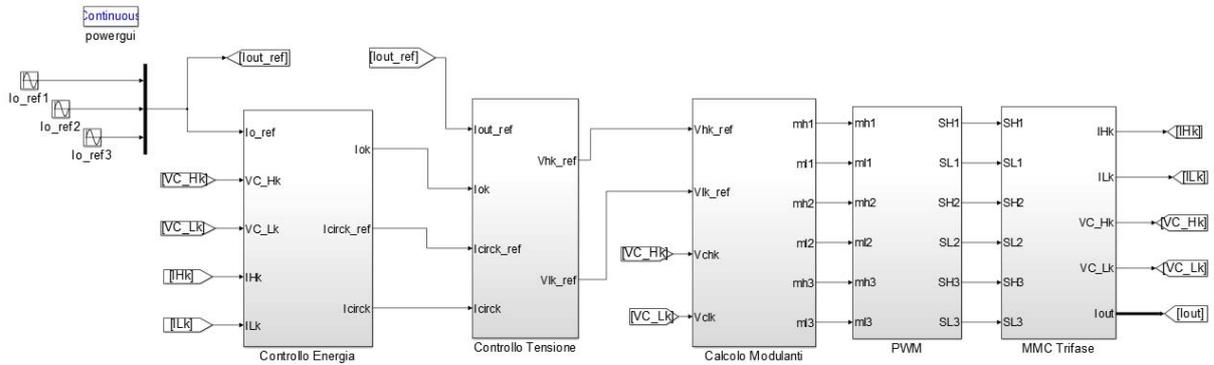


Figura 5-73 – Controllo non vincolato con vettori di spazio per MMC trifase.

Il blocco del controllo di tensione è basato sulle equazioni scritte nel Par. 3.6 ed è rappresentato in Fig. 5-74. Al suo interno sono presenti i blocchi di trasformazione diretta ed inversa tra grandezze di fase e vettori di spazio, i cui dettagli sono riportati nelle Fig. 5-75 e 5-76.

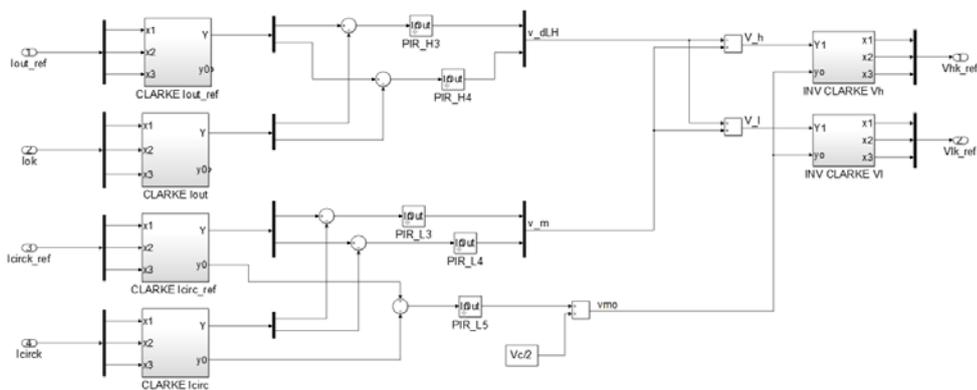


Figura 5-74 – Controllo della tensione tramite vettori di spazio.

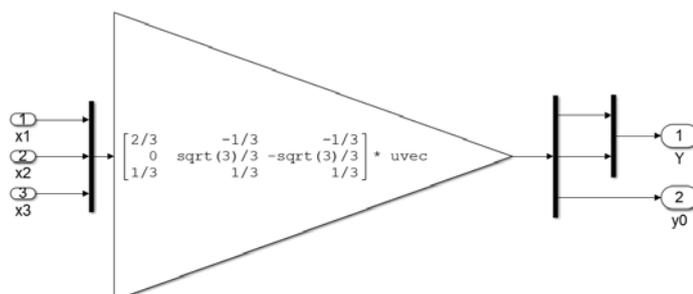


Figura 5-75 – Blocco di trasformazione diretta.

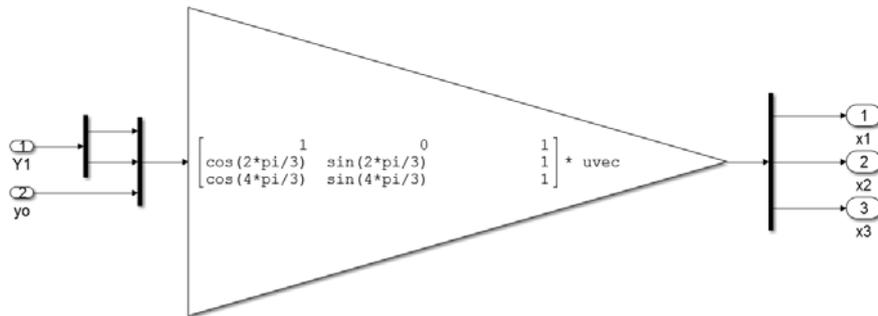


Figura 5-76 – Blocco di trasformazione inversa.

Il blocco che genera le modulanti a partire dalle tensioni di riferimento è riportato in Fig. 5-77.

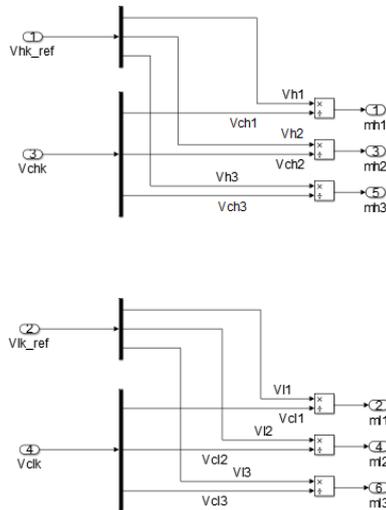


Figura 5-77 – Blocco di generazione delle modulanti.

Il modulatore PWM contiene sei modulatori, ovvero due per ciascun ramo, ciascuno dei quali è identico ai modulatori introdotti nel caso monofase.

Il blocco che contiene il modello del convertitore può essere realizzato con componenti della libreria SymPowerSystems, come in Fig. 5-78, oppure può essere realizzato implementando le equazioni costitutive, come in Fig. 5-79. I tre blocchi dei rami all'interno del blocco in cui sono implementate le equazioni, sono uguali tra loro e coincidono col blocco visto nel caso monofase.

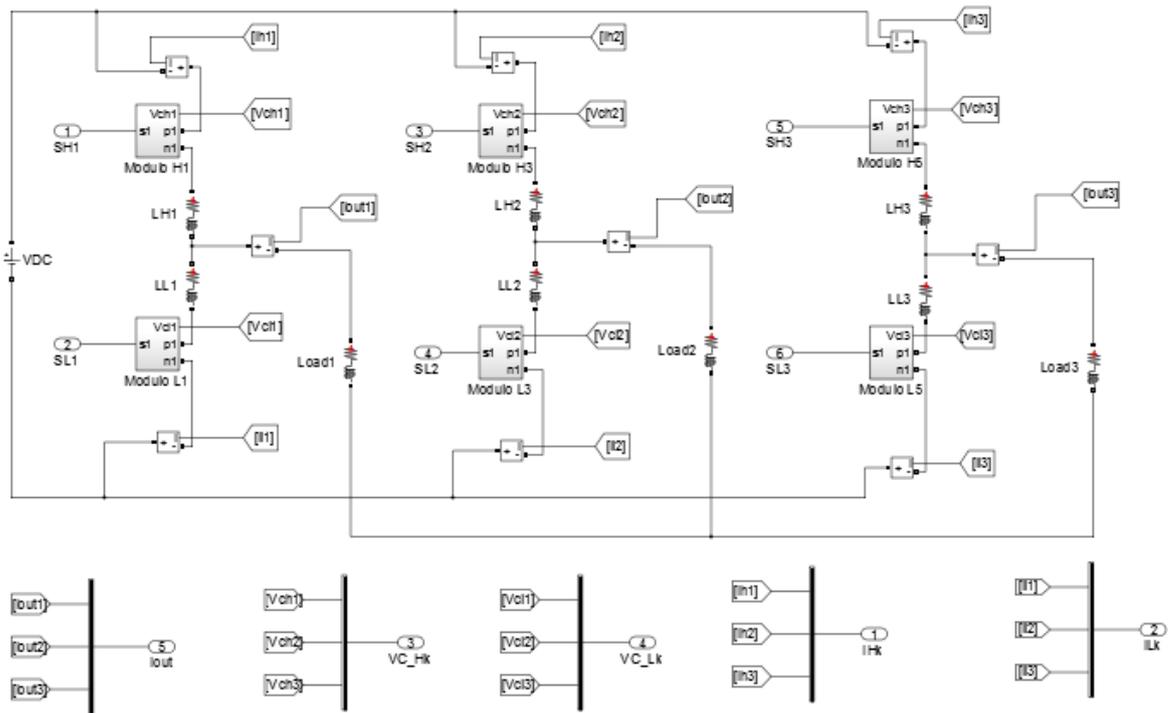


Figura 5-78 - Modello SymPowerSystems per MMC Trifase.

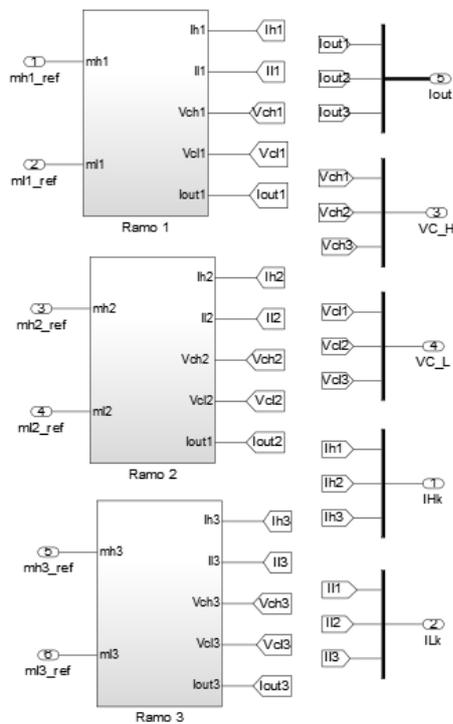


Figura 5-79 – Modello basato sulle equazioni per MMC trifase.

Si è effettuata una simulazione con i medesimi parametri del caso monofase. L'ampiezza della corrente di riferimento di carico è la stessa per le tre fasi e le tre correnti sono sfasate di  $2\pi/3$ . I riferimenti vengono inseguiti correttamente fin dal primo istante, come mostrato in Fig. 5-80.

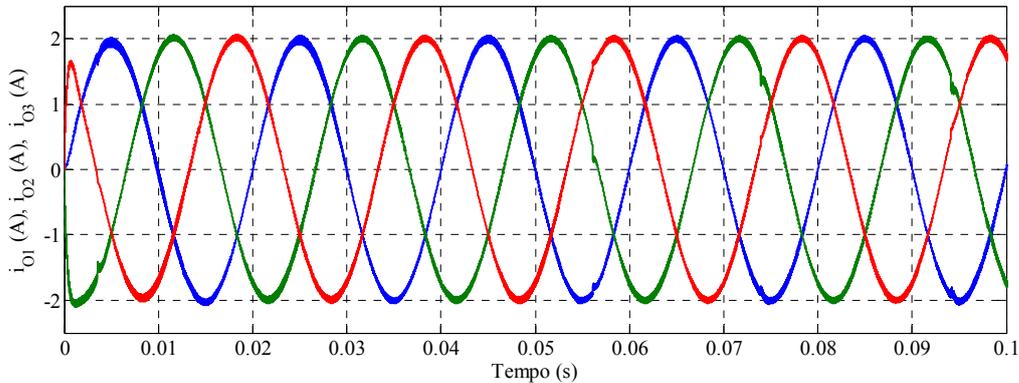


Figura 5-80 – Inseguimento dei riferimenti di corrente.

L'inseguimento può essere valutato anche in termini di vettori di spazio, come in Fig. 5-81. In tale figura, la curva che parte dall'origine e si porta sulla circonferenza rappresenta il transitorio iniziale, mentre lo spessore della circonferenza coincide con il ripple.

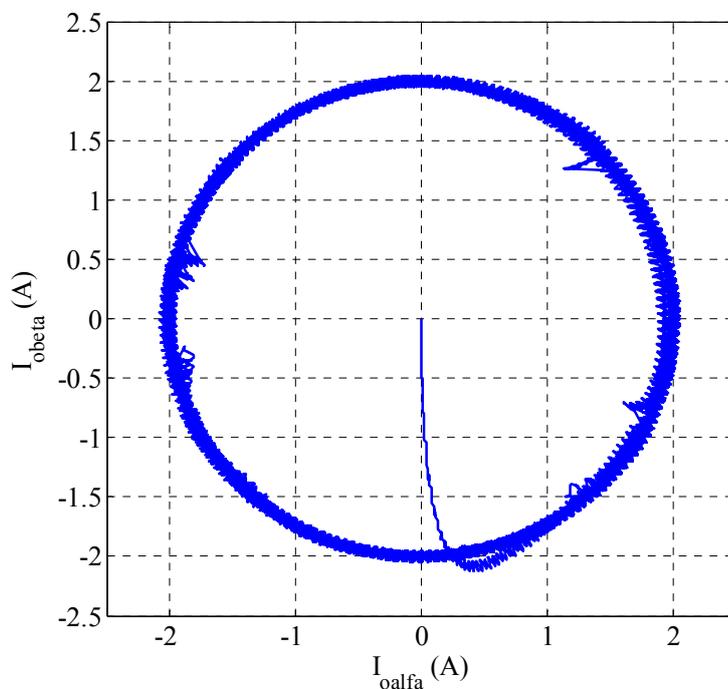


Figura 5-81 – Inseguimento del vettore di spazio di riferimento di corrente.

Le tensioni dei condensatori dei moduli superiori ed inferiori sono rappresentate rispettivamente nelle Fig. 5-82 e 5-83. Tutte le forme d'onda impiegano circa 250 ms per andare a regime. Considerando solo i condensatori dei moduli superiori o solo quelli dei moduli inferiori, si può osservare uno sfasamento di  $2\pi/3$  tra le forme d'onda di tensione. Quando viene raggiunto il funzionamento di regime, tutte le tensioni oscillano intorno a 24 V, con ampiezza di 2 V.

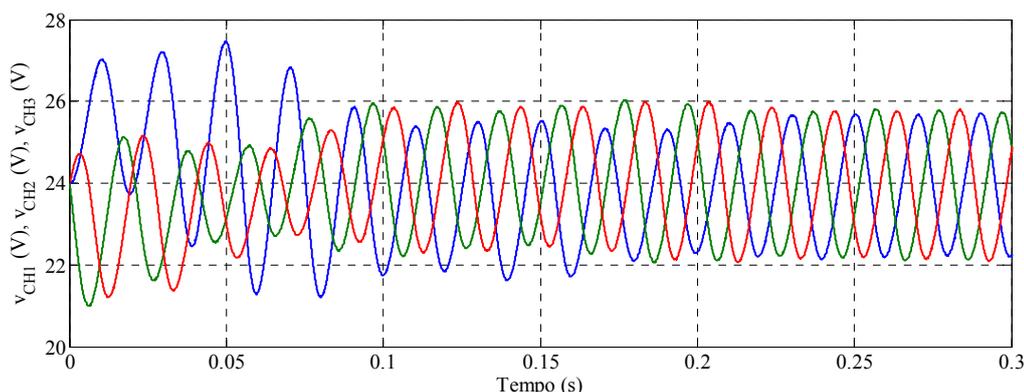


Figura 5-82 – Tensioni dei condensatori dei moduli superiori.

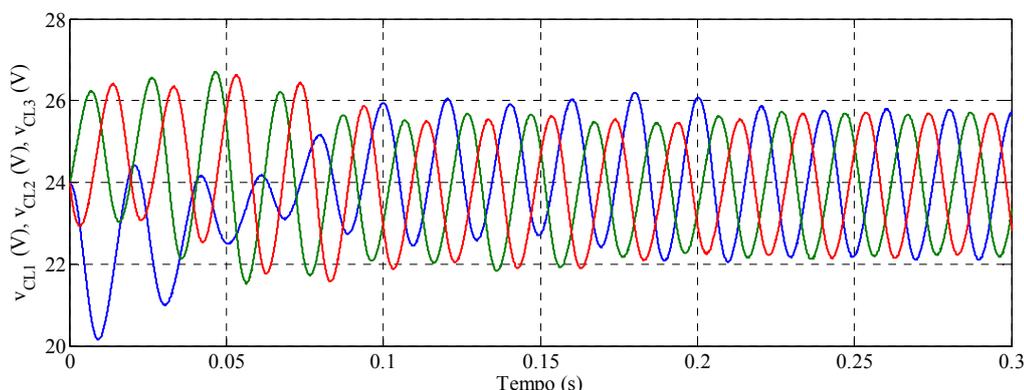


Figura 5-83 – Tensioni dei condensatori dei moduli inferiori.

Le correnti dei rami superiori ed inferiori sono rappresentate rispettivamente nelle Fig. 5-84 e 5-85. Come le tensioni dei condensatori, sono sfasate di  $2\pi/3$  tra fase e fase e impiegano 250 ms per andare a regime. Quando sono a regime hanno ampiezza di 1 A e frequenza di 50 Hz.

La corrente di circolazione ha lo stesso tipo di andamento nelle tre fasi ed in ciascuna ha valor medio di  $-0,1$  A. In Fig. 5-86 è riportata come esempio la corrente nella fase 1.

I riferimenti di energia totale e differenziale vengono inseguiti correttamente in tutte le fasi e nelle Fig. 5-87 e 5-88 sono riportate a titolo di esempio le forme d'onda della fase 1.

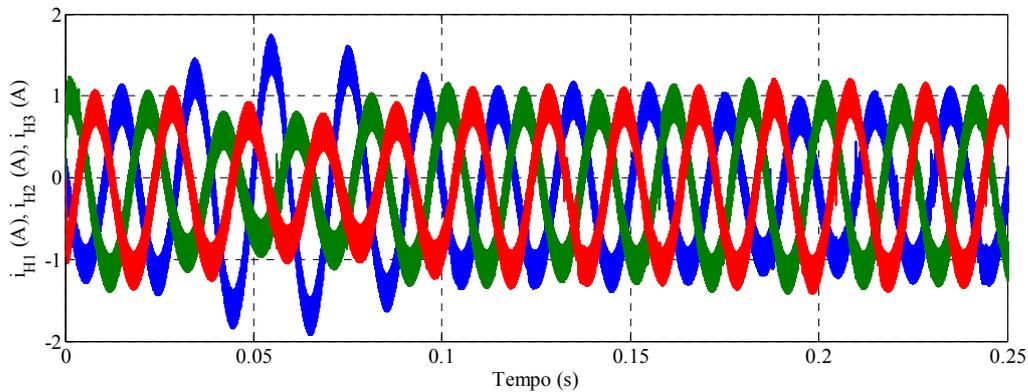


Figura 5-84 – Correnti dei rami superiori.

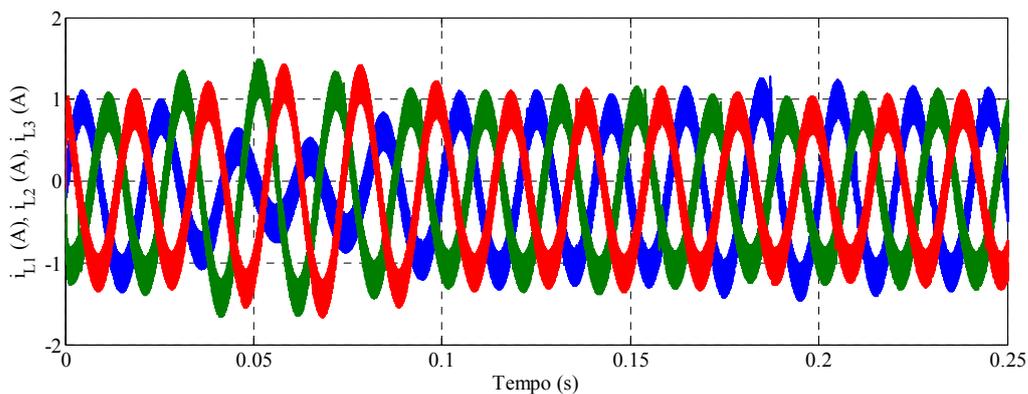


Figura 5-85 – Correnti dei rami inferiori.

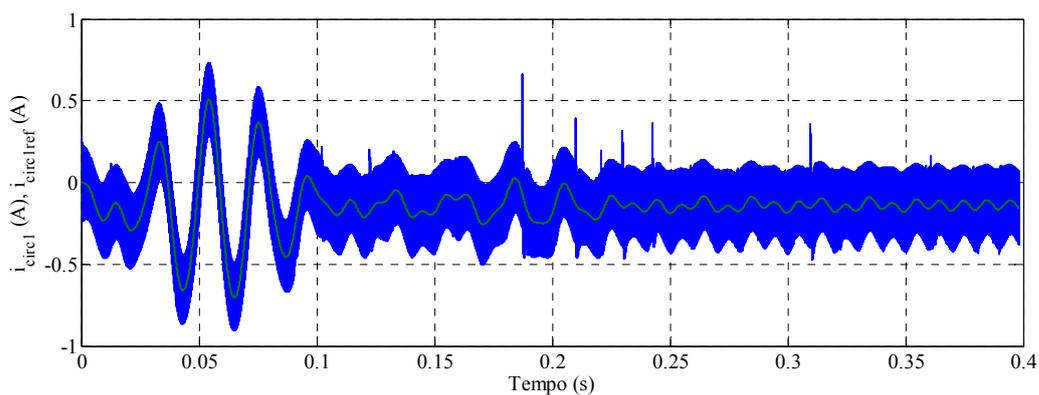


Figura 5-86 – Corrente di circolazione nella fase 1.

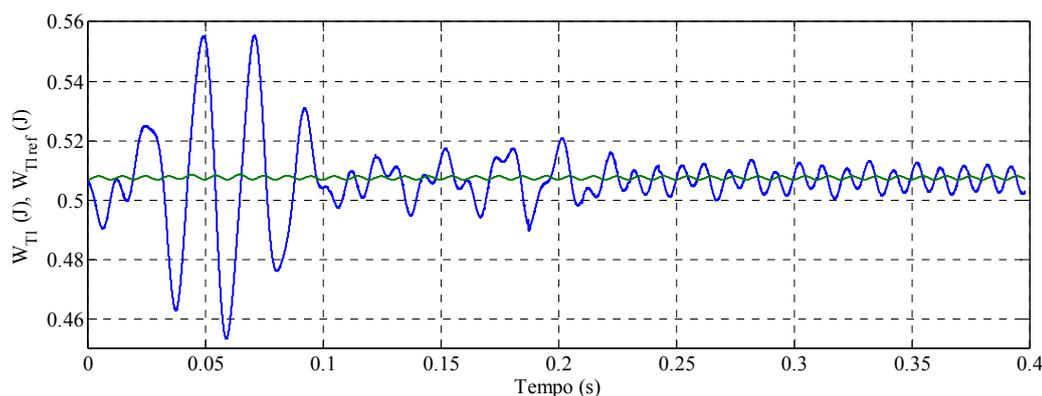


Figura 5-87 – Inseguimento dell’energia totale nella fase 1.

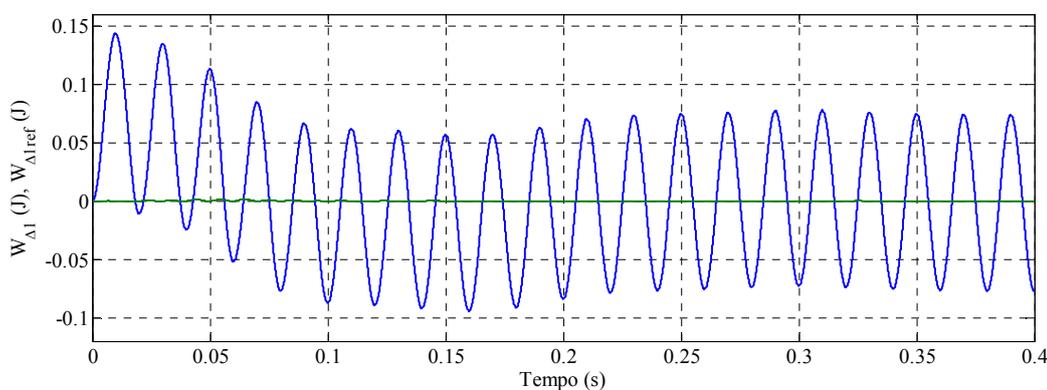


Figura 5-88 – Inseguimento dell’energia differenziale nella fase 1.

## 5.6 Simulazione del sistema di gestione dei moduli per mantenere bilanciati i condensatori

Quando il numero di moduli per ramo è maggiore di uno è necessario scegliere, in base al valore delle tensioni di riferimento, quali moduli attivare. Come osservato nel Par. 4.4, la scelta può essere basata sul verso delle correnti dei rami e sui valori delle tensioni dei condensatori dei moduli. Si è simulato un sistema di controllo non vincolato per un ramo avente due moduli superiori e due moduli inferiori, ponendo un blocco denominato CVB (Capacitor Voltage Balancing), tra il blocco del controllo non vincolato ed il modulatore PWM. Lo schema a blocchi complessivo è rappresentato in Fig. 5-89. Il blocco contenente il controllo non vincolato ingloba sia il controllo di energia che il controllo di tensione, analoghi a quelli visti per la simulazione del controllo non vincolato nel caso monofase con un solo modulo per ramo, e fornisce in uscita le tensioni di riferimento dei rami superiore ed inferiore.

Compito del blocco CVB, riportato in Fig. 5-90 (nella quale il blocco della parte destra è interno al blocco della parte sinistra), è quindi il calcolo delle modulanti dei quattro moduli.

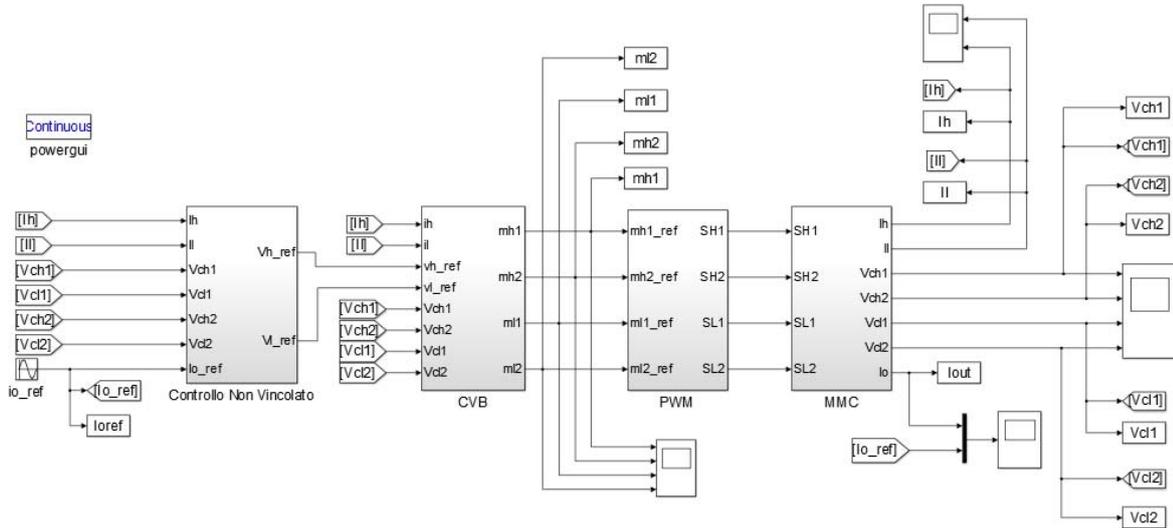


Figura 5-89 – Controllo non vincolato per MMC monofase con due moduli per ramo.

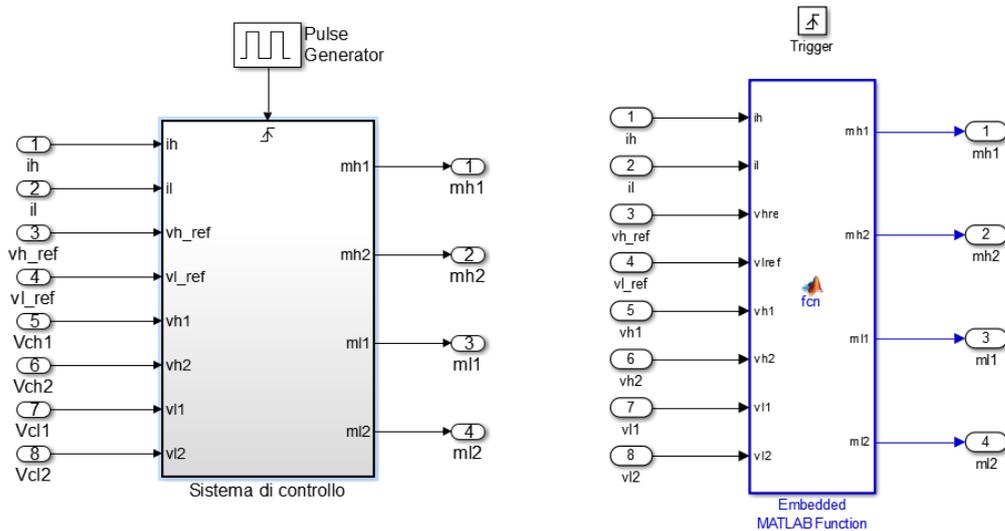


Figura 5-90 – Blocco Capacitor Voltage Balancing.

La “Matlab function” contenuta nel blocco della parte destra di Fig. 5-90 è basata sull’algoritmo visto in Fig. 4-3 ed è riportata di seguito.

```

function [mh1,mh2,m11,m12] = fcn(ih,il,vhref,vlref,vh1,vh2,v11,v12)

%   Calcolo delle modulanti
% Ramo superiore

if (ih>0); %I condensatori superiori si scaricheranno
    if (vh1>vh2); %Si deve scaricare h1
        if (vh1>vhref);
            mh1=vhref/vh1;
            mh2=0;
        else;
            mh1=1;
            mh2=(vhref-vh1)/vh2;
        end;
    else;
        if (vh2>vhref);
            mh2=vhref/vh2;
            mh1=0;
        else;
            mh2=1;
            mh1=(vhref-vh2)/vh1;
        end;
    end;

else; %I condensatori superiori si caricheranno
    if (vh1>vh2); %Si deve caricare h2
        if (vh2>vhref);
            mh2=vhref/vh2;
            mh1=0;
        else;
            mh2=1;
            mh1=(vhref-vh2)/vh1;
        end;
    else;
        if (vh1>vhref);
            mh1=vhref/vh1;
            mh2=0;
        else
            mh1=1;
            mh2=(vhref-vh1)/vh2;
        end
    end
end

% Ramo inferiore

if (il>0); %I condensatori inferiori si scaricheranno
    if (v11>v12); %Si deve scaricare l1
        if (v11>vlref);
            m11=vlref/v11;
            m12=0;
        else;
            m11=1;
            m12=(vlref-v11)/v12;
        end;
    else;
        if (v12>vlref);

```

```

        m12=vlref/v12;
        m11=0;
    else;
        m12=1;
        m11=(vlref-v12)/v11;
    end;
end;
else; %I condensatori inferiori si caricheranno
    if (v11>v12); %Si deve caricare l2
        if (v12>vlref);
            m12=vlref/v12;
            m11=0;
        else;
            m12=1;
            m11=(vlref-v12)/v11;
        end;
    else;
        if (v11>vlref);
            m11=vlref/v11;
            m12=0;
        else
            m11=1;
            m12=(vlref-v11)/v12;
        end
    end
end
end
end

```

Il modulatore PWM è costituito da quattro modulatori, uno per ciascun modulo.

Il blocco del singolo ramo con due moduli superiori e due moduli inferiori è riportato in Fig. 5-91, nella quale la parte destra è contenuta nella parte sinistra. I singoli moduli sono realizzati con elementi della libreria SymPowerSystems, secondo la struttura vista in Fig. 5-6.

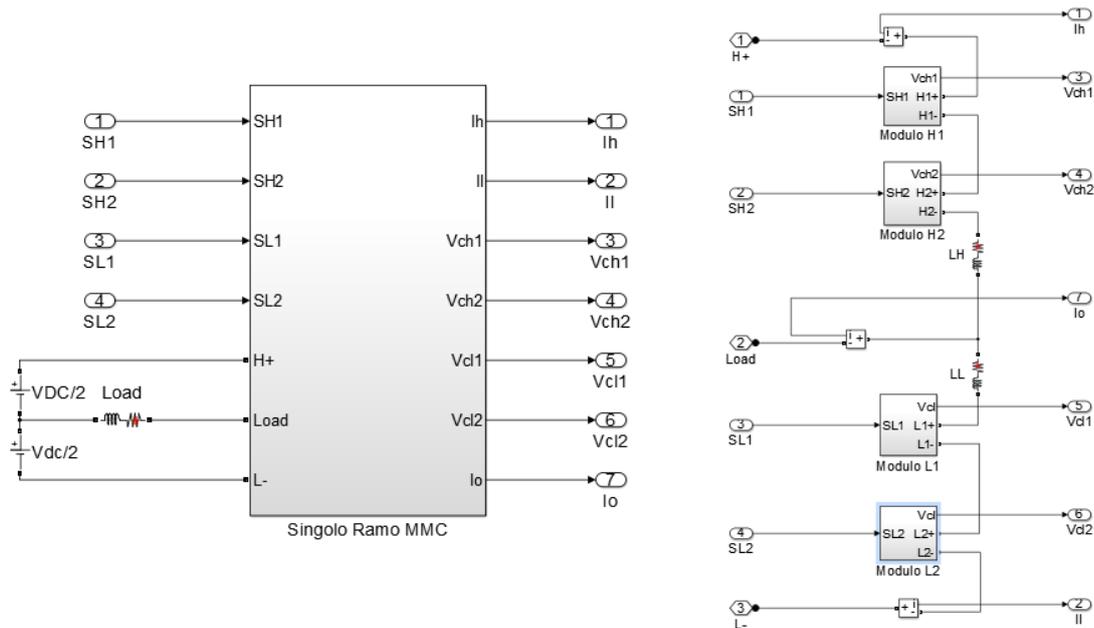


Figura 5-91 – Singolo ramo con due moduli superiori e due inferiori.

La simulazione è stata eseguita con i medesimi parametri della simulazione del controllo non vincolato nel caso di un modulo per ramo. Il riferimento di corrente viene inseguito correttamente fin dal primo istante, come si può vedere in Fig. 5-92.

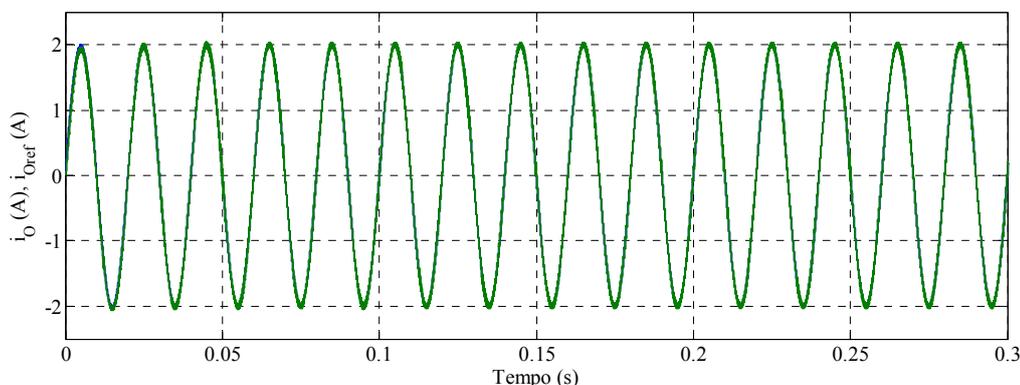


Figura 5-92 – Inseguimento del riferimento di corrente.

Le tensioni dei due condensatori del ramo superiore hanno lo stesso andamento, mostrato in Fig. 5-93, ed anche le tensioni dei condensatori del ramo inferiore hanno lo stesso andamento, mostrato in Fig. 5-94. La tensione all'istante iniziale per ogni condensatore è stata posta a 12 V, che è il valore che si otterrebbe ad esempio effettuando un transitorio di carica misto.

Successivamente al transitorio iniziale di funzionamento, il valor medio della tensione di tutti i condensatori risulta di 12 V e l'oscillazione intorno al valor medio avviene con ampiezza di 2 V.

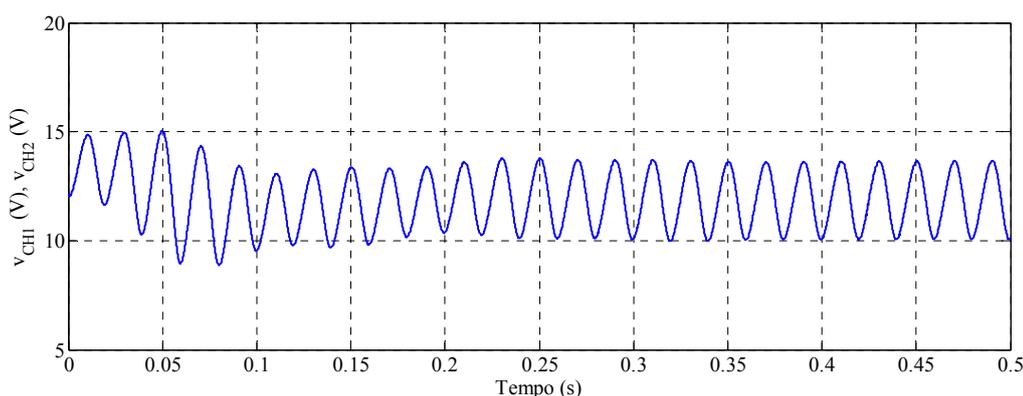


Figura 5-93 – Tensione dei condensatori dei moduli superiori.

Le correnti del ramo superiore e del ramo inferiore sono riportate rispettivamente nelle Fig. 5-95 e 5-96. Dopo un transitorio di circa 250 ms tali correnti oscillano in opposizione di fase con ampiezza di 1 A, frequenza di 50 Hz e valor medio di  $-0,1$  A.

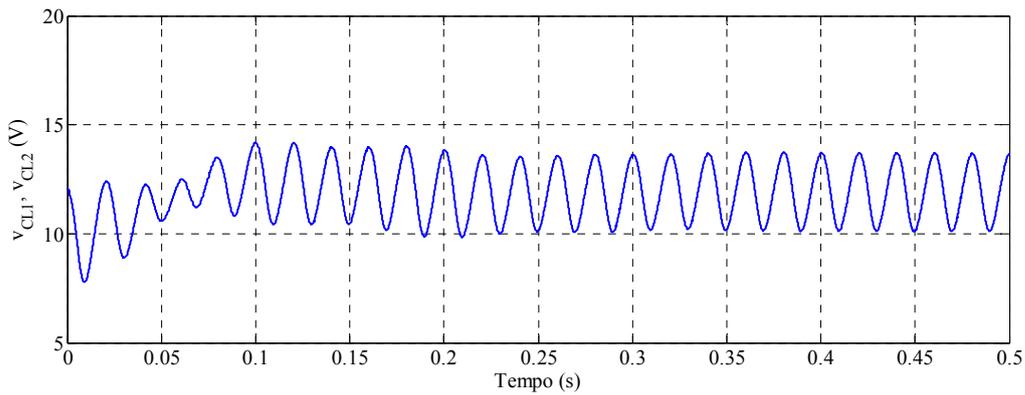


Figura 5-94 – Tensione dei condensatori dei moduli inferiori.

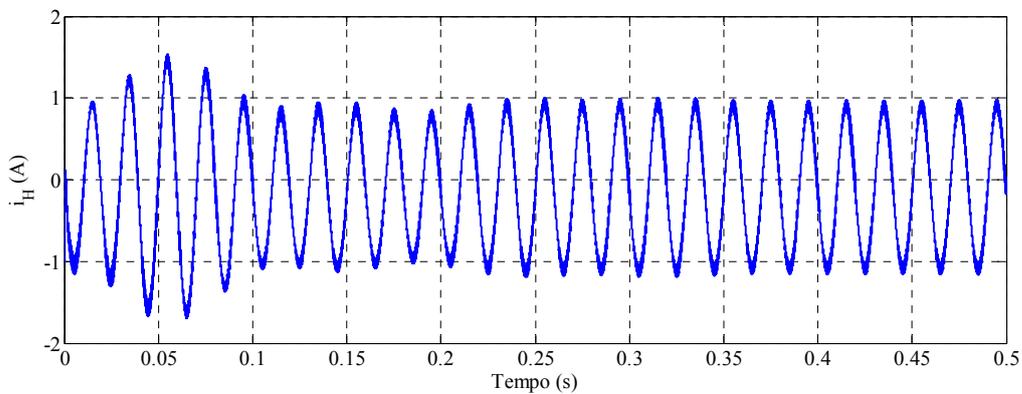


Figura 5-95 – Corrente del ramo superiore.

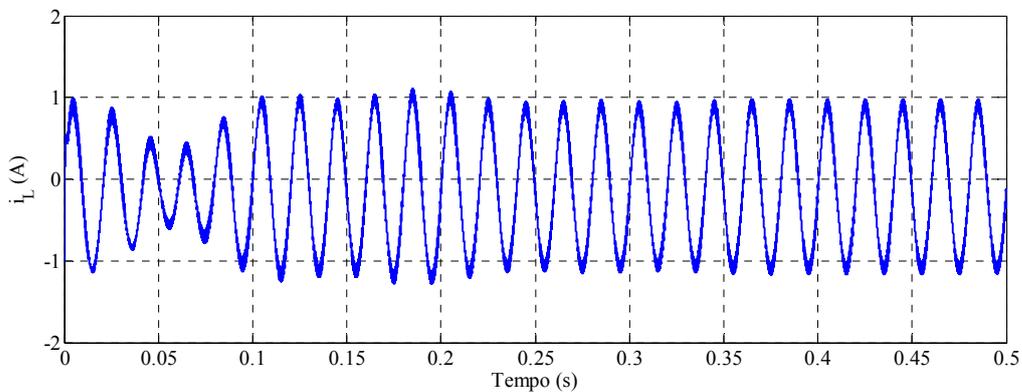


Figura 5-96 – Corrente del ramo inferiore.

La corrente di circolazione ha l'andamento riportato in Fig. 5-97, che dopo il transitorio iniziale assume il valor medio di  $-0,1$  A.

L'inseguimento dell'energia totale e quello dell'energia differenziale avvengono correttamente e sono mostrati rispettivamente nelle Fig. 5-98 e 5-99. L'energia totale di riferimento è di circa  $0,25$  J, dimezzata rispetto al caso di un modulo per ramo. In generale, se si collegano "n" moduli in serie per ramo con condensatori aventi la stessa capacità e si impone che tutti i moduli abbiano la stessa tensione, pari a " $V_{DC}/n$ ", l'energia totale è il rapporto tra l'energia del

caso si un singolo modulo per ramo ed “n”. Quindi è necessario stare attenti di volta in volta a modificare correttamente il riferimento di energia nel blocco del controllo non vincolato, al fine di ottenere la tensione media desiderata per ogni condensatore.

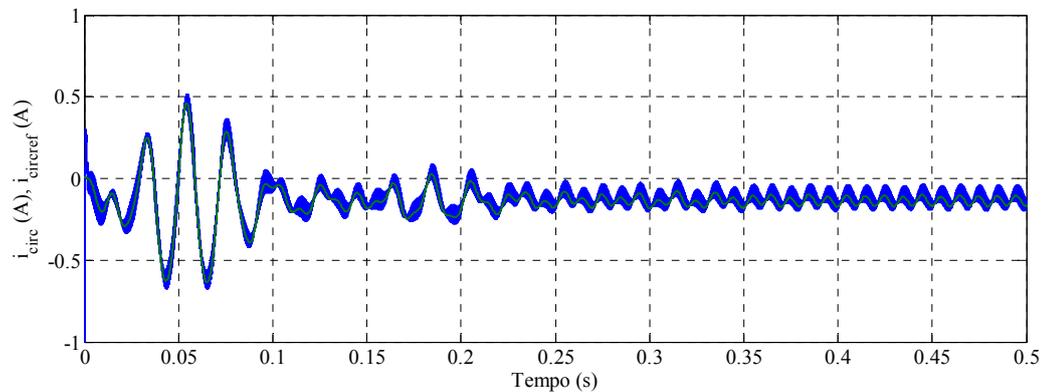


Figura 5-97 – Corrente di circolazione.

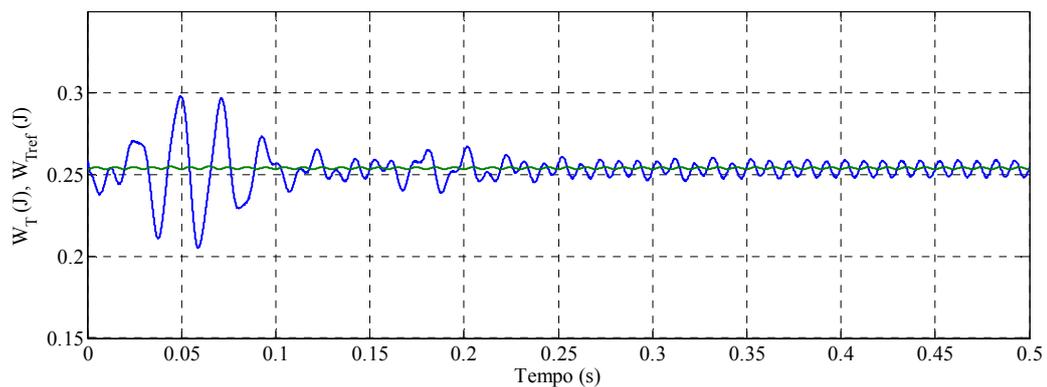


Figura 5-98 – Inseguimento del riferimento di energia totale.

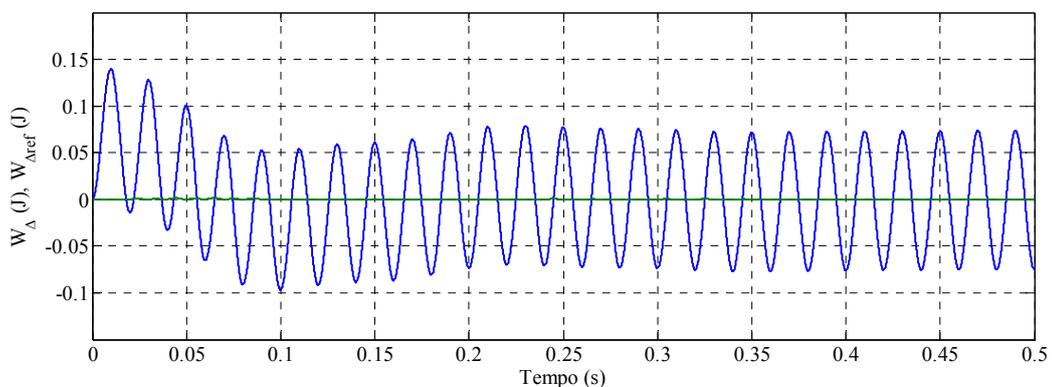


Figura 5-99 – Inseguimento del riferimento di energia differenziale.

Nelle Fig. 5-100 e 5-101 sono rappresentati rispettivamente gli andamenti delle modulanti del primo modulo superiore, definito “H1”, e del secondo modulo superiore, denominato “H2”. Confrontando le due figure si può notare che l’algoritmo di bilanciamento alterna in corrispondenza di quasi tutte le commutazioni l’attivazione dei moduli. Quando un modulo resta attivo per più di un periodo di commutazione, l’altro modulo resta disattivo per i medesimi periodi.

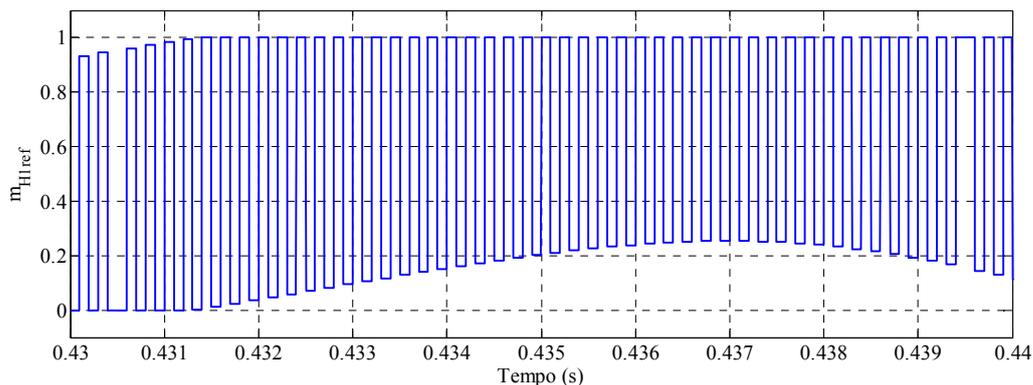


Figura 5-100 – Modulante del modulo H1.

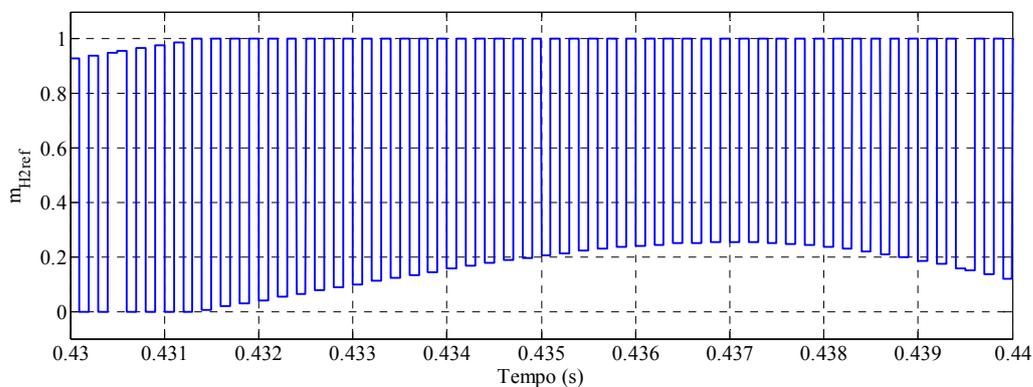


Figura 5-101 – Modulante del modulo H2.

## 6 Prove sperimentali

Sono state effettuate delle misure su un prototipo costituito da un modulo per ramo. Le grandezze relative al prototipo sono in scala ridotta rispetto a quelle che caratterizzerebbero un'applicazione reale, soprattutto per motivi di sicurezza e di costo, in quanto sarebbe pericoloso effettuare misure in alta tensione e, per ottenere una sicurezza adeguata per le persone, andrebbero affrontati costi elevati. Il costo per effettuare prove in media ed alta tensione, inoltre, non sarebbe giustificato, dato che, se il prototipo funziona in scala ridotta, funziona anche in scala non ridotta, rimanendo valida la teoria studiata.

Per effettuare le prove è stato necessario programmare un DSP, ovvero fornirgli le istruzioni necessarie per comandare i gate degli IGBT, basando tali istruzioni sugli schemi di controllo progettati.

Il prototipo utilizzato per effettuare le prove sperimentali ha il circuito di potenza schematizzato in Fig. 6-1.

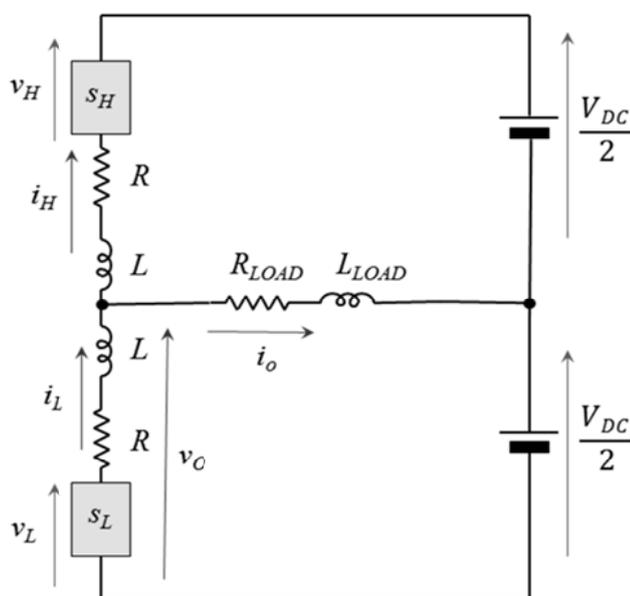


Figura 6-1 – Circuito di potenza del prototipo.

Il circuito è caratterizzato dalle seguenti grandezze:

- tensione del bus DC di 24 V;
- capacità dei moduli di 880  $\mu\text{F}$ ;
- induttanza dei rami di 1,18 mH;
- resistenza dei rami di 0,4  $\Omega$ ;
- induttanza del carico di 0,5 mH;
- resistenza del carico di 1  $\Omega$ .

La tensione del bus DC è ottenuta con due batterie da 12 V collegate in serie. Le sonde di misura rendono possibile la lettura di correnti e tensioni sull'oscilloscopio; per le misure effettuate sono state usate sonde caratterizzate dalle seguenti scale:

- Sonda di corrente: 1 A  $\rightarrow$  100 mV;
- Sonda di tensione: 20 V  $\rightarrow$  1 V.

In Fig. 6-2 è riportata una fotografia del banco sul quale sono state effettuate le prove sperimentali. Nelle Fig. 6-3 e 6-4 sono mostrati rispettivamente il dettaglio del singolo modulo ed il collegamento fra il DSP e i due moduli.

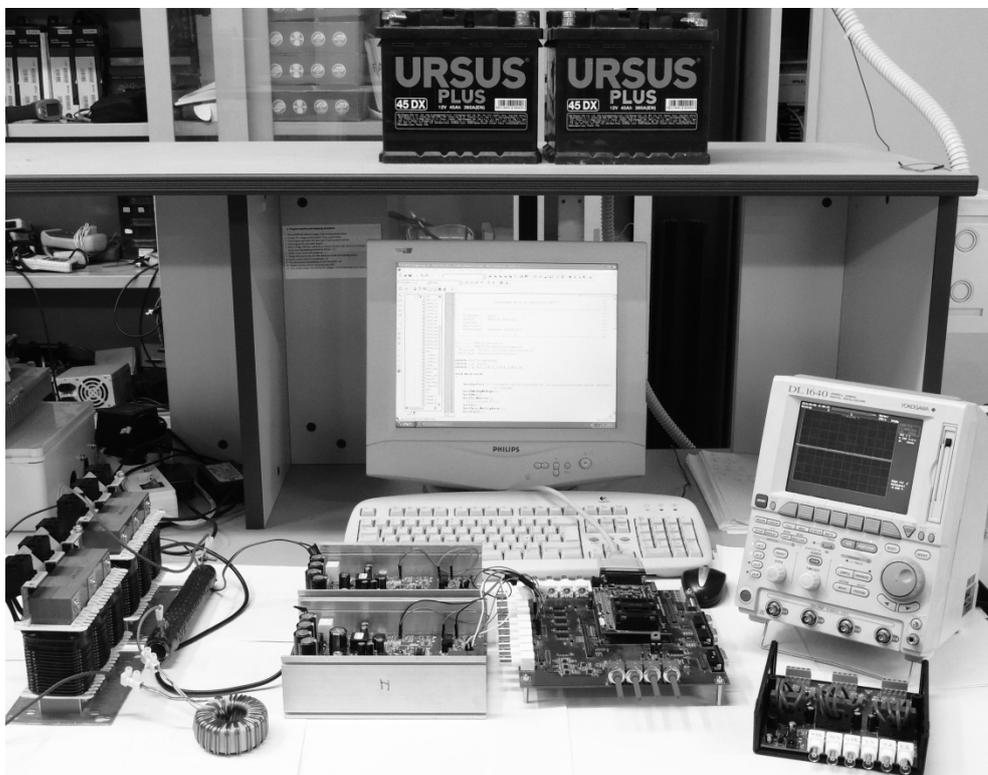


Figura 6-2 – Banco prova.



Figura 6-3 – Dettaglio singolo modulo.

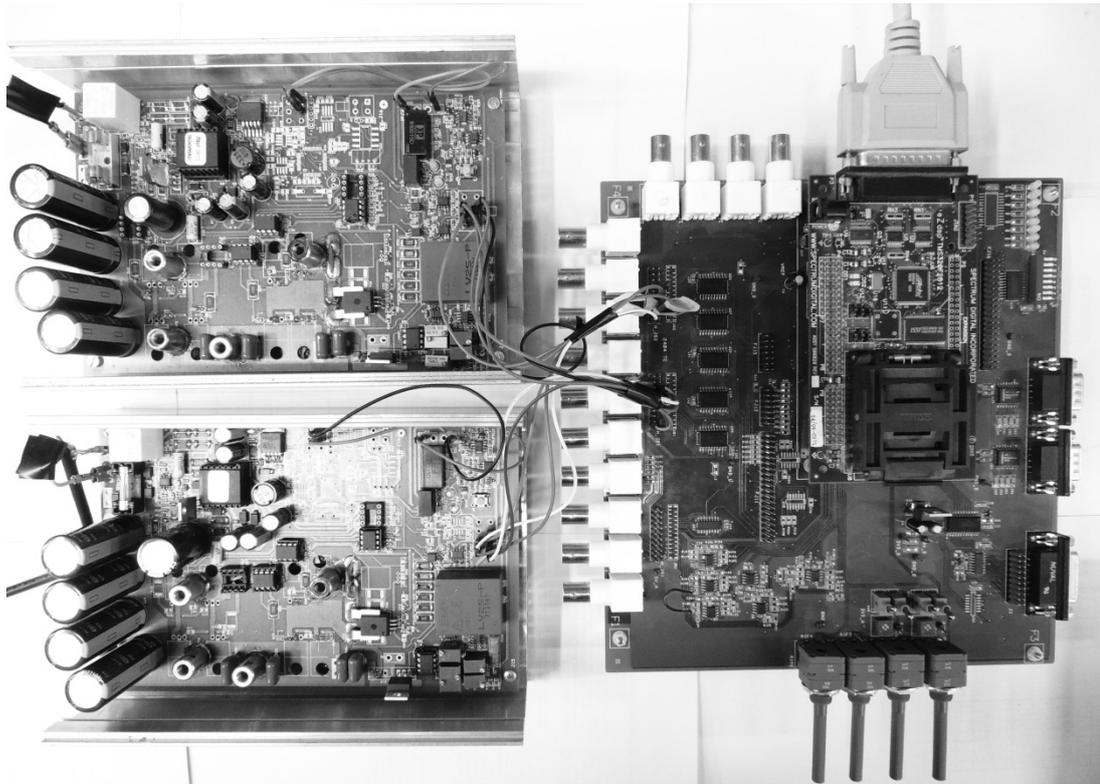


Figura 6-4 – Collegamento fra DSP e moduli.

## 6.1 Transitorio di carica dei condensatori

Prima di effettuare misure sui sistemi di controllo simulati, si sono misurati gli andamenti delle tensioni e delle correnti dei condensatori, durante il transitorio di carica iniziale. La prima misura riguarda la carica con modulanti entrambe pari a 0,5. Gli andamenti delle tensioni e delle correnti dei condensatori sono mostrati in Fig. 6-5.

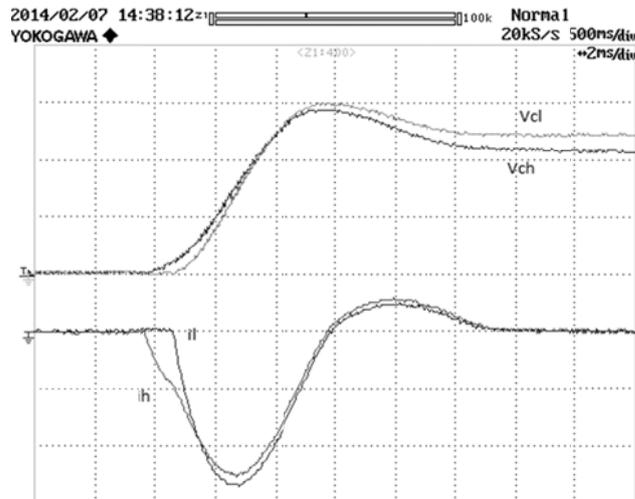


Figura 6-5 – Forme d'onda misurate di correnti e tensioni dei condensatori durante il transitorio di carica con modulanti pari a 0,5.

In Fig. 6-5 tutti i segnali sono visualizzati con una scala di 500 mV/div, quindi per le correnti si leggono 5 A/div, mentre per le tensioni 10 V/div. Si nota che il transitorio è del secondo ordine, coerentemente con quanto ottenuto dalle simulazioni. L'immagine è ottenuta con uno zoom caratterizzato da una scala dei tempi di 2 ms/div. Quindi la durata del transitorio risulta di 12 ms.

Nelle Fig. 6-6 e 6-7 sono riportati separatamente i transitori dei due condensatori, con le stesse scale di Fig. 6-5. Entrambe le tensioni di carica raggiungono un picco di circa 30 V ed entrambe le correnti di carica raggiungono un picco di circa 13 A. La tensione del condensatore del modulo inferiore raggiunge, alla fine del transitorio, un valore di circa 3 V superiore alla tensione del condensatore del modulo superiore, a causa di una inevitabile dissimmetria fra i due rami. La dissimmetria riguarda sia le tensioni delle due batterie di alimentazione del bus DC, sia i parametri resistivi, capacitivi ed induttivi dei due rami. A causa della dissimmetria e dell'approssimazione con cui sono noti i parametri dei rami, si ha una leggera differenza tra gli andamenti simulati e gli andamenti misurati delle tensioni e delle correnti.

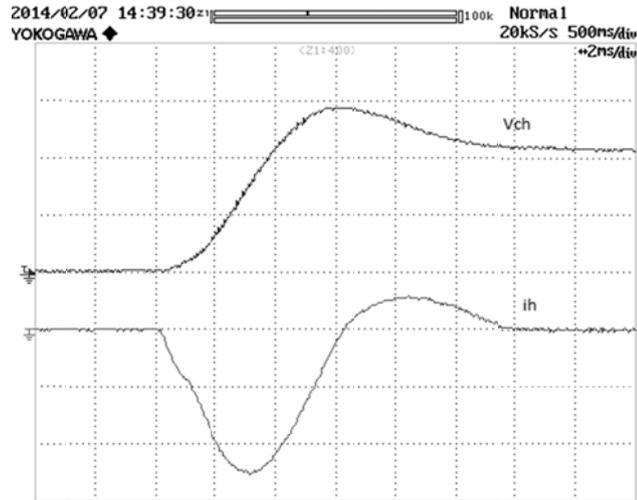


Figura 6-6 – Forme d’onda misurate di “ $V_{CH}$ ” e “ $i_H$ ” durante il transitorio di carica con modulanti pari a 0,5.

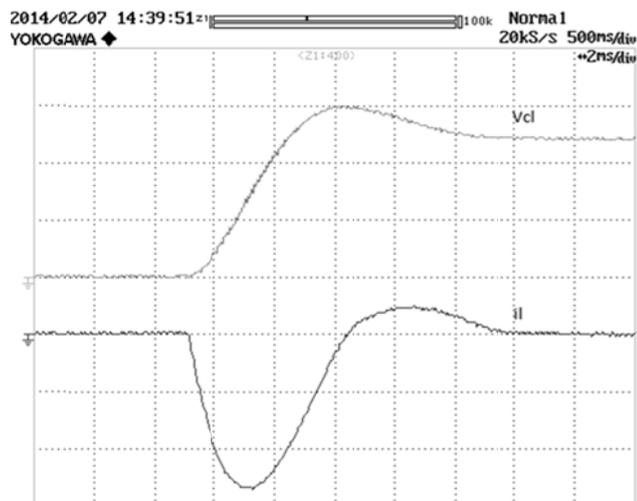


Figura 6-7 - Forme d’onda misurate di “ $v_{CL}$ ” e “ $i_L$ ” durante il transitorio di carica con modulanti pari a 0,5.

La seconda misura riguarda la carica con funzioni di commutazione entrambe nulle. Gli andamenti delle tensioni e delle correnti dei condensatori sono rappresentati in Fig. 6-8. Anche in Fig. 6-8 tutti i segnali sono visualizzati con una scala di 500 mV/div, quindi per la scala delle correnti è 5 A/div, mentre la scala delle tensioni è 10 V/div. Stavolta il transitorio è del primo ordine e questo è coerente con i risultati delle simulazioni. L’immagine è ottenuta con uno zoom caratterizzato da una scala dei tempi di 1 ms/div. Quindi la durata del transitorio risulta di circa 3,5 ms.

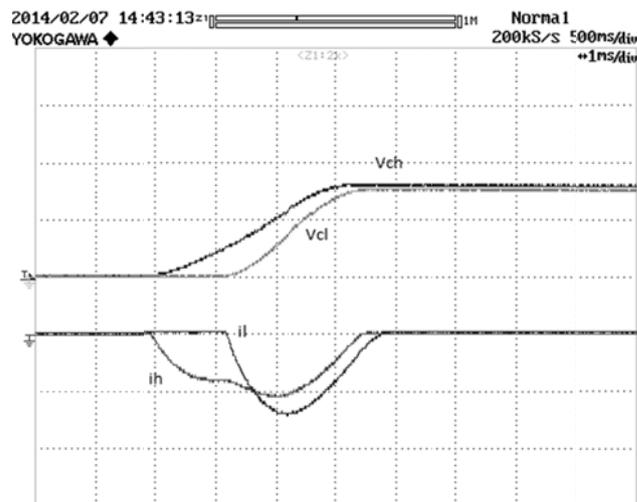


Figura 6-8 – Forme d’onda misurate di correnti e tensioni dei condensatori durante il transitorio di carica con IGBT spenti.

Nelle Fig. 6-9 e 6-10 sono riportati separatamente i transitori dei due condensatori, con le stesse scale di Fig. 6-8. Dopo il transitorio, le tensioni raggiungono entrambe un valore di circa 17 V. La corrente di carica del ramo superiore raggiunge un picco di 5 A, mentre quella del ramo inferiore raggiunge un picco di 7 A. La differenza tra i picchi è dovuta alla dissimmetria fra i due rami. Anche in questo caso si può attribuire la differenza tra gli andamenti simulati e gli andamenti misurati delle tensioni e delle correnti, alla dissimmetria ed all’approssimazione con cui sono noti i parametri dei rami.

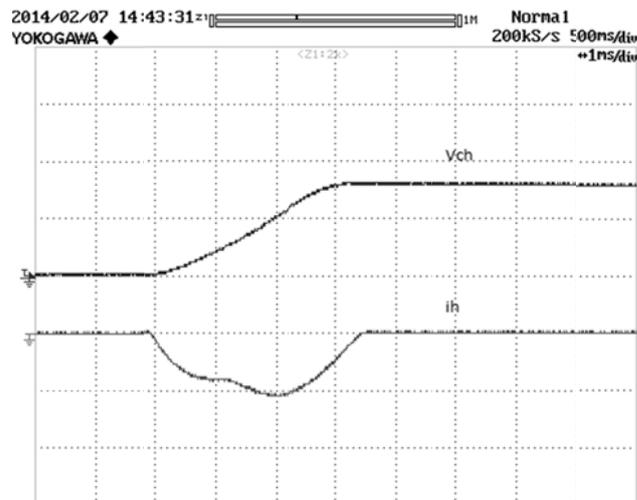


Figura 6-9 - Forme d’onda misurate di “ $v_{CH}$ ” e “ $i_H$ ” durante il transitorio di carica con IGBT spenti.

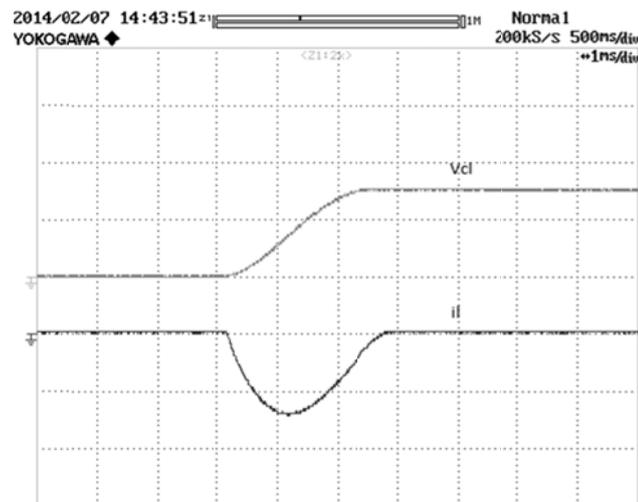


Figura 6-10 - Forme d'onda misurate di " $v_{CL}$ " e " $i_L$ " durante il transitorio di carica con IGBT spenti.

## 6.2 Controllo vincolato in catena aperta

Il controllo vincolato in catena chiusa è soggetto ad instabilità dovuta agli errori di misura su tensioni e correnti e questo fatto è stato riscontrato da misure sperimentali in cui si è osservato lo sbilanciamento dei condensatori, oltre agli altri effetti evidenziali nelle simulazioni. I risultati di tali prove sperimentali non sono riportati in quanto poco significativi, trattandosi di un sistema instabile e quindi non controllabile. Sono riportati invece i risultati delle misure riguardanti il controllo in catena aperta, con modulati imposte.

Imponendo due modulanti oscillanti con ampiezza di circa 0,15 e frequenza di 50 Hz, attorno al valor medio di 0,5, si misura la corrente di carico mostrata in Fig. 6-11. La scala dei tempi è di 5 ms/div: il periodo delle grandezze visualizzate è di 20 ms, coerentemente con la frequenza impostata di 50 Hz. Le modulanti sono misurate tramite due segnali inviati dal DSP all'oscilloscopio e hanno una scala di 0,5/div. La scala per il segnale di corrente è impostata a 200 mV/div che, tenendo conto della sonda di misura, corrisponde a 2 A/div. Quindi la corrente ha un'ampiezza di circa 2 A e non è perfettamente sinusoidale a causa della presenza di armoniche di ordine superiore al primo.

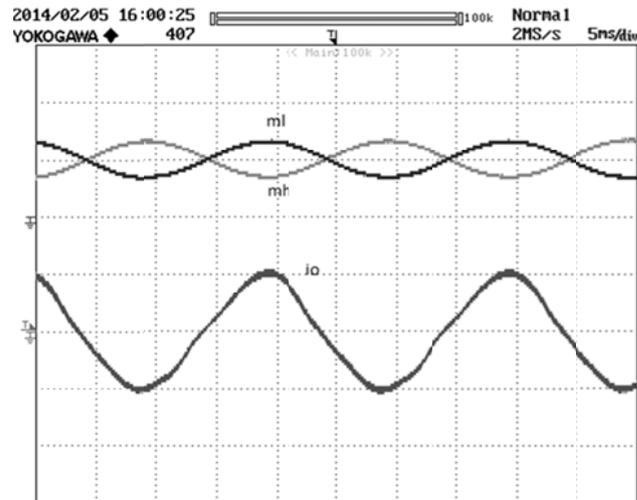


Figura 6-11 – Modulanti imposte e forma d’onda misurata della corrente di carico nel controllo in catena aperta.

Le correnti dei rami superiore ed inferiore relative alla misura considerata sono riportate in Fig. 6-12. In quest’ultima figura la scala delle ampiezze è di 200 mV/div per entrambi i canali, quindi le correnti si leggono ancora con una scala di 2 A/div. La differenza tra “ $i_L$ ” e “ $i_H$ ” è pari alla corrente del carico, mentre la corrente “ $i_H$ ” cambiata di segno corrisponde alla corrente d’ingresso dal bus DC.

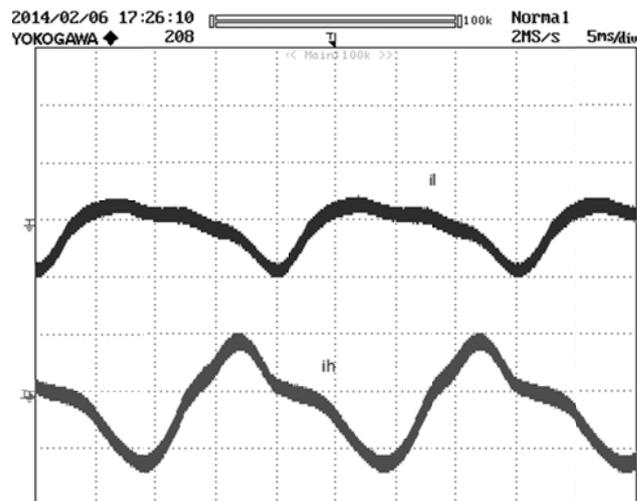


Figura 6-12 – Forme d’onda misurate delle correnti “ $i_H$ ” e “ $i_L$ ” nel controllo in catena aperta.

In Fig. 6-13 sono rappresentate le tensioni dei condensatori, la corrente di carico e la corrente d’ingresso dal bus DC. Le modulanti sono imposte in modo tale che la corrente di carico abbia ancora ampiezza di 2 A e frequenza di 50 Hz.

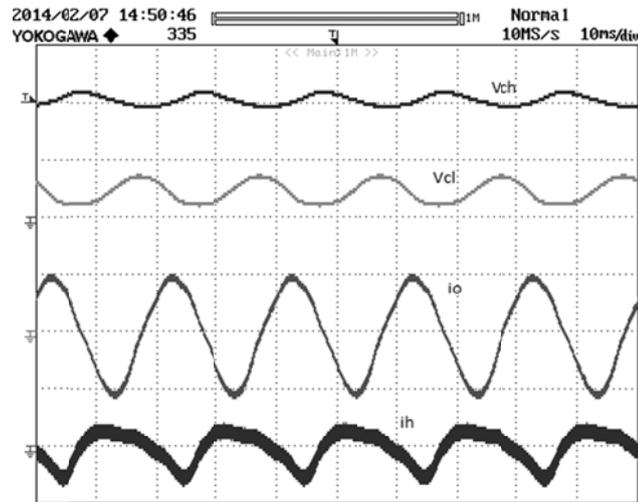


Figura 6-13 – Forme d’onda misurate di “ $v_{CH}$ ” e “ $v_{CL}$ ” nel controllo in catena aperta.

La scala delle ampiezze è di 500 mV/div per le tensioni e di 200 mV/div per le correnti: tenendo conto delle sonde di misura, le tensioni si leggono con una scala di 10V/div, mentre le correnti si leggono con una scala di 2 A/div. Quindi “ $v_{CH}$ ” oscilla intorno a 21 V, mentre “ $v_{CL}$ ” oscilla intorno a 24 V. Le oscillazioni sono più ampie per “ $v_{CL}$ ”.

Le oscillazioni delle tensioni dei condensatori diminuiscono al diminuire dell’ampiezza della corrente di carico. Riducendo l’ampiezza delle modulanti in modo che l’ampiezza della corrente di carico si riduca da 2 A a 0,5 A si ottiene una forte riduzione delle oscillazioni di tensione, come mostrato in Fig. 6-14.

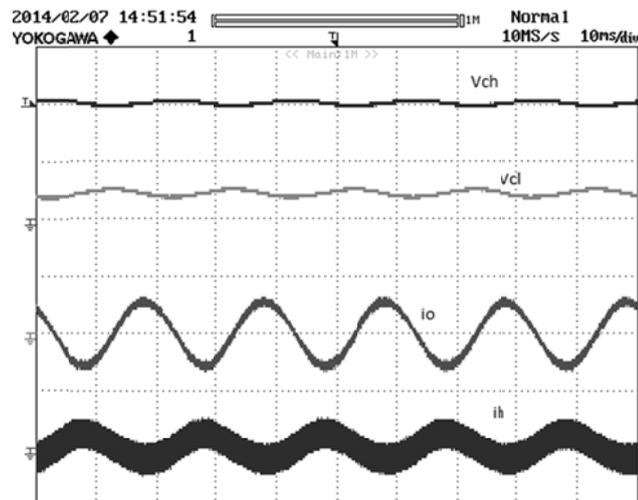


Figura 6-14 – Confronto delle forme d’onda misurate di “ $v_{CH}$ ” e “ $v_{CL}$ ” nel controllo in catena aperta.

Per le tensioni la scala è la stessa della figura precedente, quindi si leggono 10 V/div, mentre per le correnti si riduce a 100 mV/div, corrispondenti a 1 A/div. Si può notare che la corrente risulta meno distorta, grazie alla diminuzione delle oscillazioni di tensione dei condensatori.

Nelle Fig. 6-15 e 6-16 sono riportate le forme d'onda per valutare la distorsione della corrente di carico al variare della frequenza, a parità di ampiezza.

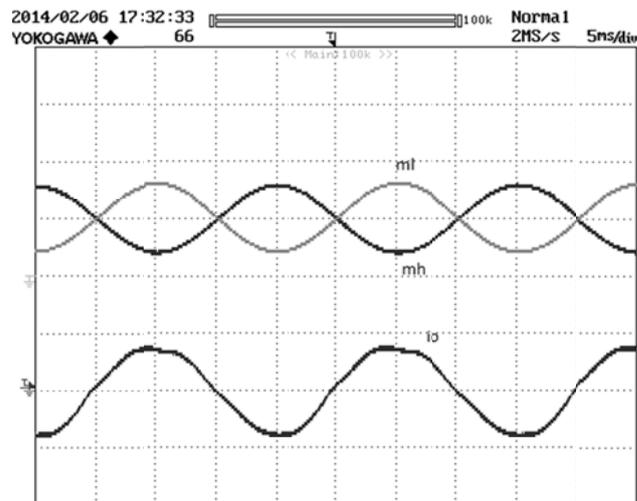


Figura 6-15 – Forma d'onda di “ $i_o$ ” in catena aperta a 50 Hz.

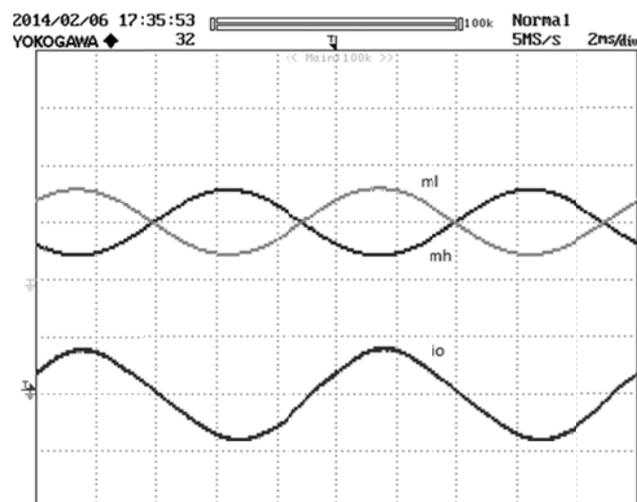


Figura 6-16 – Forma d'onda di “ $i_o$ ” in catena aperta a 100 Hz.

In particolare si imposta un'ampiezza delle modulanti tale da ottenere un'ampiezza della corrente di carico di 4 A e si confronta una misura a 50 Hz con una misura a 100 Hz. Per entrambe le acquisizioni la scala delle ampiezze per la corrente è impostata a 500 mV/div, corrispondente 5 A/div.

Risulta evidente la diminuzione della distorsione all'aumentare della frequenza. I fattori che causano tale diminuzione sono l'aumento dell'effetto filtrante delle reattanze induttive sulla corrente e l'aumento dell'effetto filtrante delle reattanze capacitive sulla tensione.

### 6.3 Controllo non vincolato in catena chiusa

Il controllo non vincolato è robusto rispetto agli errori di misura di tensioni e correnti, grazie al controllo dell'energia totale e differenziale dei rami, e questo consente il funzionamento in catena chiusa. Si è imposto un riferimento sinusoidale per la corrente di carico, di ampiezza 2 A e frequenza 50 Hz, e si sono misurate le grandezze di maggior interesse riguardanti questa condizione di funzionamento.

In Fig. 6-17 si può confrontare la corrente di riferimento con la corrente effettiva di carico e si possono visualizzare le correnti nei due rami, nel funzionamento di regime.

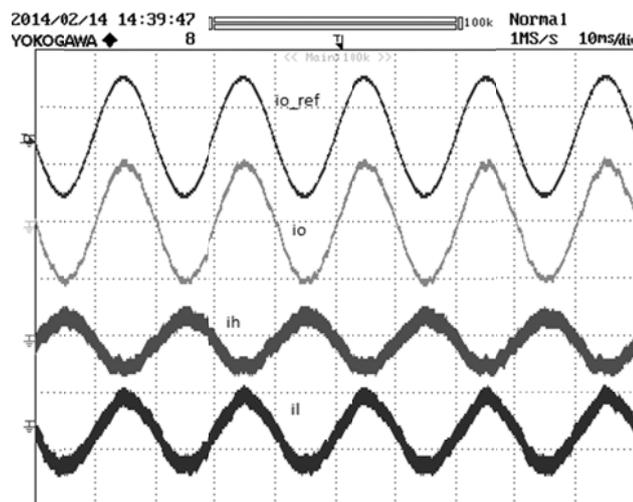


Figura 6-17 – Forme d'onda misurate delle correnti di carico e dei rami con controllo non vincolato.

La scala dei tempi è di 10 ms/div e la scala delle ampiezze è di 200 mV/div, che, tenendo conto della sonda di misura, corrisponde a 2 A/div. Le grandezze

visualizzate hanno una frequenza di 50 Hz e la corrente di carico ha un'ampiezza di 2 A, nel rispetto del riferimento imposto.

In Fig. 6-18 si possono visualizzare i transitori della corrente di riferimento e della corrente effettiva di carico, oltre a quelli delle correnti nei due rami.

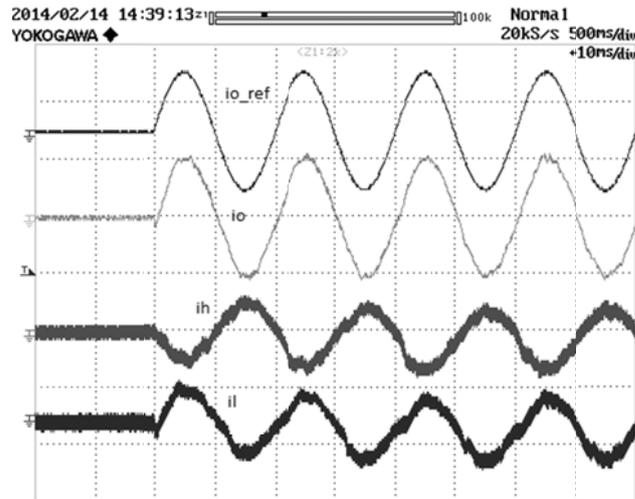


Figura 6-18 - Forme d'onda correnti di carico e dei rami misurate in transitorio con controllo non vincolato.

Le scale dei tempi e delle ampiezze sono le stesse della Fig. 6-17. Si può osservare che la corrente di carico insegue correttamente il suo riferimento fin dal primo istante in cui diviene diverso da zero, quindi il sistema di controllo implementato risulta molto pronto.

In Fig. 6-19 si possono confrontare la corrente di riferimento e la corrente effettiva di carico e sono mostrate le tensioni dei condensatori dei due moduli, nel funzionamento di regime. La scala dei tempi è di 10 ms/div e la scala delle ampiezze per la corrente è la stessa delle figure precedenti. Per le tensioni, invece, la scala delle ampiezze è di 500 mV/div, corrispondenti a 10 V/div. Quindi le tensioni dei condensatori, rappresentate con un offset di 10 V tra i riferimenti, oscillano intorno a 24 V con ampiezza di circa 2 V e frequenza di 50 Hz.

In Fig. 6-20 si possono visualizzare i transitori della corrente di riferimento e della corrente effettiva di carico, oltre a quelli delle tensioni dei condensatori dei due rami. Le scale delle ampiezze sono le stesse della Fig. 6-19, mentre la scala dei tempi è di 20 ms/div. L'offset tra i riferimenti delle tensioni è nullo, quindi le oscillazioni delle tensioni dei condensatori sono rappresentate sovrapposte

una sull'altra. Si può osservare che il transitorio che precede l'andamento di regime delle tensioni dei condensatori ha una durata di circa 60 ms.

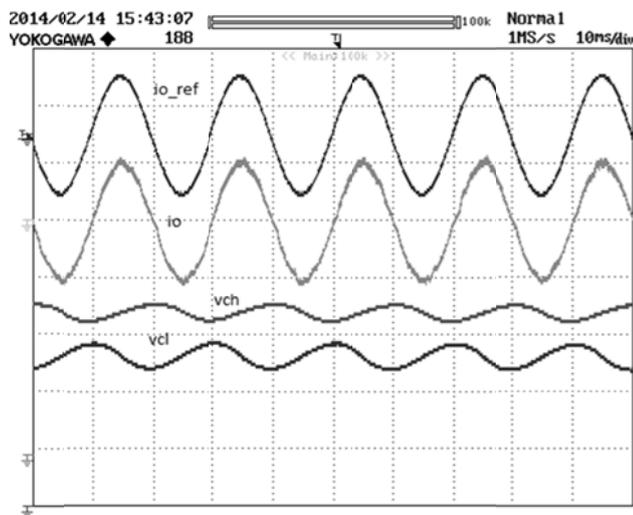


Figura 6-19 – Forme d'onda corrente di carico e tensioni dei condensatori misurate con controllo non vincolato.

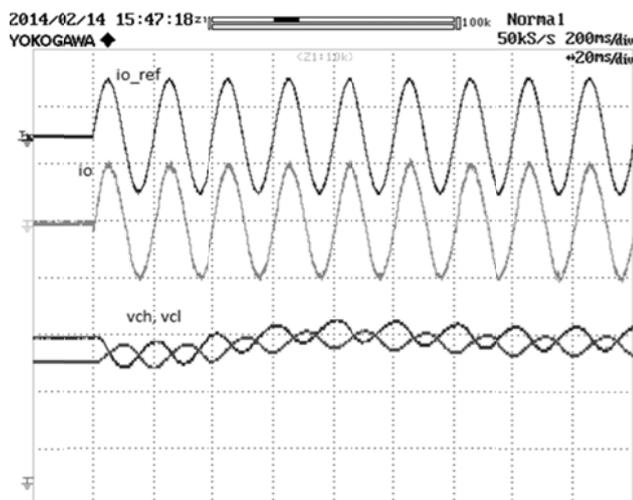


Figura 6-20 – Forme d'onda di corrente di carico e tensioni dei condensatori misurate in transitorio con controllo non vincolato.

In Fig. 6-21 si può confrontare la corrente di riferimento con la corrente effettiva di carico e sono rappresentate l'energia totale e l'energia differenziale, nel

funzionamento di regime. La scala dei tempi è di 10 ms/div e la scala delle ampiezze per la corrente è la stessa delle figure precedenti. Per l'energia invece è impostata una corrispondenza di 1 J ad 1 V. La scala delle ampiezze è di 500 mV/div, corrispondenti a 0,5 J/div: l'energia totale ha un valore leggermente superiore a 0,5 J ed è praticamente costante, mentre l'energia differenziale oscilla con ampiezza di circa 0,1 J attorno a zero.

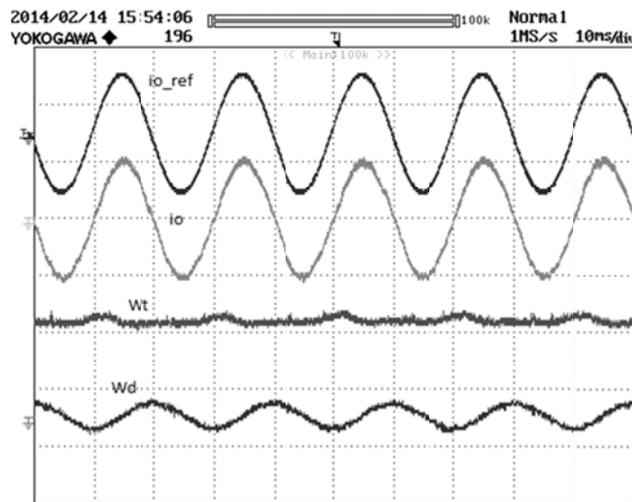


Figura 6-21 – Forme d'onda di corrente di carico, energia totale ed energia differenziale misurate con controllo non vincolato.

In Fig. 6-22 sono mostrati i transitori della corrente di riferimento e della corrente effettiva di carico, oltre a quelli dell'energia totale e dell'energia differenziale, con le stesse ampiezze di Fig. 6-21.



Figura 6-22 – Forme d'onda di corrente di carico, energia totale ed energia differenziale misurate in transitorio con controllo non vincolato.

La scala dei tempi è di 50 ms/div. Trattandosi del transitorio di accensione del medesimo sistema considerato in precedenza, la sua durata vale ancora 60 ms.

In Fig. 6-23 si possono confrontare la corrente di riferimento e la corrente effettiva di carico e sono mostrate le modulanti dei rami superiore ed inferiore, nel funzionamento di regime. La scala di corrente è di 2 A/div.

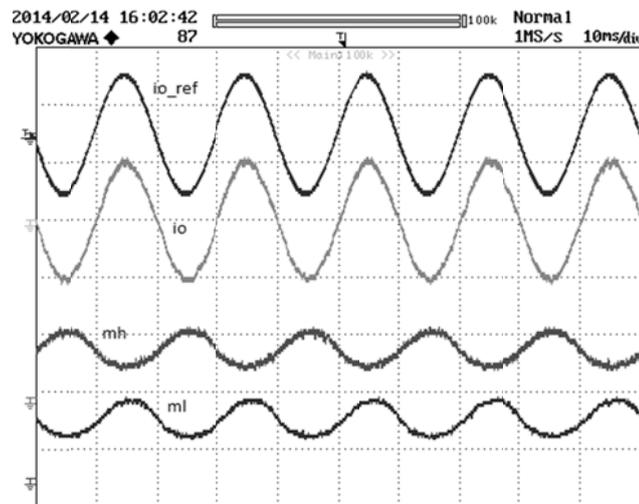


Figura 6-23 – Forme d’onda della corrente di carico misurata e delle modulanti imposte dal controllo non vincolato.

Le modulanti sono misurate tramite due segnali inviati dal DSP all’oscilloscopio e hanno una scala di 0,5/div: oscillano entrambe intorno al valor medio di 0,5 con ampiezza di 0,15 e frequenza di 50 Hz. Il loro andamento non è sinusoidale, infatti nel controllo vincolato in catena aperta si è ottenuta una corrente di carico distorta imponendo delle modulanti sinusoidali e, di conseguenza, non sarebbe logico aspettarsi delle modulanti sinusoidali in corrispondenza di una corrente di carico sinusoidale.

In Fig. 6-24 sono mostrate le tensioni dei condensatori dei due moduli, l’energia totale e l’energia differenziale, nel funzionamento a regime. Sia per la tensione che per l’energia si hanno le stesse scale delle figure precedenti. La scala dei tempi è di 10 ms/div. Si può notare che l’oscillazione di “ $v_{CL}$ ” intorno al valor medio è leggermente più ampia all’oscillazione di “ $v_{CH}$ ”.

In Fig. 6-25 è rappresentato il transitorio delle tensioni dei condensatori dei due moduli e dell’energia totale e differenziale, con le medesime scale di Fig. 6-24. Come per gli altri transitori misurati, la durata risulta di 60 ms.

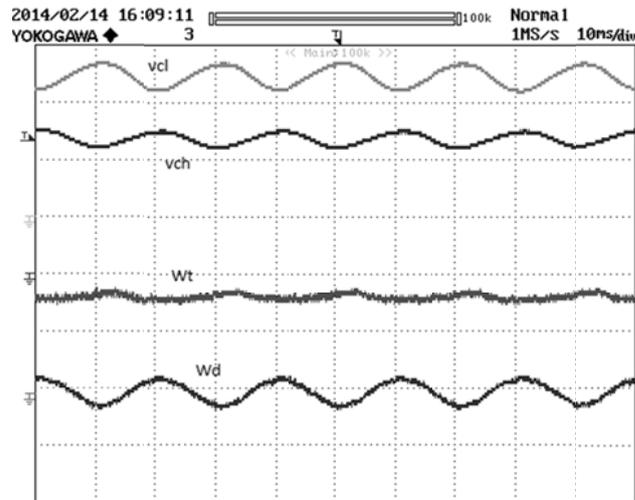


Figura 6-24 – Forme d’onda delle tensioni sui condensatori e dell’energia totale e differenziale misurate nel controllo non vincolato.

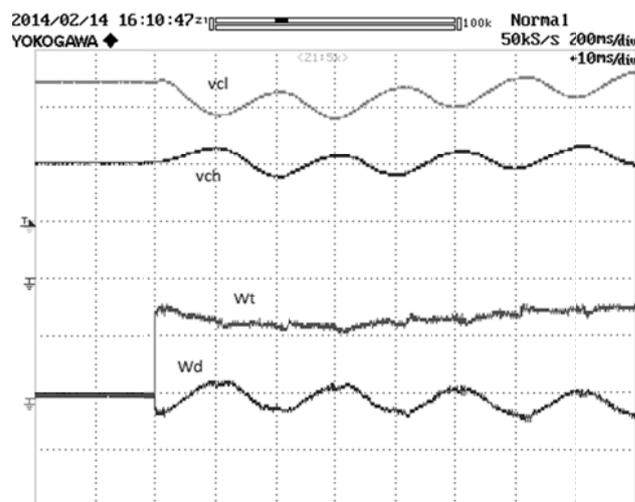


Figura 6-25 – Forme d’onda delle tensioni sui condensatori e dell’energia totale e differenziale misurate nel controllo non vincolato.

In Fig. 6-26 è rappresentata, oltre alla corrente di carico e all’energia totale e differenziale, la corrente di circolazione. La forma d’onda viene acquisita tramite il DSP, con un fattore di amplificazione pari a 10, ed una scala di 5 A/div. La misura è soggetta ad errori dovuti alla bassa risoluzione. Tenendo conto del fattore di amplificazione, il valor medio della corrente di circolazione vale  $-0,2$  A, coerentemente con i risultati ottenuti nelle simulazioni.

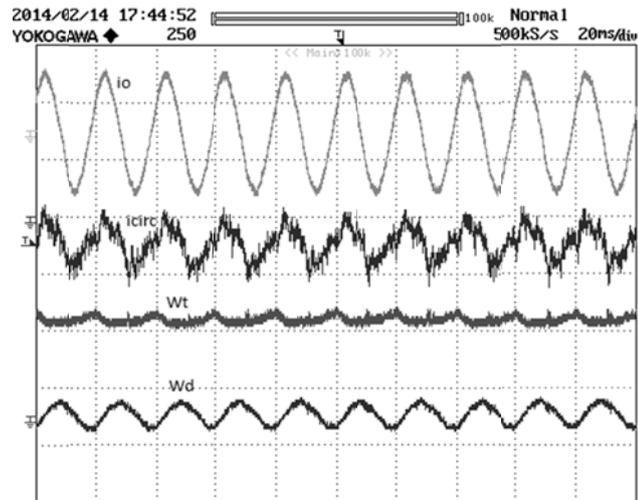


Figura 6-26 – Forma d’onda della corrente di circolazione misurata nel controllo non vincolato.



## Conclusioni

Nella presente tesi si sono affrontate le problematiche legate all'impiego di un'architettura multilivello innovativa, denominata MMC (Modular Multilevel Converter), facendo uno studio teorico, seguito da simulazioni e prove sperimentali.

E' stata confrontata la struttura MMC con le altre architetture multilivello ed è stato osservato che la modularità rappresenta un notevole vantaggio, sia in termini di flessibilità di progettazione, sia in termini di continuità di servizio.

E' stato costruito un modello matematico per il convertitore MMC, basato sulle equazioni costitutive dei componenti e, successivamente, è stato scritto tale modello in una forma più adatta all'implementazione di una tecnica di controllo, con l'obiettivo di inseguire un ben determinato riferimento per la corrente di uscita.

E' stata studiata l'equivalenza tra un numero generico di moduli per ramo ed un singolo modulo e sono state effettuate simulazioni e prove sperimentali con un singolo modulo equivalente.

Le prove sperimentali sono state eseguite su un prototipo: tale prototipo è in scala ridotta a causa di motivi economici e di problemi di sicurezza; dal punto di vista concettuale ciò non presenta limitazioni perché, se una tecnica di controllo funziona in scala ridotta, funziona anche in scala reale. I concetti studiati, di conseguenza, possono essere estesi a qualunque taglia di potenza.

Sono stati simulati e provati sperimentalmente più metodi di carica iniziale dei condensatori e si è individuato il più adeguato in termini di picchi di corrente e tensione. I risultati delle simulazioni dei transistori sono stati coerenti con le forme d'onda misurate sperimentalmente sul prototipo.

Sono stati studiati due metodi di controllo.

Il primo metodo studiato, definito "vincolato", in quanto caratterizzato da un vincolo sulle modulanti, è risultato critico, perché soggetto ad instabilità causata dagli offset di misura su tensioni e correnti.

Il secondo metodo studiato, definito "non vincolato", cioè privo di vincoli matematici sulle modulanti, ma basato sul controllo dell'energia elettrostatica complessiva del singolo ramo e della differenza di energia elettrostatica tra ramo superiore ed inferiore, è risultato molto robusto agli offset di misura.

Entrambi i metodi sono stati simulati in ambiente Simulink di Matlab e sono stati provati sperimentalmente sul prototipo. Come nel caso dei transistori di carica iniziale, si è riscontrata la coerenza fra i risultati delle simulazioni e le forme d'onda misurate sperimentalmente.

Dopo aver stabilito che la tecnica di controllo più adeguata è quella di tipo non vincolato, si è simulato il convertitore trifase, sia controllando separatamente i singoli rami, sia effettuando un controllo basato sui vettori di spazio. Tale simulazione ha mostrato che la corrente di carico segue correttamente il riferimento impostato in tutti e tre i rami. Si è simulato, inoltre, un singolo ramo costituito da due moduli superiori e due moduli inferiori, implementando un algoritmo di bilanciamento delle tensioni dei condensatori. Anche quest'ultima simulazione ha evidenziato che la corrente di carico segue il suo riferimento e, inoltre, i quattro condensatori rimangono bilanciati.

Le prove sperimentali su quest'ultime due strutture rappresentano sviluppi futuri. Un ulteriore sviluppo futuro consiste nella simulazione e sperimentazione della struttura back to back, costituita da due inverter trifase, con i singoli rami di tipo MMC.

L'impiego dei convertitori MMC può infatti riguardare, ad esempio, i convertitori back to back trifase per linee HVDC e per campi di generazione eolica offshore.

## Bibliografia

- [1] J. Rodriguez, J. S. Lai, F. Z. Peng, "Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, VOL. 49, NO. 4, August 2002, Pages 724-738.
- [2] M. Saeedifard, R. Iravani, "Dynamic Performance of a Modular Multilevel Back-to-Back HVDC System," *IEEE Transactions on Power Delivery*, VOL. 25, NO. 4, October 2010, Pages 2903-2912.
- [3] S. P. Engel, R. W. De Doncker, "Control of the Modular Multi-Level Converter for Minimized Cell Capacitance," *EPE 2011*, Birmingham, England, 30 August - 1 September 2011, Pages 1-10.
- [4] K. Ilves, A. Antonopoulos, L. Harnefors, S. Norrga, H. P. Nee, "Circulating Current Control in Modular Multilevel Converters with Fundamental Switching Frequency," *IPEMC 2012*, Harbin, China, 2-5 June 2012, Pages 249-256.
- [5] U. N. Gnanarathna, S. K. Chaudhary, A. M. Gole, R. Teodorescu, "Modular Multi-Level Converter Based HVDC System for Grid Connection of Offshore Wind Power Plant," *IET 2010*, London, England, 19-21 October 2010, Pages 1-5.
- [6] J. Pou, S. Ceballos, G. Konstantinou, G. Capella, V. G. Agelidis, "Control Strategy to Balance Operation of Parallel Connected Legs of Modular Multilevel Converters," *ISIE 2013*, Taipei, Taiwan, 28-31 May 2013, Pages 1-7.
- [7] G. S. Konstantinou, M. Ciobotaru, V. G. Agelidis, "Analysis of Multi-carrier PWM Methods for Back-to-back HVDC Systems based on Modular Multilevel Converters," *IECON 2011*, Melbourne, VIC, Australia, 7-10 November 2011, Pages 4391-4396.
- [8] A. Antonopoulos, L. Angquist, H. P. Nee, "On Dynamic and Voltage Control of the Modular Multilevel Converter," *EPE 2009*, Barcelona, Spain, 8-10 September 2009, Pages 1-10.



## **Bibliografia non citata**

A. Lachichi, L. Harnefors, "Comparative Analysis of Control Strategies for Modular Multilevel Converters," IEEE PEDS 2011, Singapore, 5-8 December 2011, Pages 538-542.

Z. Li, P. Wang, H. Zhu, Z. Chu, Y. Li, "An Improved Pulse Width Modulation Method for Chopper-Cell-Based Modular Multilevel Converters," IEEE Transactions on Industrial Electronics, VOL. 27, NO. 8, August 2012, Pages 3472-3481.

M. Hagiwara, H. Akagi, "Control and Experiment of Pulsewidth-Modulated Modular Multilevel Converters," IEEE Transactions on Industrial Electronics, VOL. 24, NO. 7, July 2009, Pages 1737-1746.

K. Ilves, A. Antonopoulos, S. Norrga, H. P. Nee, "A New Modulation Method for the Modular Multilevel Converter Allowing Fundamental Switching Frequency," IEEE Transactions on Power Electronics, VOL. 27, NO. 8, August 2012, Pages 3482-3494.

J. Qin, M. Saeedifard, "Predictive Control of a Modular Multilevel Converter for a Back-to-Back HVDC System," IEEE Transactions on Power Delivery, VOL. 27, NO. 3, July 2012, Pages 1538-1547.

A. Yazdani, R. Iravani, "A Unified Dynamic Model and Control for the Voltage-Sourced Converter Under Unbalanced Grid Conditions," IEEE Transactions on Power Delivery, VOL. 21, NO. 3, July 2006, Pages 1620-1629.

L. Harnefors, S. Norrga, A. Antonopoulos, H. P. Nee, "Dynamic Modeling of Modular Multilevel Converters," EPE 2011, Birmingham, England, 30 August - 1 September 2011, Pages 1-10.

L. Harnefors, A. Antonopoulos, S. Norrga, L. Angquist, H. P. Nee, "Dynamic Analysis of Modular Multilevel Converters," IEEE Transactions on Industrial Electronics, VOL. 60, NO. 7, July 2013, Pages 2526-2537.

B. Chuco, E. H. Watanabe, "Back to Back HVDC Based on Modular Multilevel Converter," COBEP 2011, Praiamar, Brasil, 11-15 September 2011, Pages 970-976.

J. Guo, Q. Y. Liao, "The PWM Control of Modular Multi-level Converter," PEAM 2011, Wuhan, China, 8-9 September 2011, Pages 120-123.

R. Sharma, T. W. Rasmussen, K. H. Jensen, V. Akamatov, "Modular VSC Converter Based HVDC Power Transmission from Offshore Wind Power Plant: Compared to the Conventional HVAC System," EPEC 2010, Halifax, Canada, 25-27 August 2010, Pages 1-6.

M. Bonavoglia, G. Casadei, L. Zarri, M. Mengoni, A. Tani, G. Serra, R. Teodorescu, "Space Vector-based Modeling and Control of a Modular Multilevel Converter in HVDC Applications," EPE 2013, Lille, France, 2-6 September 2013, Pages 1-10.