

UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI GENOVA SCUOLA POLITECNICA

DITEN

**Dipartimento di Ingegneria Navale, Elettrica,
Elettronica e delle Telecomunicazioni**



Dottorato di Ricerca in Scienze e Tecnologie per l'Ingegneria
Elettrica e i Sistemi Complessi per la mobilità

Curriculum "Sistemi Complessi per la mobilità"

Ciclo XXXVIII

Progetto modulatore vettoriale generalizzato per convertitori
multilivello tolleranti ai guasti

Generalized Vector Modulator Design For Fault-Tolerant
Multilevel Converters

Docenti: Chiar.mo Prof. Ing. Mario Marchesoni
Chiar.mo Prof. Ing. Luis Ramon Vaccaro

Candidato: Gallione Flavio

Anno Accademico 2024-2025

Indice

1 Generalità sui sistemi di conversione statica modulare (MMC)	8
1.1 Cenni storici sull'introduzione dello studio dei Convertitori Modulari Multilivello	8
1.2 Principi di funzionamento	9
1.3 Caratteristiche di base dei sistemi multilivello	10
2 Dispositivi di commutazione per convertitori multilivello	13
2.1 Introduzione e cenni storici sulle tipologie dei dispositivi usati negli MMC	13
2.2 GTO (Gate Turn-Off Thyristor)	13
2.2.1 Descrizione	13
2.2.2 Costruzione	14
2.2.3 Configurazioni e utilizzo	14
2.3 GCT (Gate Commutated Thyristor)	14
2.3.1 Descrizione	14
2.3.2 Costruzione	15
2.3.3 Configurazioni e utilizzo	16
2.4 IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)	16
2.4.1 Descrizione	16
2.4.2 Costruzione	17
2.4.3 Configurazioni e utilizzo	18
2.5 Confronto tra i dispositivi	19
3 Convertitori multilivello a tensione impressa (Voltage Source Multilevel Converter)	20
3.1 Introduzione	20
3.2 Convertitore a due livelli	21
3.2.1 Descrizione del funzionamento	21
3.2.2 Tecniche di modulazione	21
3.3 Topologia generalizzata con DC-bus in comune	22
3.3.1 Descrizione del funzionamento	22
3.3.2 Basic Cell della topologia simmetrica generalizzata	23
3.3.3 Configurazione costruttiva	24
3.3.4 Tecniche di modulazione	26
3.4 Topologie derivate da quella generalizzata	26
3.4.1 Active Neutral Point Clamped Multilevel Converter (ANPCMC)	27
3.4.1.1 Descrizione del funzionamento	27

3.4.2	Diod Clamped Multilevel Converter (DCMC)	28
3.4.2.1	Descrizione del funzionamento	28
3.4.3	Neutral Point Clamped Multilevel Converter (NPCMC)	30
3.4.3.1	Descrizione del funzionamento	30
3.4.4	Topologia $N_{livelli}$ dei DCMC	31
3.4.4.1	Descrizione del funzionamento	31
3.5	Topologia generalizzata con DC-bus indipendenti (Cascaded Cell Multilevel Converter)	33
3.5.1	Descrizione del funzionamento	33
3.5.2	Stadi (ponti H) della topologia simmetrica generalizzata	34
3.5.3	Configurazione costruttiva	35
3.5.4	Tecniche di modulazione	36
4	Tecniche di modulazione per sistemi di conversione statica modulari multilivello (MMC)	37
4.1	Introduzione	37
4.2	Level Shifted Pulse Width Modulation (LSPWM)	39
4.3	Phase Shifted Pulse Width Modulation (PSPWM)	40
4.4	Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM)	41
4.4.1	Principio di funzionamento	42
4.4.2	Trasformazione di Clarke di una terna di correnti	45
4.4.3	Trasformazione di Clarke di altre grandezze elettriche	48
4.4.4	Trasformazione del riferimento in coordinate polari	49
5	Studio e progettazione del modulatore vettoriale per sistemi multilivelli (CHBMC)	50
5.1	Introduzione	50
5.2	Descrizione dell'approccio usato	50
5.3	Introduzione al metodo utilizzato	51
5.4	Riferimento al sistema di modulazione	51
5.5	Suddivisione del piano $\alpha\beta$	52
5.6	Indice di modulazione	53
5.6.1	Tecniche di modulazione in sotto-oscillazione (SPWM)	53
5.6.2	Tecniche di modulazione vettoriale	55
5.7	Replica del vettore spaziale attraverso i vettori V_1 , V_2 e V_0	57
5.8	Calcolo dei tempi di applicazione dei vettori V_1 , V_2 e V_0	58
5.9	Senso ciclico di applicazione in funzione del settore	59
5.10	Mappatura degli altri settori rispetto al primo	60

5.11	Metodo di suddivisione del piano	62
5.11.1	Metodo applicato al convertitore a 3-livelli	62
5.11.2	Metodo applicato al convertitore a 5-livelli	64
5.11.3	Metodo applicato al convertitore a 9-livelli	65
5.12	Metodo di individuazione della posizione del vettore di riferimento nel piano	69
5.12.1	Metodo generalizzato	69
5.12.2	Metodo applicato al caso del convertitore a 9-livelli	70
5.13	Metodo generalizzato di calcolo del nuovo riferimento	72
5.13.1	Approccio trigonometrico di tipo 1	73
5.13.2	Approccio trigonometrico di tipo 2	75
5.13.3	Coefficienti compensativi	79
5.13.3.1	Coefficiente $h_{livello}$	79
5.13.3.2	Coefficiente $h_{posizione}$	79
5.13.3.3	Coefficiente $k_{posizione}$	80
5.14	Matrici e vettori degli stati di commutazione	83
5.14.1	Assegnazione delle matrici di stato ai vertici dei triangoli nel piano $\alpha\beta$	83
5.14.2	Matrici di sequenza di commutazione	85
5.14.3	Vettori di sequenza di commutazione	85
5.14.4	Mappatura degli stati per il convertitore a 9-livelli	86
5.15	Operatività in caso di guasto	93
6 Modellizzazione del modulatore vettoriale in ambiente Matlab-Simulink		94
6.1	Introduzione	94
6.2	Approccio utilizzato	96
6.2.1	Schema a blocchi generalizzato	97
6.2.2	Funzionalità implementate	98
6.2.2.1	Funzionalità nei modelli Matlab-Simulink	98
6.2.2.2	Generazione dei comandi per gli interruttori statici	101
6.2.2.2.1	Applicazione dei tempi ai vettori di sequenza	104
6.2.2.2.2	Accensione degli interruttori statici	106
6.3	Configurazione dei modelli	110
6.3.1	Introduzione	110
6.3.2	Modellizzazione delle configurazioni con “sorgente ideale”	110
6.3.2.1	Convertitore a 2-livelli	111
6.3.2.2	Convertitore a 3-livelli (CHBMC)	113
6.3.2.3	Convertitore a 5-livelli (CHBMC)	115

6.3.2.4	Convertitore a 9-livelli (CHBMC)	116
6.3.3	Modellizzazione delle configurazioni con “sorgente non ideale”	117
6.3.3.1	Convertitore a 2-livelli	117
6.3.3.2	Convertitore a 3-livelli (CHBMC)	118
6.3.3.3	Convertitore a 5-livelli (CHBMC)	118
6.3.3.4	Convertitore a 9-livelli (CHBMC)	119
6.4	SVPWM per convertitore a 2-livelli	120
6.4.1	Introduzione	120
6.4.2	Analisi e studio	120
6.4.3	Implementazione e modellizzazione	121
6.4.4	Risultati simulativi	122
6.4.4.1	Risultati modello con “sorgente ideale”	122
6.4.4.2	Risultati modello con “sorgente non ideale”	126
6.5	SVPWM per convertitore a 3-livelli (CHBMC)	128
6.5.1	Introduzione	128
6.5.2	Analisi e studio	128
6.5.3	Implementazione e modellizzazione	134
6.5.4	Risultati simulativi	134
6.5.4.1	Risultati modello con “sorgente ideale”	134
6.5.4.2	Risultati modello con “sorgente non ideale”	138
6.6	SVPWM per convertitore a 5-livelli (CHBMC)	140
6.6.1	Introduzione	140
6.6.2	Analisi e studio	140
6.6.3	Implementazione e modellizzazione	143
6.6.4	Risultati simulativi	146
6.6.4.1	Risultati modello con “sorgente ideale”	146
6.6.4.2	Risultati modello con “sorgente non ideale”	148
6.7	SVPWM per convertitore a 9-livelli (CHBMC)	149
6.7.1	Introduzione	149
6.7.2	Analisi e studio	149
6.7.3	Implementazione e modellizzazione	153
6.7.4	Risultati simulativi	153
6.7.4.1	Risultati modello con “sorgente ideale”	153
6.7.4.2	Risultati modello con “sorgente non ideale”	157
7	Tecniche di modulazione alternative	161
7.1	Level Shifted Pulse Width Modulation (LSPWM)	161

7.1.1 Implementazione e modellizzazione	163
7.1.2 Risultati simulativi	163
7.2 Phase Shifted Pulse Width Modulation (PSPWM)	167
7.2.1 Implementazione e modellizzazione	169
7.2.2 Risultati simulativi	169
8 Modulazione in modalità “ridotta”	174
8.1 Introduzione	174
8.2 Approccio utilizzato	174
8.3 Implementazione e modellizzazione	174
8.4 Risultati simulativi	176
9 Analisi dei risultati e conclusioni	183
Bibliografia	186
Ringraziamenti	189

INTRODUZIONE

Il crescente sviluppo e impiego dei dispositivi a stato solido resi sempre più economicamente vantaggiosi da pianificate economie di scala, insieme all'utilizzo sempre più spinto dell'elettronica di potenza per applicazioni di conversione statica dell'energia, hanno veicolato la ricerca verso soluzioni sempre più ottimizzabili a seconda delle particolari necessità del singolo campo applicativo.

Tale spinta alla ricerca è dovuta anche ad un impiego sempre più massiccio di sistemi di conversione statica nel settore delle energie rinnovabili come nel caso di convertitori DC-AC per gli impianti fotovoltaici, di convertitori AC-AC per gli impianti eolici che utilizzano aerogeneratori, senza dimenticare il settore della trasmissione dell'energia elettrica in corrente continua (HVDC) che insieme al settore della Power Quality rappresentano probabilmente l'ultima frontiera della conversione statica verso cui la ricerca verrà spinta ai massimi livelli: tutte applicazioni riconducibili all'infrastruttura energetica su scala nazionale con applicazioni anche all'infrastruttura relativa alle stazioni di ricarica delle auto elettriche e delle sottostazioni ferroviarie.

I sistemi di conversione statica multilivello, grazie alla modularità intrinseca delle diverse configurazioni, partendo da un elemento base (Basic Cell), permettono di operare con molteplici livelli di tensione ottenendo quindi una miglior approssimazione della forma d'onda desiderata nonché di lavorare, in certe particolari condizioni, anche in caso di guasto.

Proprio nel campo e nell'ambito di utilizzo delle tipologie di convertitori statici sopra descritte, eventuali malfunzionamenti possono generare ricadute economiche dovute all'interruzione del servizio fornito dall'azionamento. La tolleranza ai guasti è una delle caratteristiche che maggiormente identificano le peculiarità di questi sistemi soprattutto in campi applicativi dove la continuità del funzionamento risulta essere una priorità assoluta.

Oltre alla tipologia del convertitore entrano in gioco anche quelle di controllo e di modulazione. Le strategie di controllo più utilizzate nell'impiego di convertitori multilivello sono quelle basate sull'utilizzo di un segnale portante e quelle che controllano gli interruttori statici con la tecnica di modulazione vettoriale [1].

Le prime, definite tecniche SPWM (Sinusoidal Pulse Width Modulation), sfruttano il confronto tra un segnale portante, generalmente triangolare, e un segnale di riferimento per creare i segnali di controllo degli interruttori modulandone l'ampiezza d'impulso. Queste tecniche offrono una maggiore semplicità di implementazione e un controllo indipendente sulle fasi del sistema.

Tra queste vi sono le tecniche Level Shifted e Phase Shifted [2]; quest'ultima ha il vantaggio di offrire una minore distorsione armonica [3].

La seconda, denominata invece Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM) [4], controlla direttamente le tensioni fase-fase attraverso l'opportuna trasformazione del riferimento sinusoidale trifase in un dominio bidimensionale (α , β) e controlla solo implicitamente le tensioni di fase. Questa tecnica, offrendo il vantaggio di una manipolazione diretta dei comandi degli interruttori statici [5][6], consente di generare sequenze di commutazione che approssimano meglio il vettore della tensione di riferimento; ciò si traduce in un migliore utilizzo e ottimizzazione della tensione disponibile con una riduzione del contributo armonico in uscita dal convertitore.

Proprio su quest'ultimo tipo di modulazione si è focalizzata la parte centrale della ricerca presentata con questa tesi.

SCOPO DELLA TESI

Nella tesi di dottorato vengono analizzate le diverse tipologie e topologie costruttive di convertitori multilivello e vengono esaminate le diverse tecniche di modulazione utilizzabili con questi sistemi di conversione statica.

Viene infine presentato il lavoro svolto e incentrato sulla progettazione di un approccio generalizzato alla modulazione vettoriale (SVPWM) applicata al caso particolare dei Cascaded H Bridges Multilevel Converters partendo dallo studio bibliografico presente e cercando di proporre un modello che possa essere applicato in maniera iterativa a convertitori a $N_{livelli}$.

Infine, è stato testato e validato il modello creato su una configurazione a quattro ponti H per fase (9 livelli).

1 Generalità sui sistemi di conversione statica modulari (MMC)

1.1 Cenni storici sull'introduzione dello studio dei Convertitori Modulari Multilivello

I Convertitori Modulari Multilivello (MMC - Modular Multilevel Converters), originariamente introdotti e proposti nel 2001 in un brevetto tedesco dal Prof. Marquardt [7], sono così definiti in quanto:

- usati per la trasformazione e conversione statica dell'energia elettrica a diversi livelli di tensione e corrente tra la sorgente e i carichi alimentati dagli stessi;
- basati su una struttura specifica ottenuta dalla replicazione di un singolo elemento base (Basic Cell) connesso con altri componenti come diodi o condensatori;
- la conversione dell'energia sfrutta molteplici livelli di tensione che permettono di ottimizzare il processo andando a riprodurre il segnale di riferimento desiderato in maniera sempre più accurata, al progressivo aumentare dei livelli disponibili.

Nel brevetto originale, veniva mostrata la struttura del convertitore DC-AC con relativi sotto-moduli collegati in serie, nonché le induttanze in ciascun ramo e nei sotto-moduli a mezzo e intero ponte.

I successivi studi effettuati sugli MMC [8] vennero proposti per applicazioni implementate in sistemi di trazione dove lo scopo principale di tali sistemi di conversione è la trasformazione della tensione a bassa frequenza proveniente dall'alimentazione in una tensione a frequenza più elevata necessaria per alimentare queste tipologie di azionamenti.

Le successive pubblicazioni di studi per varianti topologiche monofase-monofase e successivamente monofase-trifase, che videro il coinvolgimento dello stesso Prof. Marquardt, furono volte a dimostrare, con l'ausilio di sistemi di controllo piuttosto semplificati e rudimentali, come dal modello monofase di base si potesse passare abbastanza facilmente a quello MMC trifase.

Venne inoltre proposto un primo prototipo sperimentale al fine di validare la ricerca svolta fino a quel momento.

Da quel momento lo studio di questa tipologia di convertitori si è diffuso ampiamente e la ricerca si è sempre di più incentrata su particolari aspetti quali:

- analisi in regime stazionario
- studio di linee guida per la progettazione
- implementazione di modelli simulativi sempre più dettagliati
- studio di tecniche di modulazione sempre più complesse al fine di migliorare la qualità delle tensioni sui singoli rami
- studio e progettazione di nuovi sistemi di controllo per la regolazione di correnti-tensioni ed energia transitante nei convertitori
- studi di affidabilità di questi convertitori in caso di guasto
- studio di tecniche di controllo ottimizzate per il funzionamento in caso di guasto
- studio delle diverse topologie degli MMC per beneficiare al massimo delle specifiche caratteristiche costruttive di questi convertitori
- studio delle diverse topologie degli MMC per affrontare specifiche problematiche come la necessaria riduzione delle perdite o la altrettanto necessaria minimizzazione dell'ondulazione di tensione del condensatore.

L'intensa attività di ricerca e sviluppo su questa tipologia di convertitori, li ha resi una valida alternativa nelle applicazioni HVDC, essendo ormai usati sia in Asia che Stati Uniti ed Europa [9].

Esistono ormai diversi prodotti commerciali disponibili sul mercato di noti produttori come Siemens, Hitachi-ABB, CEPRI e GE (ex Alstom).

1.2 Principi di funzionamento

Questa tipologia di convertitori fa parte della famiglia di convertitori statici a tensione impressa (VSC - Voltage Source Converter) [10] differenziati, nella modalità di funzionamento, da quelli a corrente impressa (CSC - Current Source Converter).

Gli MMC infatti permettono la ricostruzione di una forma d'onda della tensione alternata di riferimento (segnale modulante) grazie alla discretizzazione su più livelli della tensione continua del dc-link, che viene frazionata. Essendo parte della famiglia dei VSC la corrente invece non viene regolata direttamente dal convertitore, variando conseguentemente in funzione delle condizioni del carico e del punto di lavoro (regolazione).

Diverse sono le peculiarità di questi convertitori statici che:

- 1) grazie al frazionamento della tensione del DC-link su più dispositivi (interruttori statici), possono essere impiegati in azionamenti utilizzati per carichi ad elevata potenza, riuscendo a sopportare tensioni molto elevate (kV), in particolari configurazioni;
- 2) sono in grado, con l'ausilio e l'implementazione di adeguati e specifici sistemi di modulazione e controllo, di funzionare in "modalità ridotta" in caso di guasto a uno o più dispositivi potendo continuare a funzionare utilizzando un numero di livelli di tensione inferiore. Tutto questo è ovviamente possibile solamente con l'implementazione di sistemi di modulazione appropriati e ottimizzati allo scopo;
- 3) permettono di riprodurre più accuratamente l'andamento della tensione sinusoidale di riferimento (modulante) all'aumentare dei livelli del convertitore e pertanto del numero di dispositivi utilizzati;
- 4) comportano di conseguenza, proprio grazie all'utilizzo di più livelli, un contributo armonico naturalmente più contenuto rispetto ad una semplice configurazione a onda quadra a due soli livelli. Il tutto si traduce in una riduzione della distorsione tanto più elevata quanto più elevato è il numero di livelli utilizzati.

Bisogna tenere anche in considerazione:

- 1) l'enorme vantaggio dal punto di vista della possibile minimizzazione delle sollecitazioni sui dispositivi dovute alle commutazioni, in particolar modo la $\frac{dv}{dt}$ risulterà più contenuta in funzione della riduzione del divario sulla tensione tra due commutazioni consecutive;
- 2) la diminuzione delle tensioni di blocco sui singoli dispositivi dovuta alla suddivisione in più livelli della tensione del DC-link;
- 3) la possibilità di ottenere tensioni di uscita anche molto maggiori del limite di funzionamento di una singola cella base.

1.3 Caratteristiche di base dei sistemi multilivello

Per un primo approccio a questa tipologia di sistemi può essere utile partire dall'analisi della più semplice configurazione di un inverter trifase in Figura 1.

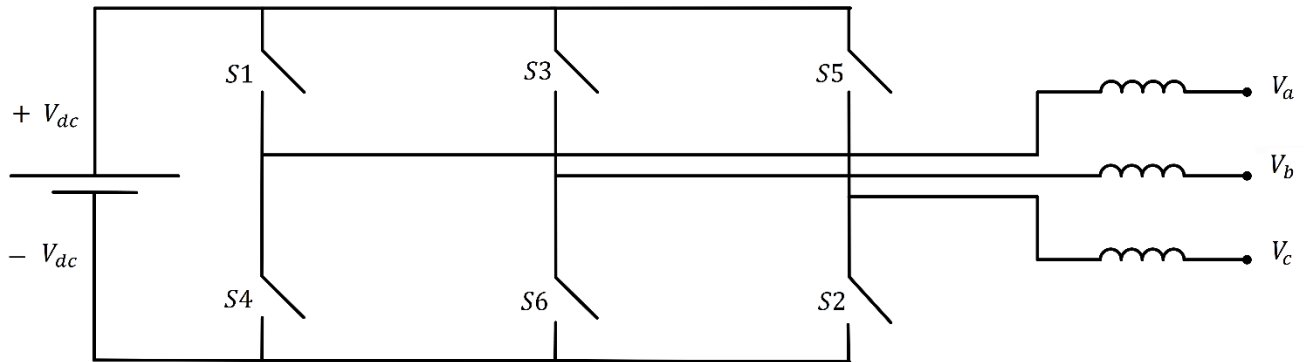


Figura 1 - Schema tipico di un inverter trifase

Proprio questa semplice configurazione può aiutare a semplificare la comprensione del passaggio a configurazioni ben più complesse grazie all'impiego di sotto moduli implementando diverse tipologie di Basic Cells (Figura 2).

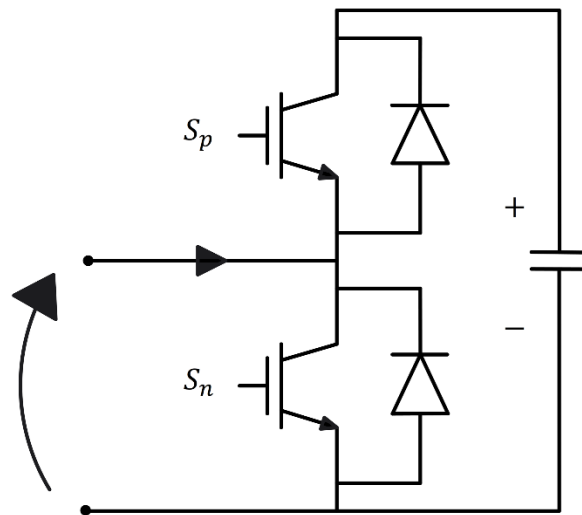


Figura 2 - Esempio di sotto modulo Half Bridge Basic Cell

Proprio attraverso la composizione e l'utilizzo delle Basic Cells si possono ottenere diverse tipologie di convertitori multilivello (Figura 3); l'opportuna duplicazione verticale e orizzontale permette la realizzazione di un ramo (gamba) del convertitore multifase, oppure del convertitore completo se monofase.

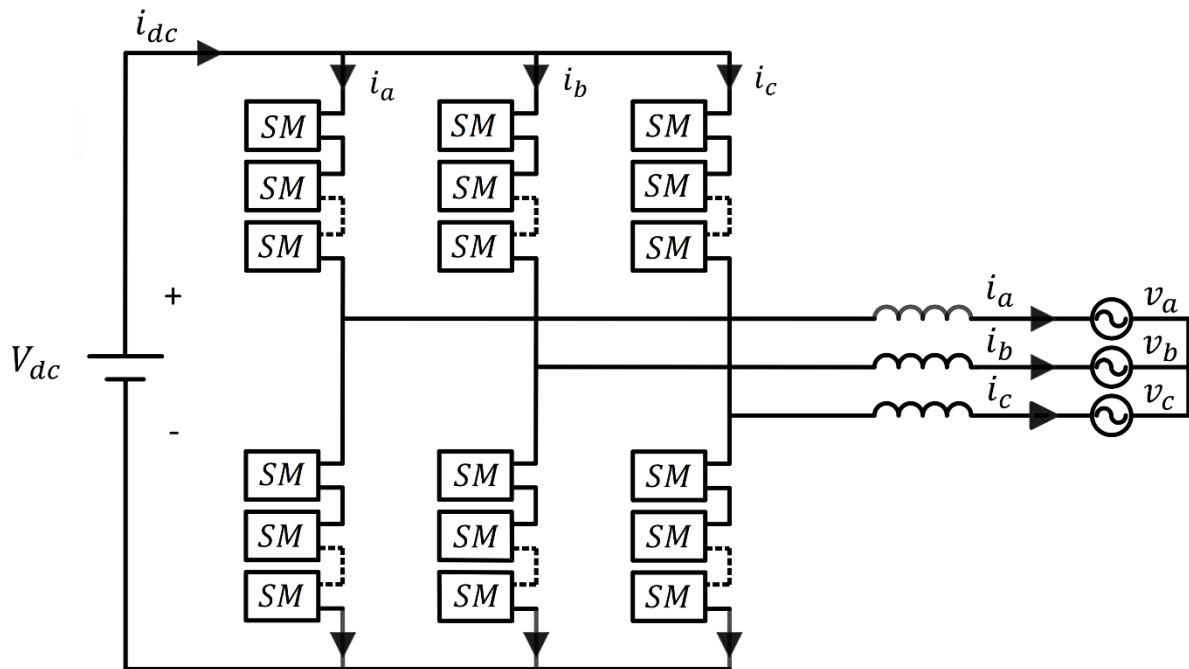


Figura 3 - Schema modulare generico

L'attivazione dei due dispositivi della Basic Cell avviene in modo complementare e quindi quando uno è attivo l'altro è necessariamente inattivo. In questo modo la tensione ai capi di tale elemento base potrà assumere solo due valori così come rappresentato in Tabella 1.

Stato	Switch S_p	Switch S_n	Uscita
1	ON	OFF	$+V_{dc}$
0	OFF	ON	0

Tabella 1 – Possibili stati di una Half Bridge Basic Cell

Per comprendere meglio come la riproduzione di una tensione sinusoidale di riferimento migliori all'aumentare del numero di livelli di frazionamento della tensione continua presente al DC-link, è utile procedere con un confronto semplificato.

In Figura 4 e Figura 5 sono rappresentate le tensioni di uscita fase-fase non filtrate nel caso di un convertitore a 2-livelli (Figura 1) e nel caso di un convertitore MMC che sfrutta più livelli di tensione (Figura 3) supponendo per semplificazione grafica di imporre T_{PWM} (periodo di PWM) pari a quello del segnale modulante di riferimento che si vuole riprodurre.

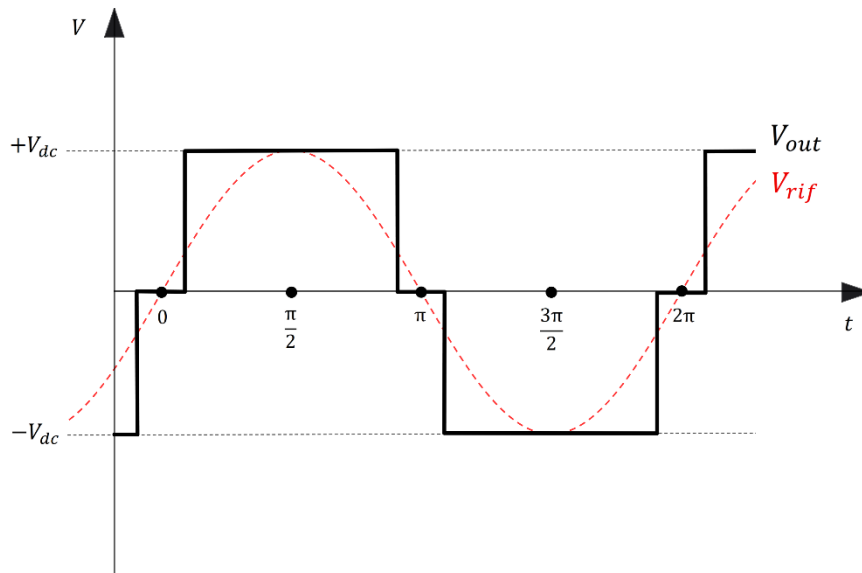


Figura 4 – Esempio della forma d'onda della tensione di uscita di un convertitore a 2-livelli

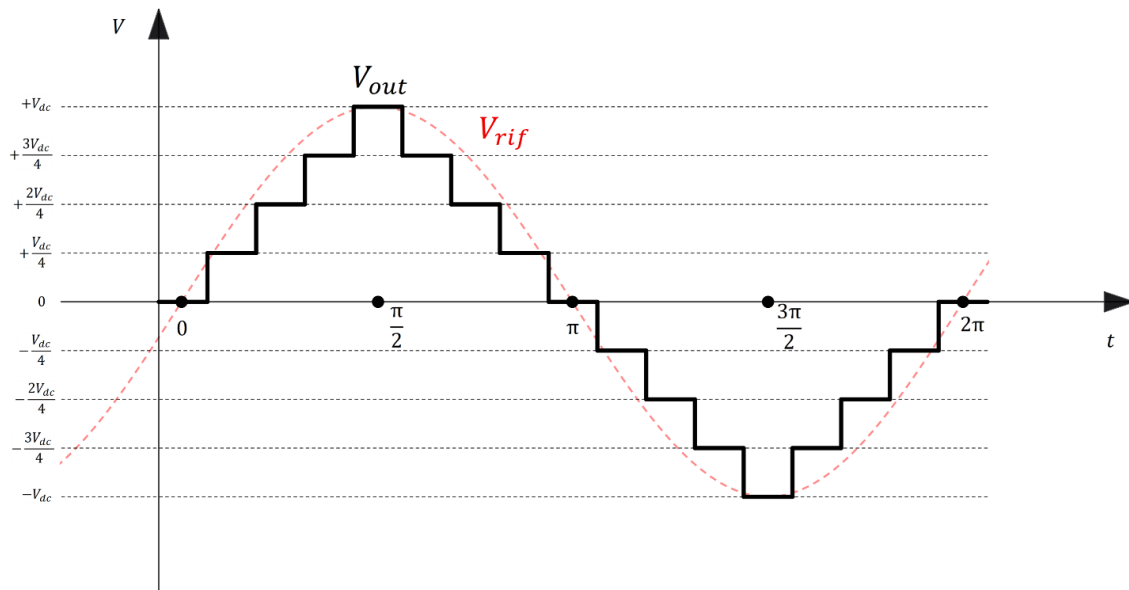


Figura 5 – Esempio di forma d'onda della tensione di uscita di un MMC

Risulta così più evidente come, al salire del numero di livelli, il valore istantaneo della tensione di uscita possa corrispondere maggiormente a quello del segnale di riferimento desiderato.

Pertanto, a fronte di quanto introdotto nel presente capitolo, nella valutazione sull'utilizzo degli MMC e nella scelta del numero di livelli vanno considerati diversi aspetti fondamentali:

- 1) la tensione presente al DC-link
- 2) la tensione massima desiderabile tra due livelli di tensione in commutazione
- 3) le potenze elettriche e le correnti in gioco nel convertitore
- 4) la fedeltà richiesta nella riproduzione delle forme d'onda di riferimento sull'uscita del convertitore
- 5) la massima distorsione armonica consentita e l'eventuale riduzione della stessa
- 6) le caratteristiche fisiche degli interruttori statici utilizzati

Ovviamente bisogna anche tenere in considerazione, come anticipato nell'introduzione, le diverse tecniche di modulazione utilizzabili e le loro peculiarità valutandone singolarmente le complessità progettuali e implementative congiuntamente ai vantaggi che ciascuna di esse ha nei confronti della altre, soppesando il tutto al fine di poter sfruttare al meglio l'hardware della configurazione multilivello scelta.

2 Dispositivi di commutazione per convertitori multilivello

2.1 Introduzione e cenni storici sulle tipologie dei dispositivi usati negli MMC

Gli MMC sono tipologie di convertitori che per loro natura necessitano dell'utilizzo di dispositivi di commutazione che siano in grado di essere comandati sia in accensione (turn-ON) che in spegnimento (turn-OFF).

Nel passato la maggiore difficoltà era proprio la carenza di interruttori statici che fossero capaci di condurre corrente nei due versi e bloccare tensioni nelle due direzioni andando pertanto ad operare in tutti e quattro i quadranti.

Si doveva perciò ricorrere a soluzioni realizzative con componenti discreti che andavano ad aggiungere indubbiamente problematiche in termini di accoppiamento e di ingombri.

Ormai le tecnologie e i progressi fatti nello sviluppo di moduli integrati che comprendono lo switch di potenza e il sistema di pilotaggio (GCT-IGCT) [11] e le componenti di supporto (IGBT) hanno permesso il superamento di questi ostacoli iniziali.

Le tecnologie odierne permettono l'implementazione e l'integrazione di interi ponti monofase in moduli compatti permettendo di configurare i rami dei convertitori trifase in maniera più semplice.

2.2 GTO (Gate Turn-Off Thyristor)

2.2.1 Descrizione

I GTO sono dispositivi autoestinguenti prodotti a partire dagli anni 80, che possono essere disattivati applicando al gate una corrente di polarizzazione inversa.

Dispositivi piuttosto lenti, con tempi di transizione tra gli stati di On-Off nell'ordine delle decine di μs , ideati principalmente per lo sviluppo di azionamenti ottimizzati per basse perdite di conduzione e frequenze di commutazione tipiche nell'ordine dei 200 – 500 Hz, nel corso degli anni sono stati migliorati e ne sono state incrementate le prestazioni, in particolare modo, proprio per quanto riguarda i tempi di commutazione e la capacità di gestire correnti e tensioni più elevate.

I GTO sono stati ampiamente utilizzati in azionamenti e convertitori per la propulsione di motori e soprattutto nei sistemi di trazione ferroviaria, dove il poter controllare completamente la commutazione comporta un grande vantaggio applicativo.

2.2.2 Costruzione

I GTO sono venduti e prodotti generalmente nella configurazione di tipo *press-pack*, come mostrato in Figura 6



Figura 6 – Esempio di GTO nella configurazione *press-pack* della Littelfuse

In commercio si possono trovare GTO che supportano livelli di tensione nominale di 6 kV e correnti nominali fino a 6 kA.

2.2.3 Configurazioni e utilizzo

I GTO possono essere realizzati con l'utilizzo di due tipi di strutture:

- 1) *simmetriche* ottenendo una buona capacità di blocco della tensione inversa e rendendoli pertanto adatti all'uso nei convertitori a corrente impressa. In questa tipologia la tensione di picco ripetitiva massima in stato di riposo VDRM è approssimativamente uguale alla sua tensione di picco ripetitiva massima inversa VRRM.
- 2) *asimmetriche* rendendoli utilizzabili nei convertitori a tensione impressa dove la capacità di blocco della tensione inversa non è richiesta. Il valore di VRRM è tipicamente di circa 20 V, molto inferiore a quello di VDRM.

2.3 GCT (Gate Commutated Thyristor)

2.3.1 Descrizione

I GCT, noti anche come IGCT (Integrated Gate Commutated Thyristor), comandabili sia in accensione che in spegnimento, sono stati sviluppati a partire dalla struttura dei GTO, anch'essi per l'applicazione in ambito di azionamenti dedicati alla trazione. Con lo sviluppo delle tecnologie negli ultimi anni questi dispositivi hanno sostituito progressivamente i GTO.

Rispetto ai GTO nei GCT sono state migliorate le prestazioni in fase di spegnimento che notoriamente sono più dispendiose nei primi, seppur sia necessario limitare i gradienti di corrente all'accensione con il vantaggio di non necessitare obbligatoriamente come i primi di circuiti di soppressione (snubber).

I benefici ottenuti con i GCT includono miglioramenti significativi nel wafer di silicio, nel gate driver e nel packaging dei dispositivi nel loro complesso.

I GCT hanno una struttura interna più semplice dei transistori (IGBT) e complessivamente, essendo derivati dai tiristori, hanno le medesime perdite di conduzione, quindi notevolmente ridotte rispetto agli IGBT (circa la metà).

2.3.2 Costruzione

Nei GCT l'innovazione chiave è stata proprio l'integrazione di un circuito dedicato di pilotaggio del dispositivo attraverso il gate integrato direttamente sul die del tiristore come è possibile vedere in Figura 7.

Grazie a queste tecniche è stato possibile ridurre significativamente l'induttanza del circuito di gate stesso, consentendo uno spegnimento più rapido ed efficiente rispetto alla precedente famiglia di GTO.



Figura 7 – Il wafer IGCT in un modulo Hitachi integrato con la Gate-Unit

Anche per i GCT i tempi di transizione garantiti non sono piccoli ma, come per i GTO, sono piuttosto elevati i livelli di tensione e corrente supportati (fino a 6kV e fino a 6kA).

Il wafer dei GCT, molto più sottile del wafer GTO, porta a una riduzione delle perdite in fase di conduzione. Un Gate Driver con un'induttanza estremamente bassa (tipicamente $5nH$) consente al GCT di funzionare senza circuiti snubber aggiuntivi.

Rispetto ai GTO dove le variazioni delle correnti di gate $\frac{di}{dt}$ allo spegnimento sono nell'ordine dei $35 \div 40 \frac{A}{s}$ nel caso dei GCT queste variazioni sono invece normalmente $\geq 3 \frac{kA}{s}$ arrivando a valori intorno $10 \frac{kA}{s}$ per le variazioni delle correnti di gate inverse contribuendo a ridurre il tempo di commutazione allo spegnimento.

Però, poiché il dispositivo di pilotaggio è parte integrante del modulo su cui vengono montati i GCT, il sistema esterno collegato con cablaggi in fibra ottica per il controllo del dispositivo e per la diagnostica deve essere in grado di fornire una alimentazione tipica nell'ordine di $20 \div 30 V_{CC}$.

2.3.3 Configurazioni e utilizzo

I GCT sono diventati i dispositivi di riferimento per azionamenti a media tensione grazie alle loro caratteristiche come il funzionamento senza snubber e le basse perdite di commutazione.

I GCT possono essere classificati in tre distinte famiglie:

- 1) GCT asimmetrici generalmente utilizzati nei convertitori a tensione impressa in cui non è richiesta la capacità di blocco della tensione inversa (non è presente il diodo in antiparallelo);
- 2) GCT a conduzione inversa che, integrando il diodo di ricircolo con conseguente riduzione dei costi di assemblaggio, sono utilizzati anch'essi nei convertitori a tensione impressa;
- 3) GCT simmetrici utilizzati nei convertitori di potenza a corrente impressa dove non è richiesto il diodo in antiparallelo.

2.4 IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)

2.4.1 Descrizione

Gli IGBT sono dispositivi attivati con una tensione di gate di +15 V e spenti quando la stessa risulta pari a zero e con correnti di gate praticamente nulle nelle condizioni di ON-OFF (regime stazionario accensione-spegnimento).

Durante il periodo di spegnimento dei dispositivi viene applicata una tensione di gate negativa di pochi Volt al fine di aumentarne l'immunità al rumore.

A causa delle capacità presenti tra gate ed emettitore necessitano di una corrente di gate di picco di alcuni ampere durante i transitori dovuti alle commutazioni ON-OFF.

Sono oggi largamente diffusi perché utilizzano una tecnica di controllo a effetto di campo, simile a quella dei MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor).

La natura ibrida del dispositivo combinando le caratteristiche proprie di un MOSFET, come il pilotaggio in tensione e l'alta velocità di commutazione, con quelle di un BJT (Bipolar Junction Transistor) che ha capacità di gestire elevate correnti, permette di ottenere come risultato finale robustezza, alte densità di correnti e facilità di pilotaggio.

Costruttivamente sono ottenuti da dei BJT in cui viene isolato il terminale di Base (Gate) dagli altri terminali denominati Collettore ed Emettitore come evidenziato in Figura 8.

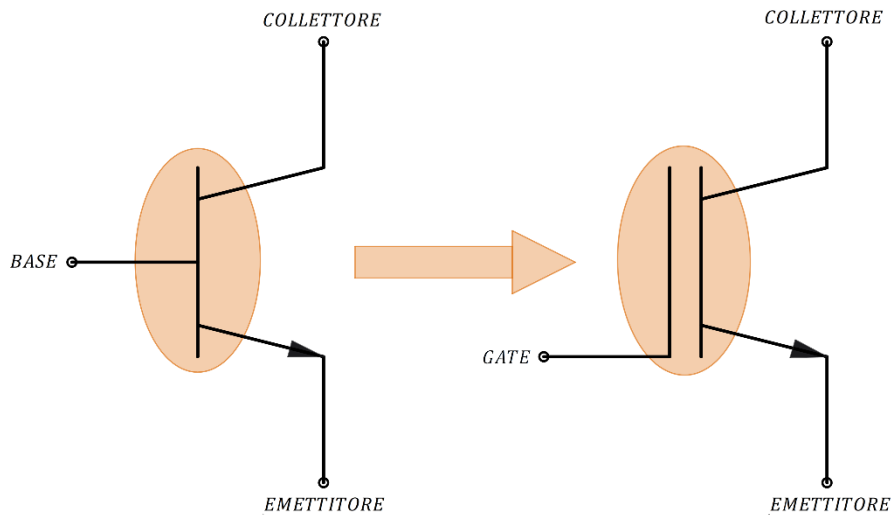


Figura 8 – BJT (sinistra) e IGBT (destra)

Gli IGBT per applicazioni specifiche nei convertitori vengono forniti integrati con un diodo di ricircolo delle correnti inverse (freewheeling diode) connesso tra i terminali di emettitore e collettore (Figura 9).

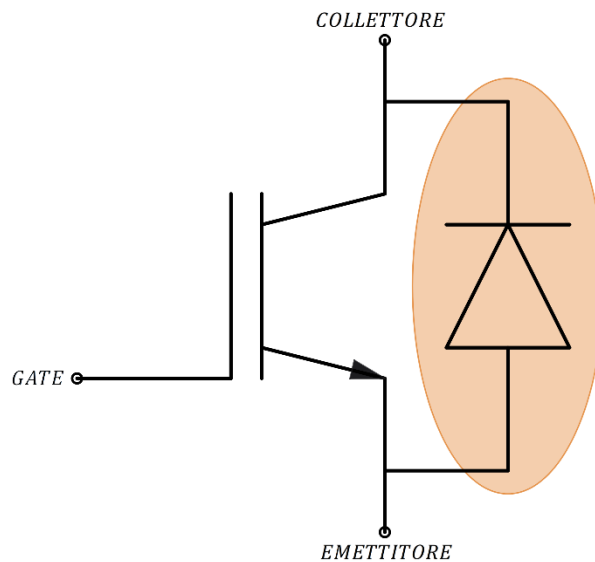


Figura 9 – IGBT con diodo di ricircolo in antiparallelo

2.4.2 Costruzione

La maggior parte degli IGBT per sistemi ad elevata potenza si trova in commercio con un *design modulare* (Figura 10).

Però, al fine di ridurre i costi di assemblaggio e garantendo anche un efficiente raffreddamento dei dispositivi stessi, vengono messi sul mercato anche IGBT nella configurazione *press-pack* tipica dei GTO o GCT, seppur con limitazioni nella scelta e disponibilità.



Figura 10 – Esempio di IGBT nella configurazione *modulare* (Fonte: Wikipedia)

2.4.3 Configurazioni e utilizzo

Nei sistemi di conversione statica gli IGBT vengono molto utilizzati perché in grado di funzionare come interruttori in modalità ON-OFF, consentendo il passaggio della corrente in un verso solo. Allo stesso tempo sono in grado di resistere alla tensione di blocco in un verso solo, quando risultano in interdizione, e dualmente anche di azzerare la tensione tra Collettore ed Emettore quando invece sono in conduzione.

Questi dispositivi, funzionanti senza sistemi ausiliari di soppressione come gli snubber, sono caratterizzati da un Gate Driver [12][13] e da una configurazione tipicamente modulare con piastra di Gate isolata (Figura 11).

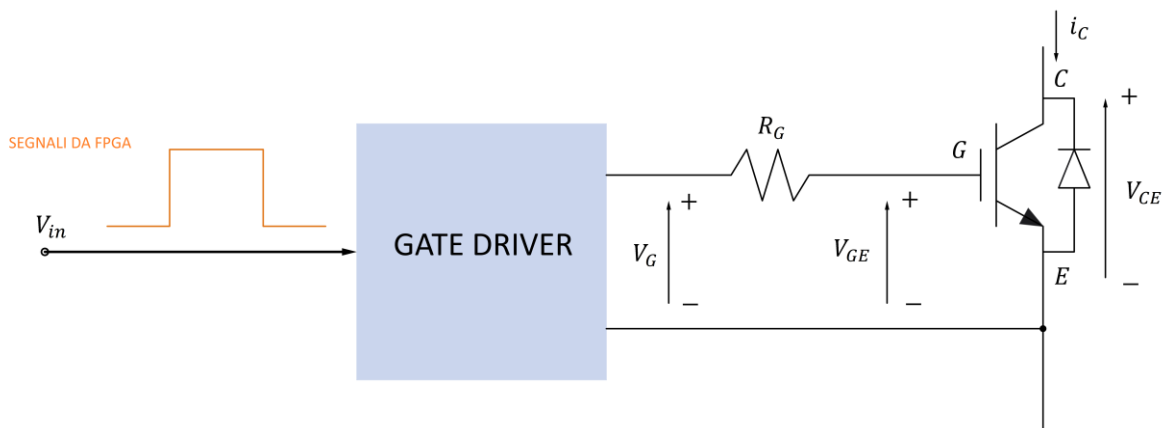


Figura 11 – Schema funzionale semplificato di un IGBT

Nel caso di azionamenti di media tensione per l'utilizzo di IGBT in serie nella configurazione modulare devono essere considerati diversi aspetti come l'efficienza del raffreddamento, progettazione ottimale dei Bus di distribuzione in continua e le capacità parassite che sono presenti tra le piastre di Gate e la terra. Invece gli IGBT nella configurazione *press-pack* (tipica dei GCT) possono essere collegati direttamente in serie, utilizzando le stesse tecniche di montaggio e raffreddamento sviluppate per GTO e GCT nella medesima configurazione.

2.5 Confronto tra i dispositivi

Al fine di evidenziare meglio le principali caratteristiche e differenze dei diversi dispositivi descritti può diventare utile il confronto qualitativo di Tabella 2 riferito alle prestazioni di un IGBT [14].

Proprietà del componente	IGBT	GTO	IGCT
Caduta di tensione in conduzione	100%	70%	50%
Perdite nella fase di spegnimento	100%	100%	100%
Perdite nella fase di accensione	100%	30%	5%
Potenza necessaria al controllo	1%	100%	50%
Contenimento della corrente di corto circuito	Autolimitato	Reattanza esterna di limitazione	Reattanza esterna di limitazione
Presenza snubber dv/dt	No	Si	No
Presenza circuiti limitazione di/dt	No	Si	Si
Struttura del semiconduttore attivo	Discreta (più chips elementari)	Monolitica	Monolitica
Struttura del diodo di ricircolo	Discreta (più chips elementari)	Monolitica	Monolitica
Comportamento tipico del componente a seguito di corto circuito distruttivo	Circuito aperto	Circuito chiuso	Circuito chiuso

Tabella 2 – Comparazione delle caratteristiche di GTO-GCT-IGBT

3 Convertitori multilivello a tensione impressa (Voltage Source Multilevel Converter)

3.1 Introduzione

La tensione di blocco degli interruttori statici, visti nel capitolo precedente, pone limitazioni sulla tensione di alimentazione dei convertitori di potenza. Pertanto, vista la loro capacità di funzionare in media tensione senza la necessità di trasformatori, i VSMC sono stati sviluppati principalmente per applicazioni ad alta potenza.

Infatti, il limite stesso imposto dalla tensione di blocco dei dispositivi di commutazione può essere superato aumentando il numero di livelli di tensione del convertitore stesso, cosa che contribuisce a creare una tensione alternata migliore, con gradini di tensione inferiori e con conseguente riduzione della distorsione armonica.

Infine, riducendo i valori di $\frac{dv}{dt}$, si diminuiscono i problemi di emissioni (EMI) oltre alle sollecitazioni sugli switch di potenza.

Le varie tipologie di questi convertitori che verranno descritti nel seguito hanno tutti strutture modulari.

Pertanto, è possibile aumentare i livelli aggiungendo moduli base (Basic Cell).

Gli stati di commutazione sono derivanti dalle possibili combinazioni ON-OFF degli interruttori statici da cui sono composti i convertitori, tenendo presente che un determinato livello può essere frutto di più combinazioni possibili definite come "stati ridondanti del convertitore".

Questi convertitori agiscono direttamente sulla tensione in uscita, mentre la regolazione dell'intensità della corrente, in funzione delle condizioni del carico, avviene in maniera indiretta in conseguenza proprio del controllo della stessa tensione.

Attraverso diverse tecniche è possibile modulare il Duty Cycle (1) del segnale a onda quadra di tensione, andando a regolare il periodo di accensione rispetto al periodo complessivo di commutazione (switching).

$$DutyCycle = \frac{T_{ON}}{T_{PWM}} \quad (1)$$

Al fine semplificativo le topologie multilivello possono essere così suddivise:

- 1) quelle che utilizzano una sorgente in continua comune
- 2) quelle che invece richiedono più circuiti in continua isolati tra loro

Potrebbe essere fatta un'ulteriore suddivisione in topologie:

- 1) *simmetriche*
- 2) *asimmetriche*
- 3) *ibride*

3.2 Convertitore a due livelli

3.2.1 Descrizione del funzionamento

Per analizzare le tipologie più diffuse dei convertitori multilivello è utile farlo partendo dalla configurazione più semplice che presenta il numero minimo di livelli.

L'inverter trifase a due livelli a tensione impressa (VSI), così definito in quanto disponibili due livelli discreti di tensione, converte la tensione continua presente al DC-link in tensione alternata trifase ad ampiezza e frequenza variabili.

In Figura 12 è rappresentato lo schema circuitale semplificato per questa tipologia di convertitori.

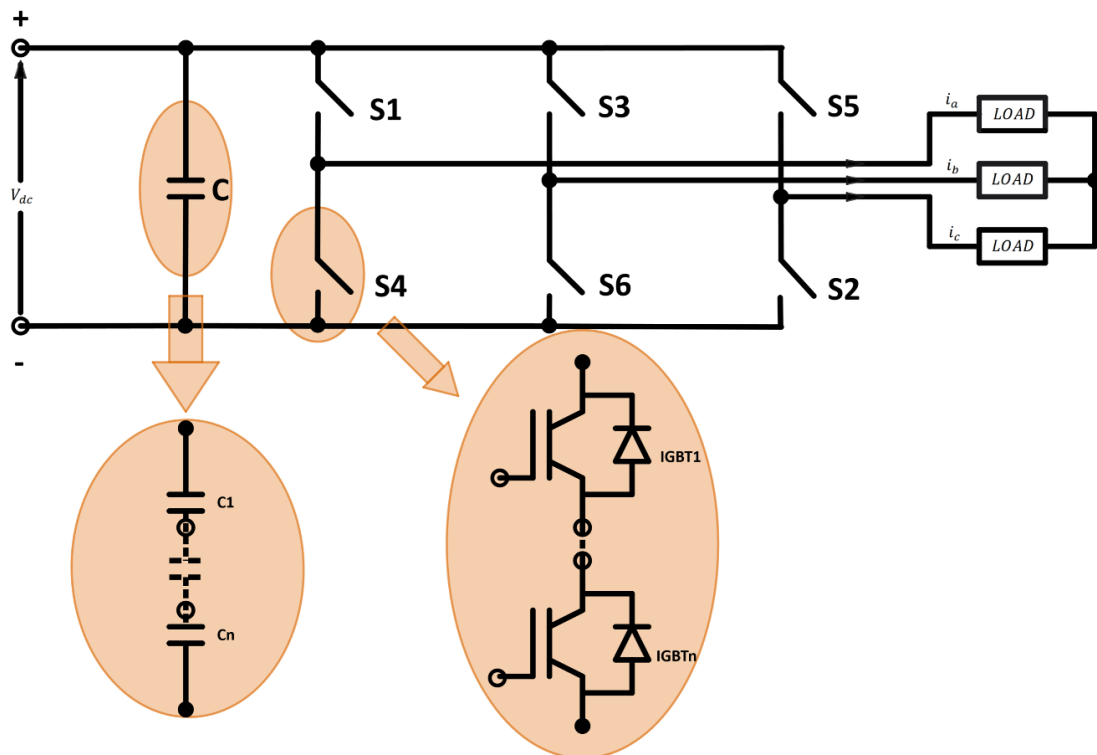


Figura 12 – Modello semplificato di inverter a due livelli per applicazioni a media tensione

Il dispositivo è composto da sei interruttori o gruppi di interruttori statici posti in serie (GCT o IGBT) nel caso di applicazioni a media tensione, ciascuno dei quali provvisto di diodo di ricircolo (Flyback diode) che collegato in antiparallelo agisce come un percorso alternativo per la corrente induttiva durante la commutazione, permettendole di circolare senza causare sovratensioni elevate.

Nel caso di inverter per azionamenti in media tensione gli interruttori statici operano normalmente a $F_s \leq 1\text{kHz}$ (frequenze di switching).

3.2.2 Tecniche di modulazione

Le tecniche più utilizzate per la modulazione del Duty Cycle dei VSI sono:

- 1) Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM)
- 2) Space Vector Modulation (SVM)

Entrambe le tecniche saranno descritte e analizzate dettagliatamente nei paragrafi successivi anche grazie all'ausilio dei modelli creati appositamente in Matlab - Simulink e dei risultati simulativi ottenuti con gli stessi.

3.3 Topologia generalizzata con DC-bus in comune

3.3.1 Descrizione del funzionamento

Avendo visto al capitolo precedente la configurazione più semplice del convertitore a due livelli, e volendo introdurre il principio di funzionamento delle configurazioni topologiche di convertitori multilivello più complesse, è utile partire dalla descrizione di una topologia generalizzata di tipo simmetrico [15][16].

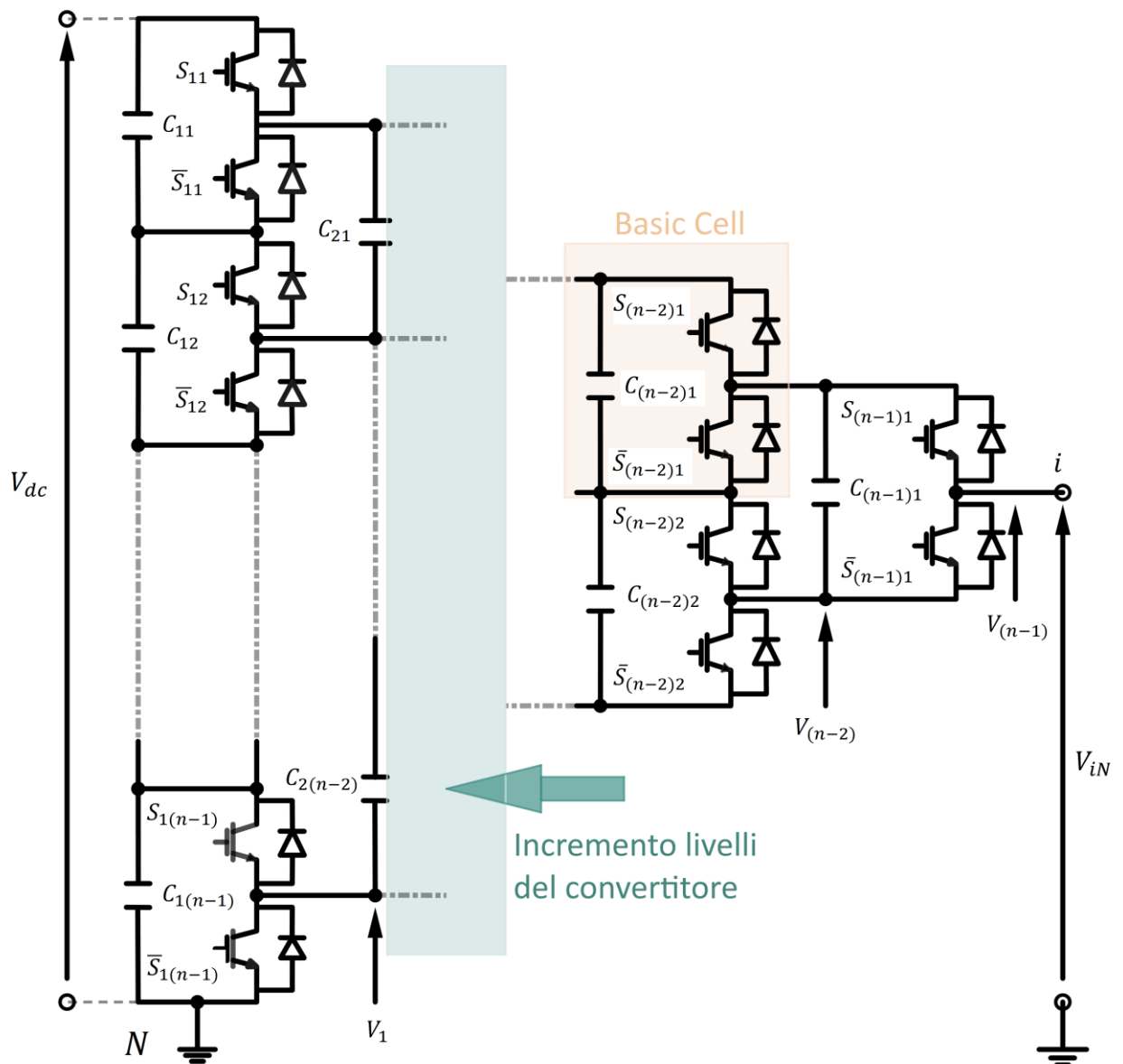


Figura 13 – Topologia simmetrica generalizzata di un convertitore a $N_{livelli}$

Partendo dall'analisi della Basic Cell vista in Figura 2, viene mostrato, in Figura 13, un ramo di un convertitore a $N_{livelli}$ che utilizza un DC-bus in comune.

Tale topologia di convertitori, introdotta nel 2011 da F.Z. Peng, viene propriamente definita “topologia simmetrica generalizzata” in quanto, sfruttando gli elementi base (Basic Cell), presenta una struttura con un numero di livelli di tensione che aumenta con l’incremento simmetrico sia verticale che orizzontale del numero di celle.

3.3.2 Basic Cell della topologia simmetrica generalizzata

L’elemento base (Basic Cell) mostrato in Figura 14, come già anticipato in Figura 2 introducendo questi convertitori, è composto da due interruttori statici di potenza che sono controllati da una funzione di commutazione (switching) s_j che presenta due possibili stati (2):

$$s_j = \begin{cases} 1 \rightarrow S_n = ON, \bar{S}_n = OFF \\ 0 \rightarrow S_n = OFF, \bar{S}_n = ON \end{cases} \quad (2)$$

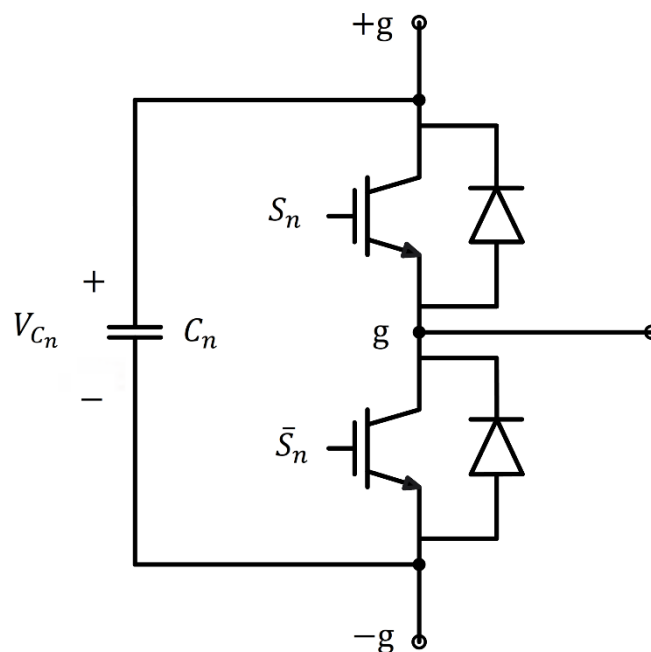


Figura 14 – Basic Cell per la topologia simmetrica generalizzata di un convertitore a $N_{livelli}$

Nell’ipotesi che la variazione sul singolo condensatore C_n sia di ampiezza trascurabile rispetto al valor medio della caduta di tensione V_{C_n} , la tensione di uscita della singola cella, misurata tra i nodi $+g$ e $-g$ è definita proprio dalla funzione di commutazione (3):

$$v_{(+g,-g)} = s_j * V_{C_n} \quad (3)$$

Ipotizzando tutte le Basic Cell uguali, quindi uguali le capacità di tutti i condensatori delle stesse (4), e potendo scrivere:

$$V_{C_{1,2\dots n}} = V_C \quad (4)$$

allora la tensione, essendo direttamente dipendente dalla caduta ai capi dei singoli condensatori nelle Basic Cell (5) ed essendo i livelli di tensione associati agli stati possibili visti alla (2), sarà:

$$v_{(+g,-g)} = \begin{cases} s_j = 1 \rightarrow v = V_C \\ s_j = 0 \rightarrow v = 0 \end{cases} \quad (5)$$

3.3.3 Configurazione costruttiva

Un ramo della configurazione simmetrica generalizzata a $N_{livelli}$, vista in Figura 13, è composto orizzontalmente da $N_{livelli} - 1$ stadi in cascata ottenuto, partendo da quello più vicino al DC-link, utilizzando un numero decrescente n_{BC} di Basic Cell viste in precedenza.

Ogni stadio implementato utilizza un elemento base in meno del precedente per cui partendo dal primo stadio, quello più vicino al DC-bus si ha (6):

$$v_{(+g,-g)} = \begin{cases} stadio_1 \rightarrow n_{BC} = N_{livelli} - 1 \\ stadio_{N-1} \rightarrow n_{BC} = 1 \end{cases} \quad (6)$$

Se, come ipotizzato nella (4), tutti i condensatori nelle Basic Cell sui tre rami di un sistema trifase hanno la medesima capacità, si può ottenere simmetria nella terna di tensioni di uscita e, sotto certe ipotesi, V_C può essere ritenuta al pari di una sorgente di tensione costante (7) per la singola cella:

$$V_C = \frac{V_{DC}}{N_{livelli}-1} \quad (7)$$

dove V_C è la tensione ai capi di tutte le Basic Cell mentre V_{DC} è la tensione complessiva sul DC-bus, che, come visto per questi sistemi, è comune.

Si può infatti garantire, utilizzando una *medesima funzione di commutazione* per ogni singolo stadio, una sorgente V_C costante e uguale per tutte le celle del medesimo stadio.

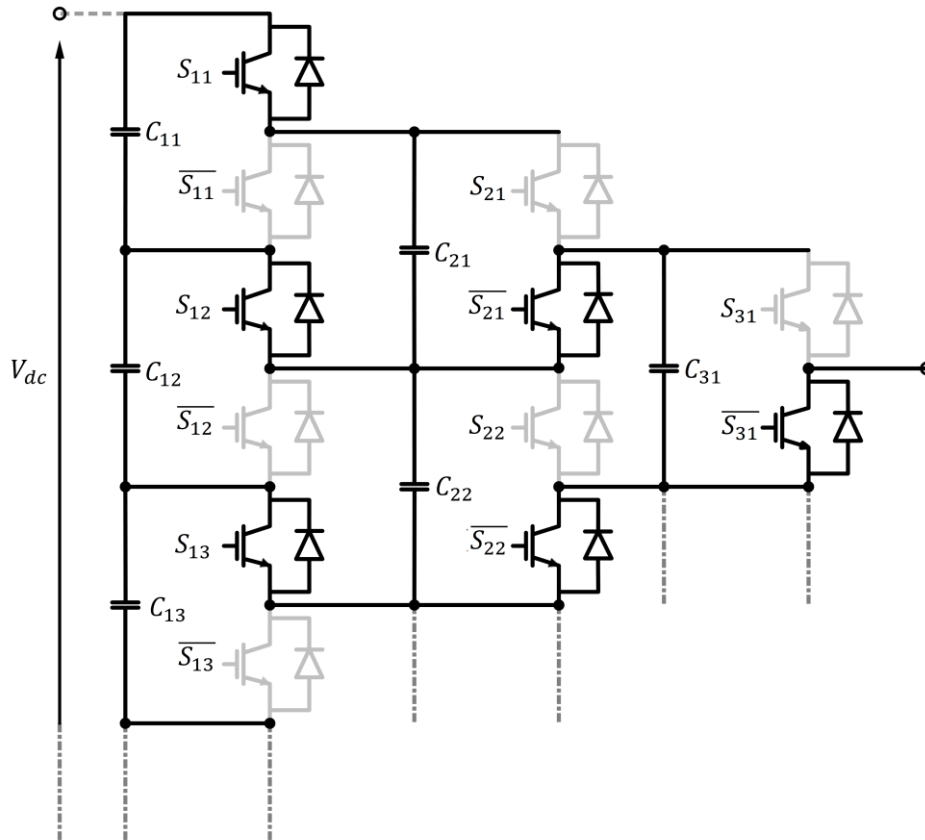


Figura 15 – Esempio di collegamento in parallelo delle Basic Cell in un ramo di un convertitore $N_{livelli}$

La Figura 15, dove sono indicati in nero gli interruttori chiusi (stato ON) e in grigio più chiaro quelli aperti (stato OFF), descrive in maniera qualitativa il metodo utilizzato in questi convertitori per eguagliare le tensioni di ogni singola cella base di ciascuno stadio.

Quando gli interruttori superiori (S_{nj}) dello stadio n sono chiusi, vengono messi in parallelo i condensatori dello stesso stadio con quelli di quello $n + 1$.

Quando invece sono spenti gli interruttori superiori e pertanto accesi quelli inferiori (\bar{S}_{nj}), vengono messi in parallelo i condensatori $C_{n,(j+1)}$ del medesimo con quelli $C_{(n+1),j}$ dello stadio $n + 1$ (8):

$$\begin{cases} S_{nj} = ON \rightarrow C_{n,j}/C_{(n+1),j} \\ \bar{S}_{nj} = OFF \rightarrow C_{n,(j+1)}/C_{(n+1),j} \end{cases} \quad (8)$$

Dove n indica il numero dello stadio (compreso tra 1 e $N_{livelli} - 1$) mentre j la singola cella dello stesso stadio.

Solo se tutte le celle dell' n -esimo stadio commutano simultaneamente con la stessa funzione di commutazione allora la tensione V_c viene mantenuta uguale in tutte le Basic Cell del convertitore.

Tenendo conto delle relazioni (2) e (3) viste in precedenza, la tensione di uscita di un ramo, essendo definibile come somma delle tensioni di tutte le singole celle al di sotto della connessione di uscita, può essere scritta nella forma (9):

$$V_{rN} = V_C * \sum_{j=1}^{n-1} s_j \quad (9)$$

dove s_j è proprio la funzione di commutazione dello stadio j – *esimo* mentre V_{rN} la tensione di uscita del ramo.

Avendo stabilito che all'interno di ogni singolo stadio tutte le Basic Cell devono essere controllate dalla medesima funzione di commutazione, questo permette di relazionare direttamente il numero di livelli del convertitore al numero delle possibili combinazioni (stati) associate allo stesso, in uno spazio con un numero definito di dimensioni (10):

$$N_{livelli} \rightarrow \begin{cases} n_{stadi} = (N_{livelli} - 1) \\ n_{dimensioni} = n_{stadi} \\ n_{combinazioni} = 2 * (n_{dimensioni}) \end{cases} \quad (10)$$

3.3.4 Tecniche di modulazione

Le tecniche più utilizzate per la modulazione del Duty Cycle di questi convertitori sono:

- 1) Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM)
- 2) Level Shifted Pulse Width Modulation (LSPWM)
- 3) Phase Shifted Pulse Width Modulation (PSPWM)
- 4) Space Vector Modulation (SVM)

3.4 Topologie derivate da quella generalizzata

È stato mostrato come, partendo dalla topologia generalizzata, si possano aumentare i livelli di tensione di questi convertitori praticamente a piacimento, aggiungendo un numero indefinito di stadi in successione ciascuno composto da un numero di celle pari al numero di livelli attuali che si vogliono incrementare (11) secondo la relazione:

$$N_{livelli} \rightarrow N_{livelli} + 1 = j_{stadi} \rightarrow j_{stadi} + stadio_{N_{celle}} \quad (11)$$

dove j_{stadi} è il numero di stadi attuali a cui va sommato lo stadio aggiuntivo con $N_{celle} = N_{livelli}$

Questo metodo, seppur risulti piuttosto semplice per aumentare i livelli di tensione e di conseguenza migliorare il contributo armonico risultante insieme alla qualità stessa delle tensioni in uscita, aumenta naturalmente la complessità e la topologia del sistema richiedendo l'utilizzo di molti dispositivi di commutazione statici e la conseguente necessità di controllarli tramite tecniche che diventano sempre più complesse e onerose dal punto di vista computazionale.

La crescente complessità implementativa dei sistemi di controllo è imputabile, come descritto nella (10), al rapporto che vi è tra il numero di stadi (che corrisponde alla dimensione dello spazio) e il numero di combinazioni possibili, definite anche stati del sistema, da dover gestire tramite tecniche di controllo e modulazione che potrebbero non essere più convenienti all'aumentare dei livelli dei convertitori.

Alcune configurazioni costruttive, che verranno di seguito descritte, possono essere viste come semplificazioni topologiche che partono da quella generalizzata conservando la simmetria sulle tensioni.

3.4.1 Active Neutral Point Clamped Multilevel Converter (ANPCMC)

3.4.1.1 Descrizione del funzionamento

Dopo quanto introdotto e mostrato in Figura 13, Figura 14 e Figura 15 è possibile notare con l'aiuto di una configurazione a 3-livelli di Figura 16.a, come il condensatore dello stadio $j_{esimo+1}$ risulti sempre e comunque, a prescindere dalla combinazione dello stato, in parallelo con il condensatore di una delle due celle dello stadio j_{esimo} .

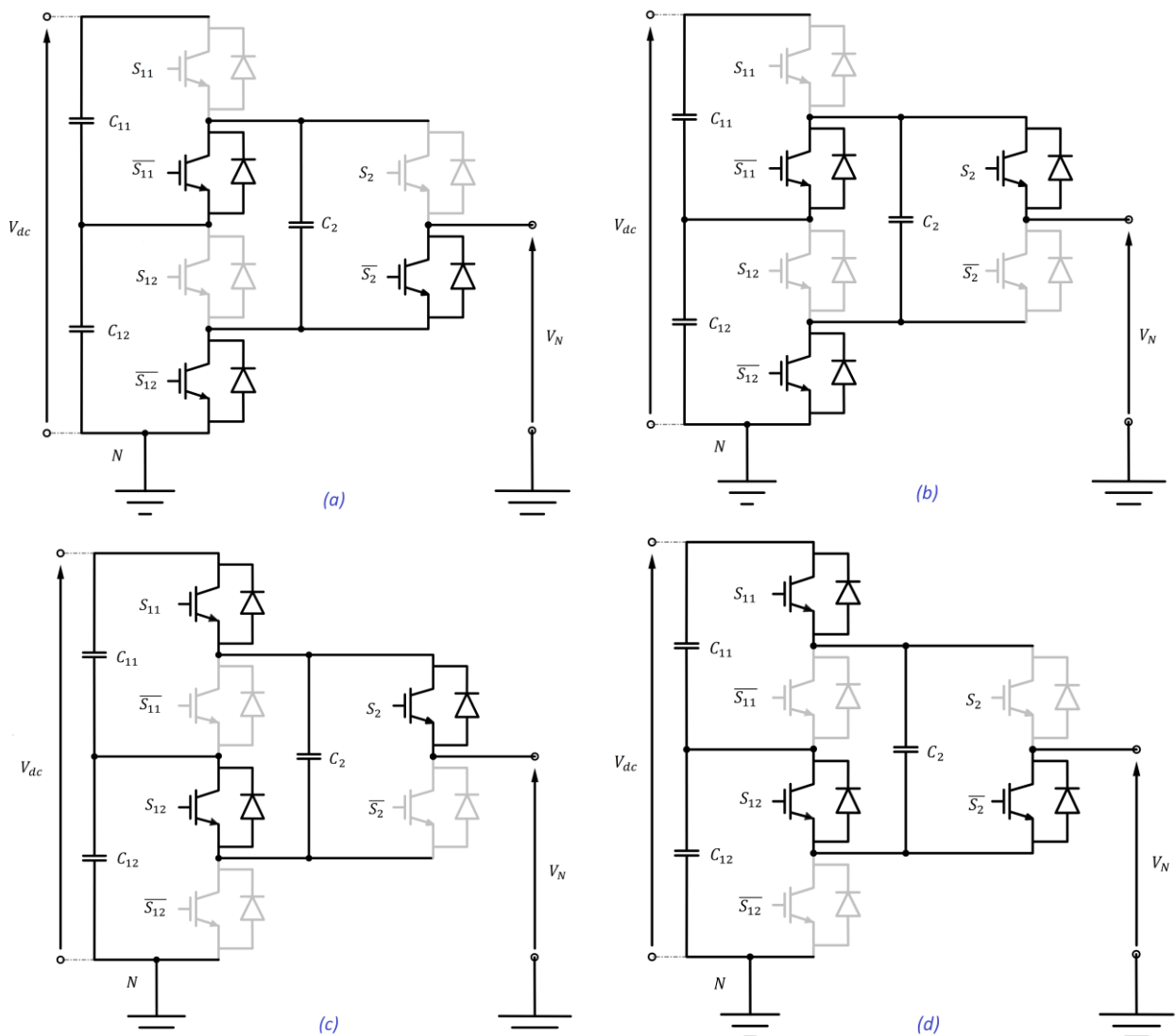


Figura 16.a – Esempio degli stati possibili della topologia generalizzata di un convertitore a 3-livelli: (a) 00, (b) 01, (c) 11, (d) 10.

Risulta così più intuitivo come sia possibile eliminare il condensatore dello stadio $j_{esimo+1}$ senza andare a porre limitazioni sui livelli di tensione disponibili all'uscita, ottenendo quello che viene definito un Active Neutral Point Clamped Multilevel Converter (ANPCMC) [17] di cui è mostrato un esempio di topologia classica in Figura 16.b.

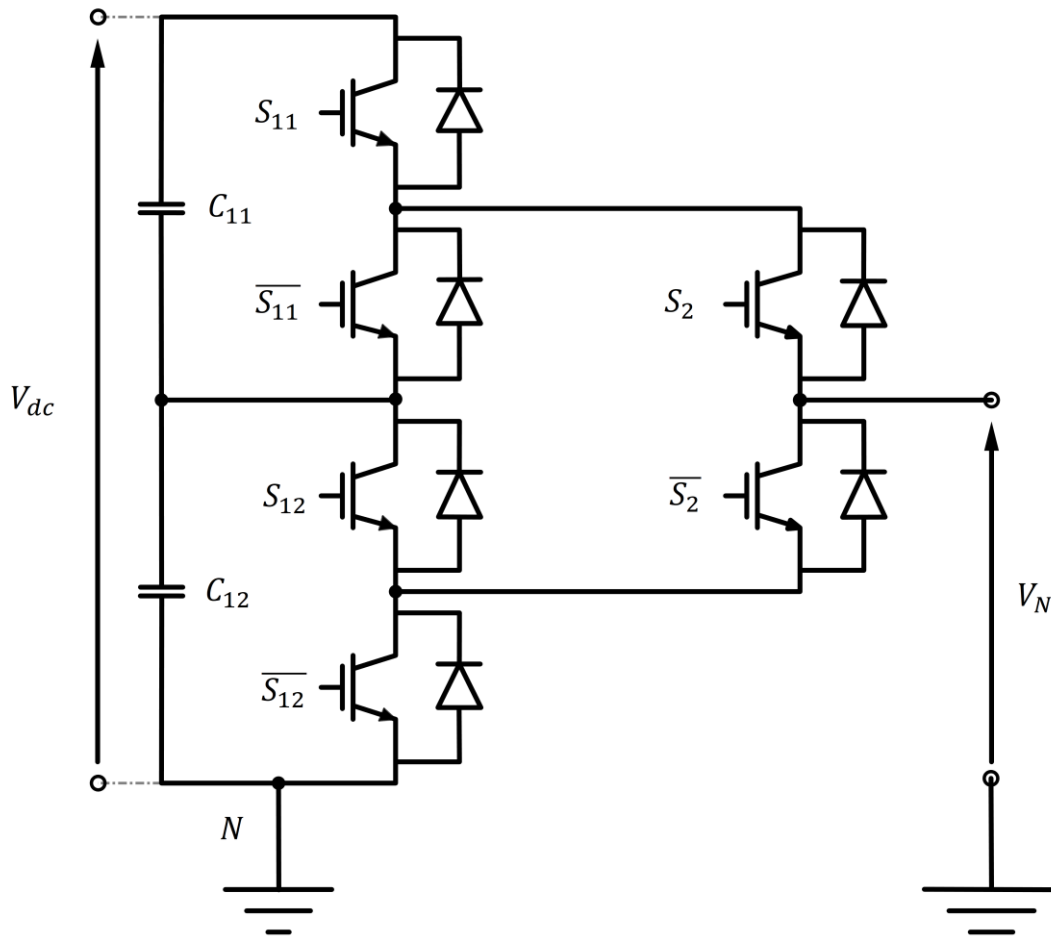


Figura 16.b – Esempio di topologia classica di un convertitore ANPCMC

Il numero di livelli di questa tipologia di convertitori deriva dai livelli di tensione che possono essere generati univocamente sfruttando stati disponibili.

3.4.2 Diode Clamped Multilevel Converter (DCMC)

3.4.2.1 Descrizione del funzionamento

Partendo dalla configurazione vista al paragrafo precedente di un ANPCMC si nota come sia possibile, dal punto di vista circuitale, ridurre il numero di dispositivi statici di commutazione procedendo alla sostituzione degli interruttori \bar{S}_{11} e S_{12} con due diodi D_e e \bar{D}_e , mostrati in Figura 17, ottenendo la topologia classica del Diode Clamped Multilevel Converter (DCMC).

Comparando la configurazione dell'ANPCMC e quella derivata del DCMC si può notare che:

- 1) STATI 00 e 11 generano tensioni che rimangono invariate
- 2) STATI 01 e 10 generano tensioni che dipendono dal verso della corrente che scorre nel nodo i

Considerando che gli interruttori in nero di Figura 17 risultano in stato di ON e in grigio invece in stato di OFF si può analizzare:

- 1) STATO 01 in Figura 17(a):
 - a. quando la corrente entra nel nodo i , passa attraverso i diodi degli interruttori S_2 e S_1 e pertanto la tensione risultante è $V_{iN} = V_{DC}$
 - b. quando la corrente esce dal nodo i , passa attraverso i diodi degli interruttori \bar{S}_2 e \bar{S}_1 e quindi la tensione risultante è $V_{iN} = 0$
- 2) STATO 10 in Figura 17(b):
 - a. quando la corrente entra nel nodo i , passa attraverso l'interruttore \bar{S}_2 e il diodo \bar{D}_e e pertanto la tensione risultante è $V_{iN} = \frac{V_{DC}}{2}$
 - b. quando la corrente esce dal nodo i passa attraverso i diodi degli interruttori \bar{S}_2 e \bar{S}_1 , risultando $V_{iN} = 0$

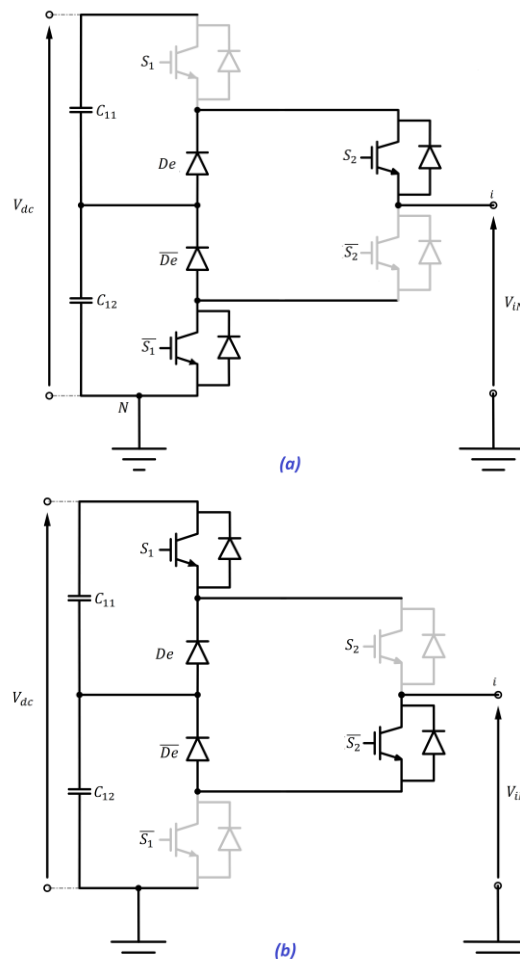


Figura 17 – Esempio degli stati di un DCMC derivato dalla topologia ANPCMC: (a) 01, (b) 10

Avendo già descritto come all'interno di ogni singolo stadio tutte le Basic Cell devono essere controllate dalla medesima funzione di commutazione, questa configurazione topologica appena mostrata non permette di generare gli stati intermedi e quindi gli stati 01 e 10 che, dipendendo dal verso della corrente nel nodo i – *esimo*, sono da considerarsi stati proibiti.

Pertanto, a livello pratico questa topologia non risulta conveniente.

3.4.3 Neutral Point Clamped Multilevel Converter (NPCMC)

3.4.3.1 Descrizione del funzionamento

Scambiando gli interruttori statici $\overline{S_2}$ e $\overline{S_1}$ visti in precedenza in Figura 17, si ottiene la configurazione di un convertitore denominato NPCMC (Neutral Point Clamped Multilevel Converter) [18][19] che rispetto al precedente DCMC presenta differenze negli stati 01 e 10 mentre gli stati 00 e 11 sintetizzano le stesse tensioni di uscita della configurazione da cui è derivato.

Comparando la configurazione dell'NPCMC e quella del DCMC si può notare che:

- 1) STATI 00 e 11 → le tensioni di ramo ottenute rimangono invariate
- 2) STATI 01 e 10 → le tensioni di ramo ottenute presentano differenze rispetto alla configurazione da cui derivano perdendo, in uno dei due casi, la dipendenza dal verso di circolazione della corrente

Considerando gli interruttori di Figura 18 in nero, che risultano in stato di ON e in grigio invece in stato di OFF, si può analizzare:

- 1) STATO 01 a destra in Figura 18(a):
 - a. quando la corrente entra nel nodo i , passa attraverso l'interruttore $\overline{S_1}$ e il diodo $\overline{D_e}$, risultando in uscita $V_{iN} = \frac{V_{DC}}{2}$.
 - b. quando la corrente esce dal nodo i , passa attraverso l'interruttore S_2 e il diodo D_e , risultando in uscita $V_{iN} = \frac{V_{DC}}{2}$.

Pertanto, attraverso lo STATO 01 si può sintetizzare in maniera univoca, indipendentemente dal verso di circolazione e quindi dal segno della corrente, la tensione $\frac{V_{DC}}{2}$.

- 2) STATO 10 a destra in Figura 18(b):
 - a. quando la corrente entra nel nodo i , attraversa i diodi degli interruttori S_2 e S_1 , risultando in uscita $V_{iN} = V_{DC}$.
 - b. quando la corrente esce dal nodo i , attraversa i diodi degli interruttori $\overline{S_2}$ e $\overline{S_1}$, risultando quindi in uscita $V_{iN} = 0$.

Al fine di evitare incertezze nella generazione della tensione di uscita, quest'ultimo stato è da ritenersi proibito. Con questa topologia si possono generare tre livelli di tensione ($0, \frac{V_{DC}}{2}, V_{DC}$).

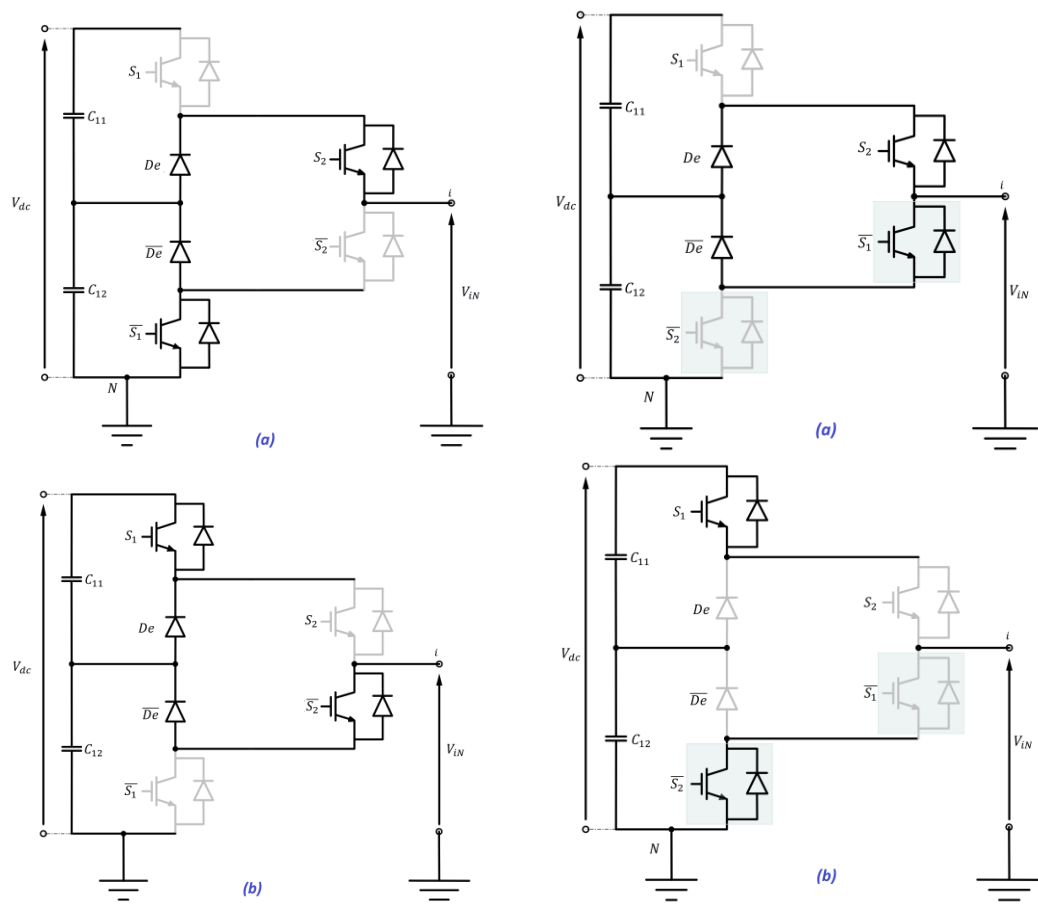


Figura 18 – Esempio degli stati di un NPC a 3-livelli (destra) ottenuto dalla modifica applicata a un DCMC (sinistra) derivato a sua volta dalla topologia ANPCMC: (a) 01, (b) 10

3.4.4 Topologia $N_{livelli}$ dei DCMC

3.4.4.1 Descrizione del funzionamento

Partendo dalla topologia generalizzata descritta al Capitolo 3.3, preservandone il numero degli stadi complessivi e i collegamenti interni dei nodi tra stadi contigui, si arriva pertanto alla topologia a $N_{livelli}$ dei DCMC.

Per i livelli di tensione intermedi e per il j_{esimo} stadio i diodi D_{ej} e $\overline{D_{ej}}$ conducono in modo complementare.

Quando infatti la corrente esce dal nodo $i - esimo$, conducono i diodi D_{ej} , mentre quando la corrente entra nello stesso nodo $i - esimo$, conducono i diodi complementari $\overline{D_{ej}}$.

Prendendo ad esempio la configurazione di un convertitore DCMC a 4-livelli ($0, \frac{V_{DC}}{3}, \frac{2V_{DC}}{3}, V_{DC}$) di Figura 19 e ricordando che all'interno di ogni singolo stadio tutte le Basic Cell devono essere controllate dalla medesima funzione di commutazione si potrà ottenere una tensione di ramo pari a $V_{iN} = \frac{V_{DC}}{3} * (s_1 + s_2 + s_3)$.

Ad esempio, per il livello di tensione intermedia $\frac{2}{3} V_{dc}$, identificato con lo STATO 011 nella mappa degli stati possibili di Figura 20, i diodi $\overline{D_{e1}}$ e $\overline{D_{e2}}$ siano collegati in serie con $\overline{S_1}$ per permettere la conduzione di una corrente entrante (rosso) mentre il diodo D_{e1} sia collegato in serie con S_2 e S_3 nel caso di corrente uscente (arancione).

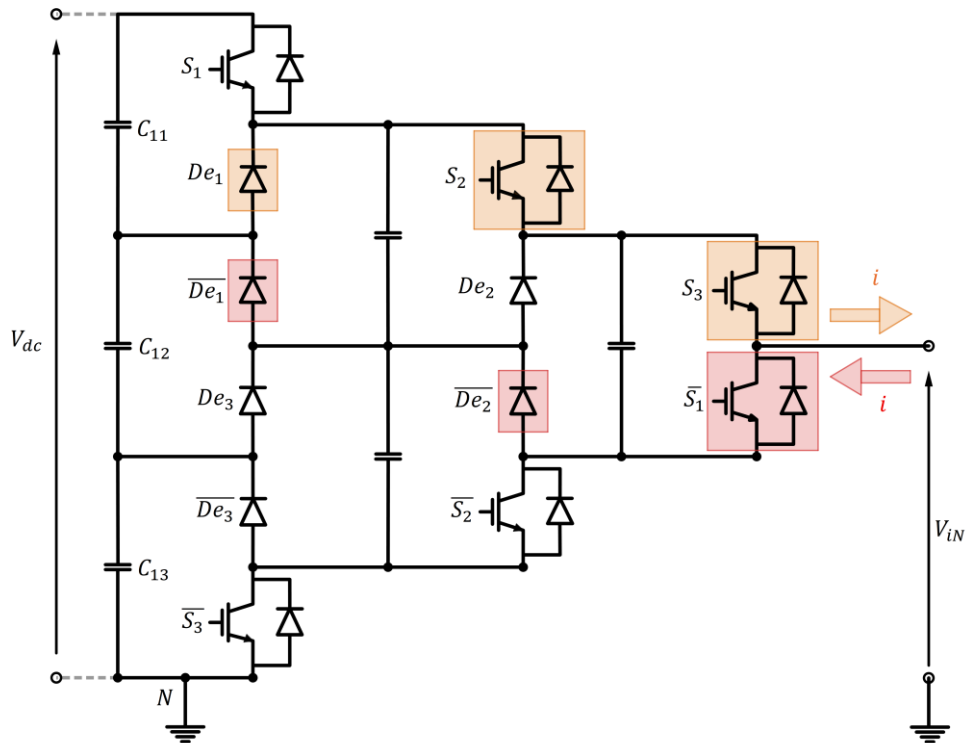


Figura 19 – Esempio DCMC a 4-livelli

In Figura 20 è rappresentata la mappa degli stati, sempre per il caso del DCMC a 4-livelli, dove sono evidenziati in rosso quelli proibiti.

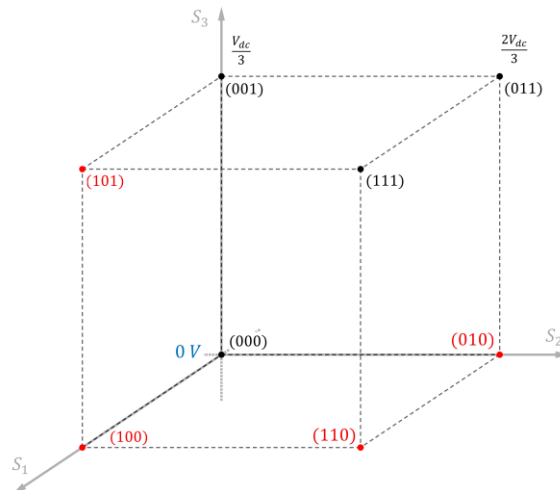


Figura 20 – Mappatura degli stati e delle tensioni in un DCMC a 4-livelli

Accettando il fatto che ciascun diodo possa bloccare tensioni inverse, al fine di ridurre il numero di dispositivi, alcune connessioni possono essere evitate senza alterare il funzionamento di base del convertitore nella sua topologia e ottenendo configurazioni semplificate dal punto di vista topologico che qui non verranno approfondite.

3.5 Topologia generalizzata con DC-bus indipendenti (Cascaded Cell Multilevel Converter)

3.5.1 Descrizione del funzionamento

Avendo introdotto al Capitolo 3.3 la topologia generalizzata di convertitori con DC-bus in comune, è necessaria una breve introduzione anche sulla topologia di convertitori, rappresentata in Figura 21, che utilizzano sorgenti separate [20][21] in quanto parte centrale dello studio effettuato sulla modulazione vettoriale applicata agli stessi.

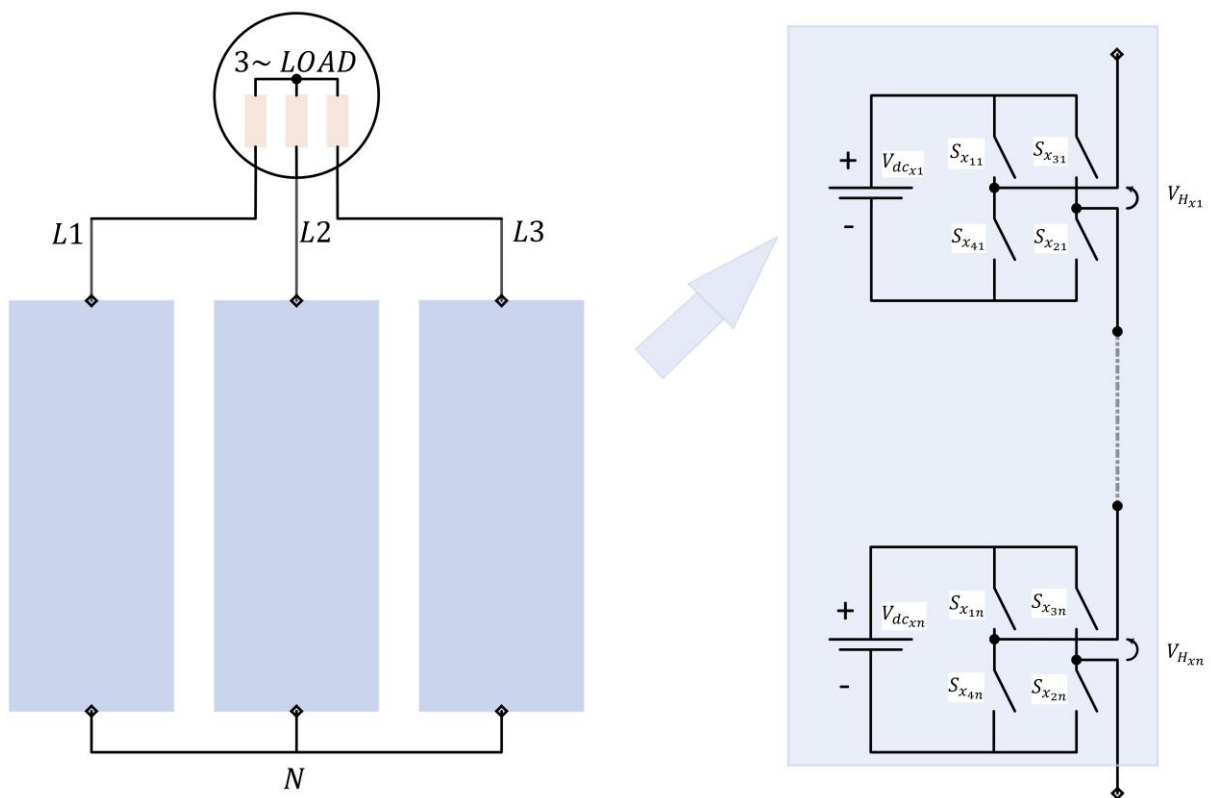


Figura 21 - Topologia di un convertitore (inverter) con Ponti H in cascata e con sorgenti DC ideali

Questi convertitori statici non hanno un collegamento comune sul DC-bus per tutte le Celle ma sono composti da diversi Ponti H (H-Bridge) costituiti ciascuno da due Basic Cell (viste inizialmente in Figura 2) collegate in parallelo e che condividono una sorgente in continua o un condensatore comune.

I diversi stadi, cioè le singole unità definite Ponti H, sono collegati in serie per ottenere una tensione a $N_{livelli}$ di uscita secondo la relazione (12):

$$N_{livelli} = 2 * (N_{celle}) + 1 \quad (12)$$

dove $N_{livelli}$ è il numero di livelli discreti in cui viene suddivisa la tensione di uscita della singola fase mentre N_{Celle} è il numero di Ponti H collegati in serie sempre sulla singola fase del convertitore.

Questa topologia è nota come Convertitore Multilivello a Celle in Cascata a $N_{livelli}$ (*Cascaded Cell Multilevel Converter* o *Cascaded H Bridges Multilevel Converter*).

Questi convertitori possono risultare conveniente in applicazioni in cui sia necessaria una tolleranza ai guasti e una flessibilità maggiore nella gestione dal punto di vista del sistema di modulazione e di controllo.

Si possono infatti evidenziare alcune peculiarità riguardanti questi convertitori:

- DC-bus separati, alimentati da raddrizzatori collegati a secondari diversi di un trasformatore o a più trasformatori che possono fornire un isolamento galvanico, fondamentale per la sicurezza richiesta in molti sistemi;
- ogni DC-bus separato può essere inoltre controllato in modo indipendente, offrendo maggiore flessibilità nella gestione delle diverse parti di un sistema.

3.5.2 Stadi (ponti H) della topologia simmetrica generalizzata

Il singolo stadio definito anche *Ponte H*, mostrato in Figura 22, è composto da quattro interruttori statici di potenza che sono controllati da funzioni di commutazione (switching) i cui stati possibili sono descritti in Tabella 3.

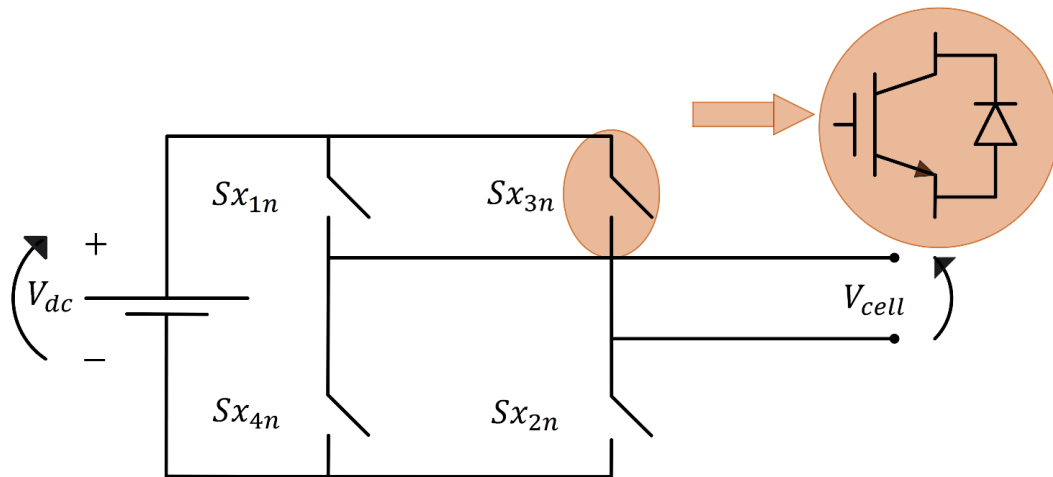


Figura 22 – Ponte H

Livello tensione	Ramo sinistro		Ramo destro	
	Sx_{1n}	Sx_{4n}	Sx_{3n}	Sx_{2n}
$+V_{dc}$	1	0	0	1
0^I	1	0	1	0
0^{II}	0	1	0	1
$-V_{dc}$	0	1	1	0

Tabella 3 – Stati di commutazione della singola Cella

Ogni stadio è controllato da due funzioni indipendenti (13) che agiscono proprio sul singolo ramo dell' $n - \text{esimo}$ stadio:

$$s_n = \begin{cases} 1 \rightarrow Sx_{1n} = ON, Sx_{4n} = OFF \\ 0 \rightarrow Sx_{1n} = OFF, Sx_{4n} = ON \end{cases} \quad (13)$$

dove la x rappresenta la fase mentre s_n le rispettive funzioni di commutazione dei due rami.

3.5.3 Configurazione costruttiva

Analizzando la costruzione di questa tipologia di convertitori e studiandone la conformazione topologica si evince che per ogni stadio la tensione di uscita è calcolata come la differenza di tensione tra le due Basic Cell (14) di cui è composto il singolo stadio:

$$v_n = V_c * (s_{2n-1} - s_{2n}) \quad (14)$$

dove v_n è la tensione ai capi del singolo stadio, s_{2n-1} e s_{2n} sono le due funzioni di commutazione mentre V_c è la sorgente di tensione dell' $n - \text{esimo}$ stadio in questione.

Nell'ipotesi di alimentare tutti gli stadi con sorgenti di tensione uguali e costanti allora la tensione finale complessiva è calcolata sommando (15) tutti i singoli contributi degli stadi dato il collegamento serie degli stessi sulle fasi:

$$v_{f_out} = V_c * \sum_{n=1}^{\frac{n-1}{2}} (s_{2n-1} - s_{2n}) \quad (15)$$

dove v_{f_out} è la tensione di fase ottenuta come somma dei contributi dei singoli stadi, mentre V_c è la sorgente di tensione ipotizzata uguale e costante per tutti gli stadi (Figura 23)

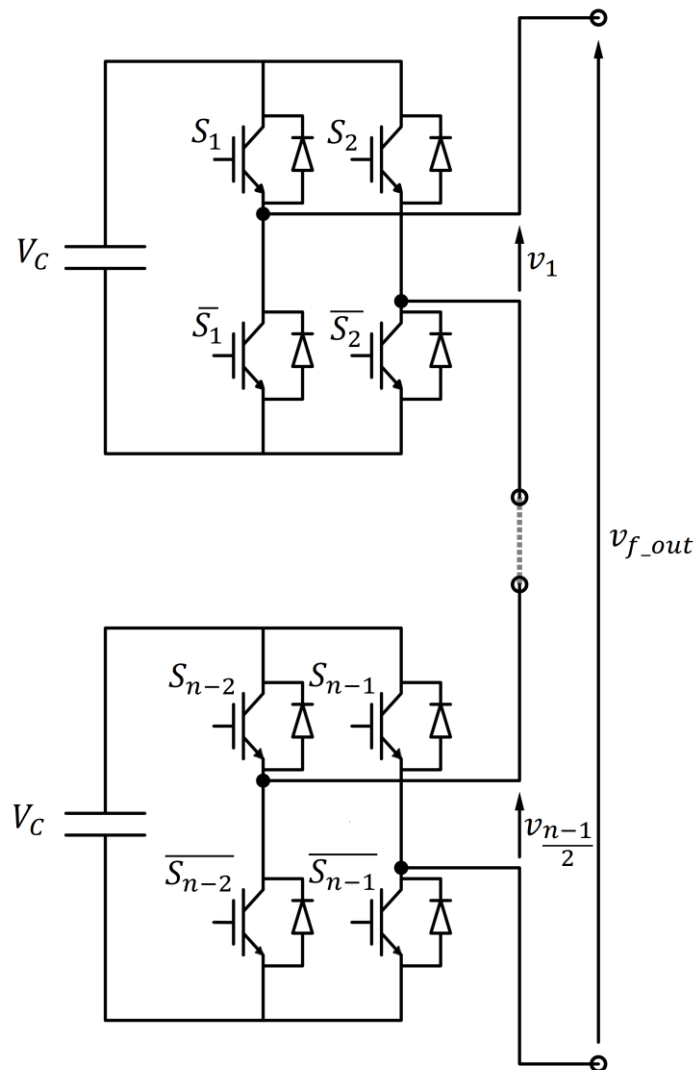


Figura 23 – Esempio di collegamento in serie degli stadi (Ponti H) in una fase di un convertitore $N_{livelli}$ con DC-bus indipendenti

3.5.4 Tecniche di modulazione

Premesso che esistono diverse tecniche di modulazione definite a larghezza di impulso (PWM), le principali e più conosciute sono:

- 1) modulazione a sotto-oscillazione,
- 2) modulazione programmata:
 - a) eliminazione armoniche definite e prefissate,
 - b) minimizzazione dell'oscillazione di corrente o di coppia
- 3) modulazione vettoriale
- 4) modulazione random.

Nel caso dei convertitori multilivello le tecniche più utilizzate per la modulazione del Duty Cycle per gli interruttori statici sono del tipo a sotto-oscillazione:

- 1) Level Shifted Pulse Width Modulation (LSPWM)
- 2) Phase Shifted Pulse Width Modulation (PSPWM)

oppure di tipo vettoriale:

- 3) Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM)

4 Tecniche di modulazione per sistemi di conversione statica modulari multilivello (MMC)

4.1 Introduzione

Dalla stessa introduzione e successiva diffusione dei convertitori di potenza, è diventata parte fondamentale, per uno sviluppo congiunto con gli stessi, la ricerca sui sistemi di modulazione che permettono di riprodurre al meglio un segnale di riferimento voluto.

Lo scopo di questi sistemi, che operano sui comandi degli interruttori statici in maniera discreta (ON-OFF), è quello di cercare di ottenere un valore medio della tensione di uscita pari a quello del segnale di riferimento in ingresso al sistema modulante stesso.

Per le tipologie di convertitori multilivello analizzate nei capitoli precedenti sono stati sviluppati negli anni modulatori che implementano e applicano alcune modifiche e variazioni a tecniche già precedentemente note e classificabili a seconda della frequenza di commutazione dei dispositivi statici:

- a) modulatori a commutazione a frequenza di rete
- b) modulatori a commutazione ad alta frequenza

Ovviamente ogni strategia di modulazione ha caratteristiche e prestazioni diverse e deve essere valutata a seconda delle esigenze progettuali e implementative:

- 1) perdite
- 2) distorsioni armoniche introdotte su tensioni e correnti
- 3) complessità progettuale
- 4) compatibilità con altri e diversi sistemi
- 5) flessibilità e scalabilità della soluzione adottata

Nel caso di convertitori multilivello sia che utilizzino sorgenti in continua comuni o separate, come visto e introdotto nei capitoli precedenti, le strategie di controllo e commutazione utilizzate sono implementate generalmente con modulatori ad alta frequenza.

Tra queste strategie le più frequentemente utilizzate, per via della maggior semplicità implementativa, sono quelle basate sull'utilizzo di un segnale portante definite SPWM (Sinusoidal Pulse Width Modulation), e quelle che controllano gli interruttori statici con la tecnica di modulazione vettoriale, SVPWM (Space Vector Pulse Width Modulation) [22].

Le tecniche SPWM sfruttano il confronto tra un segnale portante, generalmente triangolare, e uno di riferimento (modulante) per creare i segnali di controllo degli interruttori modulandone l'ampiezza. Queste tecniche offrono una maggiore semplicità di implementazione e un controllo indipendente sulle fasi del sistema.

Tra queste ci sono Level Shifted e Phase Shifted che ha il notevole vantaggio di offrire una minore distorsione armonica.

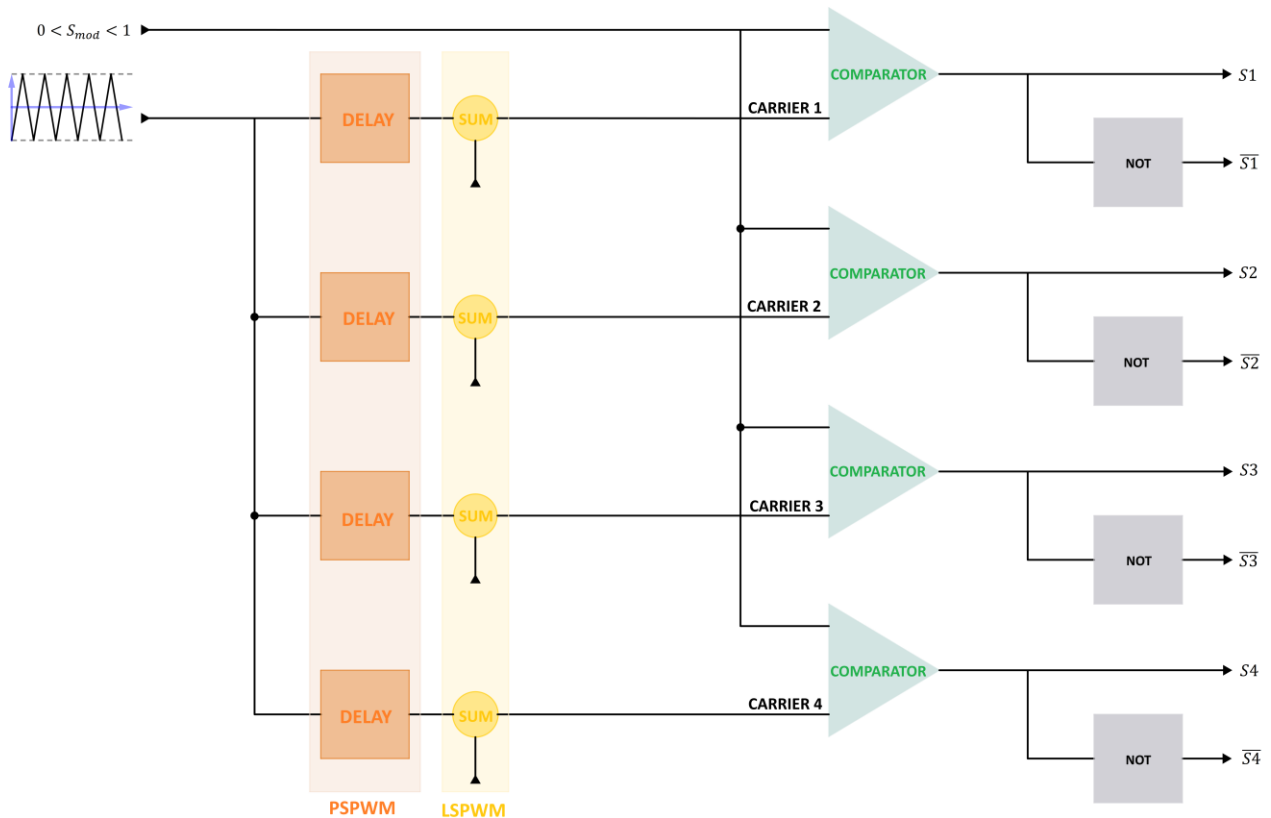


Figura 24 – Esempio di schema a blocchi dei comandi generati da modulatore LSPWM - PSPWM

La tecnica SVPWM invece, controlla direttamente le tensioni fase-fase attraverso l'opportuna trasformazione del riferimento sinusoidale trifase in un dominio bidimensionale (α, β) e controlla quelle di fase solo implicitamente. Questa tecnica, offrendo il vantaggio di una manipolazione diretta delle attivazioni degli interruttori statici, consente di generare sequenze di commutazione che approssimano meglio il vettore della tensione di riferimento.

Questo si traduce in un migliore sfruttamento della tensione disponibile con una riduzione del contributo armonico sull'uscita del convertitore.

4.2 Level Shifted Pulse Width Modulation (LSPWM)

I sistemi di modulazione che utilizzano più segnali portanti traslati di livello sono stati principalmente utilizzati in applicazioni con convertitori di tipo DCMC, senza però escludere il loro utilizzo anche per sistemi con topologia multilivello a Ponti H [23].

Il rapporto tra le portanti opportunamente traslate in ampiezza e il numero di livelli del convertitore, può essere così descritto (16), indipendentemente dalla tipologia dello stesso:

$$N_{carrier} = N_{level} - 1 \quad (16)$$

dove $N_{carrier}$ è il numero delle portanti utilizzate mentre N_{level} è il numero dei livelli del convertitore statico.

I segnali di Gate sono generati come nella più semplice SPWM dall'uscita di un modulo comparatore che confronta il segnale di riferimento V_{rif} , uguale per tutti i moduli, con il segnale portante che risulta differenziato in ampiezza a seconda del livello del convertitore nel caso di sistemi di tipo DCMC oppure del ramo e dello stadio nel caso di convertitori CHBMC (Figura 24).

Nell'utilizzo di questa tecnica, prima di introdurre l'alternativa alla traslazione in ampiezza delle portanti e cioè il loro sfasamento, possono essere introdotte alcune varianti:

- 1) Phase Disposition Pulse Width Modulation (PD-PWM) che prevede coefficienti di fase delle portanti uguali
- 2) Phase Opposition Disposition Pulse Width Modulation (POD-PWM) che prevede le portanti in opposizione di fase rispetto all'asse dei tempi (ascisse) e cioè se quelle comprese tra 0 e 1 avranno fase positiva (coefficiente pari a 1) quelle comprese tra 0 e -1 avranno invece fase opposta (coefficiente pari a -1)
- 3) Alternative Phase Opposition Disposition Pulse Width Modulation (APOD-PWM) che prevede le portanti in opposizione di fase in maniera alternativa e non più rispetto all'asse delle ascisse.

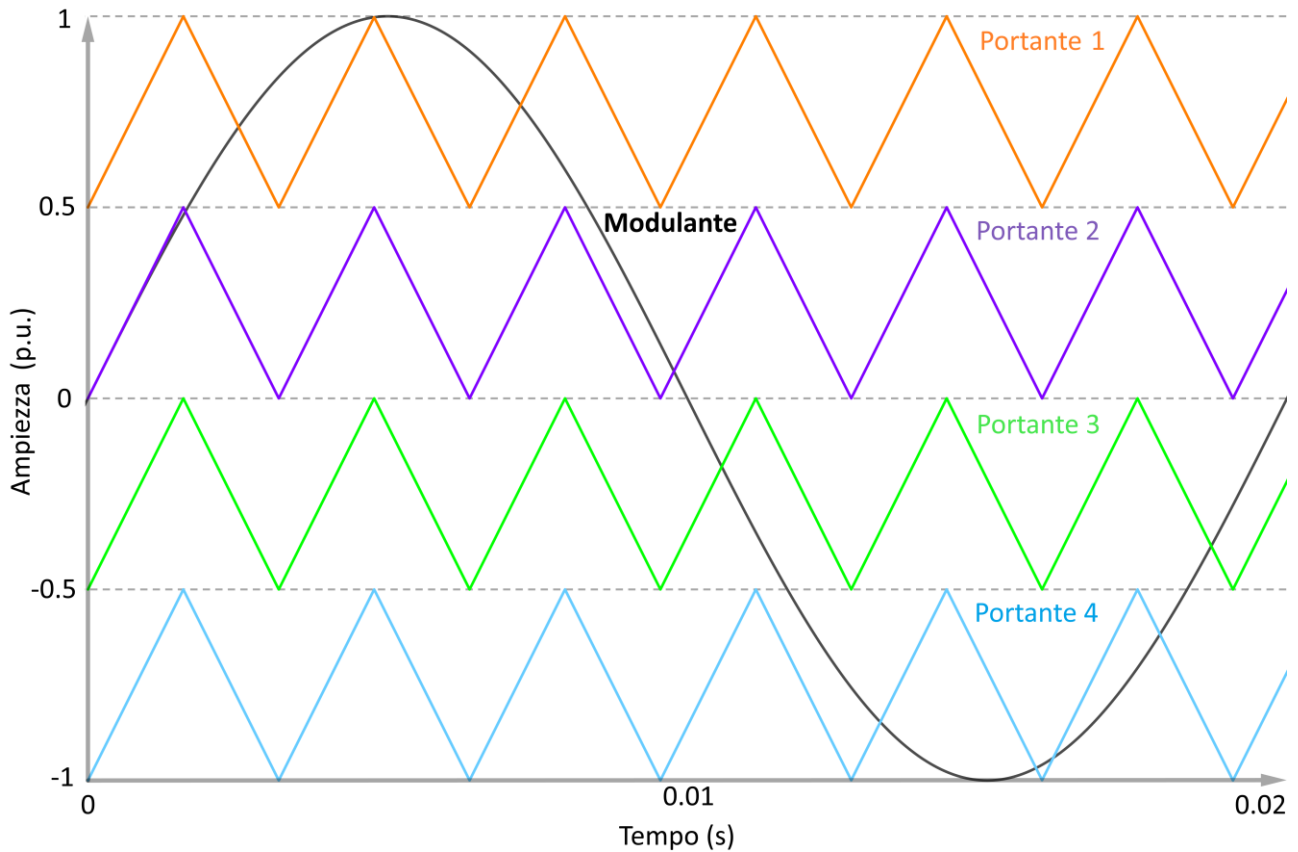


Figura 25 – Esempi di segnali nel modulatore Level Shifted con la tecnica PD-PWM

La tecnica PD-PWM (Figura 25) a traslazione di livello, piuttosto semplice dal punto di vista implementativo nonché della progettazione hardware e altrettanto utile per sintetizzare tensioni multilivello, permette di ottenere buone prestazioni sul piano del contributo armonico introdotto e quindi sulle distorsioni prodotte.

Il contributo energetico armonico, concentrato nella componente di modo comune della prima portante, si annulla nelle tensioni concatenate.

Ciò nonostante, essendo le tensioni di linea direttamente dipendenti da quelle dei rami del convertitore, non risulta possibile con queste tecniche lo sfruttamento di stati ridondati di un convertitore trifase al fine di ottimizzare il controllo sul DC-bus, cosa che è possibile fare solo rendendo indipendenti le tensioni di linea da quelle dei rami del convertitore.

4.3 Phase Shifted Pulse Width Modulation (PSPWM)

Partendo dal medesimo schema di modulatore visto in precedenza in Figura 24 e andando ad agire sui coefficienti si ottiene la modulazione a traslazione di fase dove tutte le portanti presentano uguale ampiezza ma risultano sfasate tra di loro come rappresentato in Figura 26.

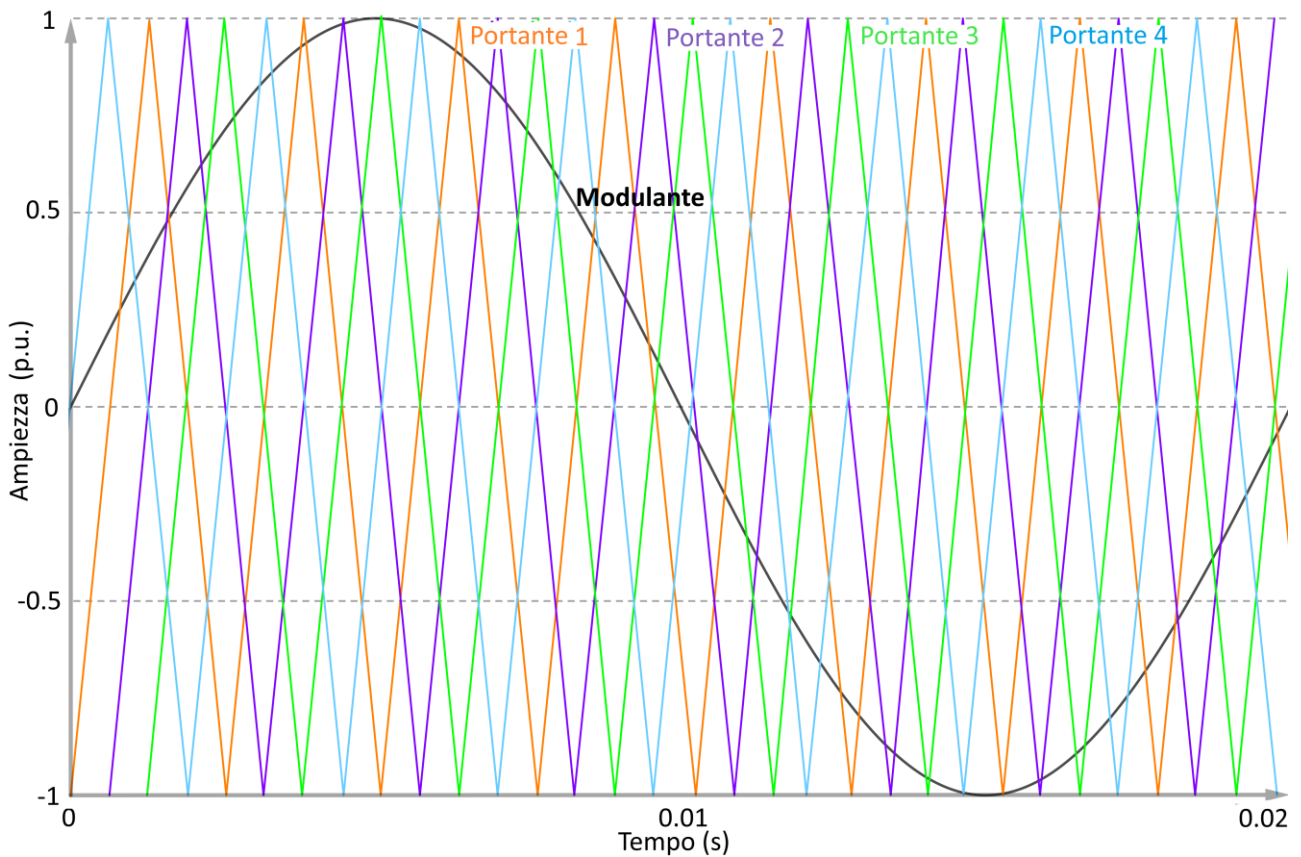


Figura 26 – Esempi di segnali nel modulatore Phase Shifted (PS-PWM)

Anche con questa tecnica come nel caso della precedente, seppur la semplicità della stessa risulti conveniente in alcuni casi, non è possibile l'uso ottimizzato del convertitore disaccoppiando le tensioni di linea da quelle dei singoli rami del convertitore.

Risulta anche in questo caso, come in quello precedente, impossibile ottenere un uso ottimizzato del convertitore con la finalità del bilanciamento delle tensioni sui condensatori del DC-bus.

Solo con una tecnica che permetta di pilotare un carico trifase collegato a stella, calcolando e valutando nel loro insieme le tre tensioni di linea V_{ab}, V_{bc}, V_{ca} e andando a scegliere poi la combinazione adeguata delle singole tensioni di fase V_{aN}, V_{bN}, V_{cN} , si può ottenere un bilanciamento delle tensioni al DC-bus.

4.4 Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM)

La modulazione vettoriale è una tecnica che permette proprio di disaccoppiare le tensioni di linea da quelle dei singoli rami e quindi di fase nei convertitori statici, e che può essere utilizzata in diverse tipologie e topologie di convertitori

Nel caso dello studio svolto per questa tesi nel particolare sarà descritta la sua implementazione per sistemi multilivello che utilizzano Ponti H in cascata (CHBMC - Cascaded H Bridge Multilevel Converter).

La peculiarità di questa tecnica è quella di rendere indipendenti le tensioni di linea da quelle di fase, disaccoppiando l'effetto delle variazioni di queste ultime rispetto alle correnti in uscita ai convertitori e di permettere lo sfruttamento di stati ridondanti.

Viene spesso utilizzata nei casi in cui sia richiesta una elevata risposta dinamica in sistemi che funzionano a frequenza variabile.

Permette inoltre di bilanciare al meglio le tensioni al DC-bus o su DC-bus separati nei sistemi multilivello che sfruttano più DC-link in continua, come ad esempio i CHBMC.

Questa tecnica di modulazione, ben nota e utilizzata soprattutto per il controllo e pilotaggio di convertitori a tensione impressa a 2-livelli (Voltage Source Converter), risulta abbastanza semplice da implementare per configurazioni hardware con pochi livelli ma aumenta notevolmente la sua complessità progettuale nel caso di aumento degli stessi.

4.4.1 Principio di funzionamento

Alla base del principio di funzionamento della modulazione vettoriale, al fine di ottenere la flessibilità e l'ottimizzazione nell'utilizzo dei sistemi di conversione statica multilivello descritte in precedenza, c'è la necessità di definire una terna di grandezze elettriche tramite un vettore spaziale associato, che identifichi univocamente il sistema di partenza [24].

Prendendo il caso di un avvolgimento trifase in un circuito ferromagnetico, nell'ipotesi in cui:

- a) gli avvolgimenti siano tutti equispaziati di 120 gradi elettrici ($\frac{2\pi}{3} rad$)
- b) il sistema di tensioni trifase di alimentazione abbia pulsazione ω

le singole fasi, sottoposte alle tensioni v_a, v_b, v_c , sono quindi attraversate dalle generiche correnti i_a, i_b, i_c .

Sotto queste ipotesi, poiché il circuito magnetico è dotato di simmetria assiale, le correnti assorbite dalle tre fasi dell'avvolgimento, soggette al sistema di tensioni simmetriche sopra descritte, costituiscono proprio un sistema di correnti equilibrato (17) definibile in maniera generica (Figura 27):

$$\begin{cases} i_a(t) = I_M * \cos(\omega t) \\ i_b(t) = I_M * \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{m}\right) \\ i_c(t) = I_M * \cos\left(\omega t - (m - 1) * \frac{2\pi}{m}\right) \end{cases} \quad (17)$$

dove nel caso in questione di un sistema trifase $m = 3$, ω corrisponde alla pulsazione del sistema mentre I_M al valore di picco della corrente.

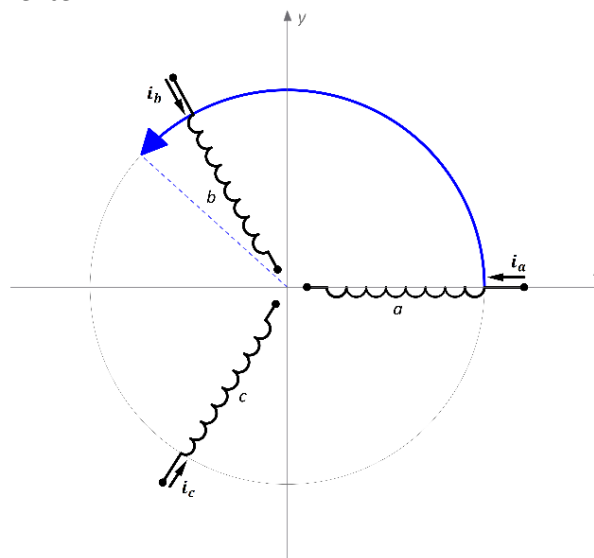


Figura 27 – Avvolgimento trifase riportato su piano bi-dimensionale

Con lo scopo di individuare in che punto e cioè per quale angolo elettrico ϑ_e la fondamentale del campo magnetico risultante è massima, e volendo prescindere dall'ampiezza uniforme o meno del traferro, la forza magnetomotrice risulta dipendente e proporzionale alla parte reale del fasore della corrente (18):

$$fmm(\vartheta_e, t) \propto \text{Re}\{\overline{I(t)}^* * e^{j\vartheta_e}\} \quad (18)$$

dove si identifica nel piano complesso il vettore (19) che indica dove risulta massima la forza magnetomotrice

$$\overline{I(t)} = i(t) * e^{j\varphi(t)} = i_a(t) * e^{j0} + i_b(t) * e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_c(t) * e^{j\frac{4\pi}{3}} \quad (19)$$

associato alla terna di correnti introdotte in precedenza di ampiezza pari a $i(t)$ e fase pari a $\varphi(t)$

Tale vettore, identificando la distribuzione istantanea, quindi intensità, direzione e verso della fmm nello spazio prodotta dalla terna di correnti, viene definito "vettore spaziale" (Figura 28).

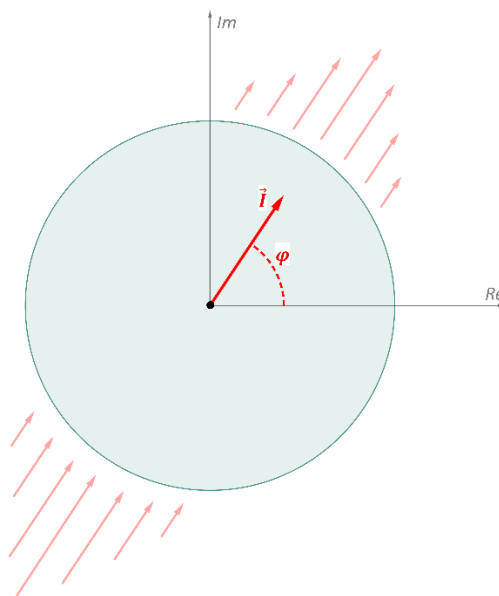


Figura 28 – Linee di campo associate al vettore spaziale

Nel caso in cui le tre correnti costituiscano proprio una terna sinusoidale simmetrica di ampiezza pari a I_0 e pulsazione pari a ω , come dalle ipotesi fatte, allora il corrispondente *vettore spaziale* associato avrà modulo costante pari a $\frac{3}{2}I_0$ e ruoterà a velocità costante pari proprio alla pulsazione della terna ω e con verso coincidente con il senso ciclico delle fasi.

Il sistema simmetrico ed equilibrato di correnti (20) si può riscrivere:

$$\begin{cases} i_a(t) = I_0 * \cos(\omega t + \varphi) \\ i_b(t) = I_0 * \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi) \\ i_c(t) = I_0 * \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3} + \varphi) \end{cases} \quad (20)$$

e può essere definire il *fasore* (21) associato alla medesima terna:

$$\bar{I} = I_0 * e^{j\varphi} \quad (21)$$

Partendo dalla (17) e passando al dominio dei fasori si ottiene la (22):

$$\begin{aligned} \overrightarrow{I(t)} = i(t) * e^{j\varphi(t)} = & [I_0 * \cos(\omega t + \varphi) * e^{j0}] + \left[I_0 * \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi\right) * e^{j\frac{2\pi}{3}} \right] + \\ & + [I_0 * \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3} + \varphi\right) * e^{j\frac{4\pi}{3}}] \end{aligned} \quad (22)$$

Usando l'identità del coseno:

$$\cos(x) = \frac{e^{jx} + e^{-jx}}{2} \quad (23)$$

e sostituendo opportunamente x nelle tre componenti individuate dalla (23), dopo alcuni passaggi si arriva ad individuare un legame tra il fasore stesso e il vettore spaziale associato (24) alla terna simmetrica (Figura 29):

$$\begin{aligned} \overrightarrow{I(t)} = \frac{I_0}{2} \left\{ 3 * e^{j(\omega t + \varphi)} + \left[e^{-j(\omega t + \varphi)} + e^{-j(\omega t + \frac{2}{3} + \varphi)} + e^{-j(\omega t - \frac{2}{3} + \varphi)} \right] \right\} = \frac{3}{2} * I_0 * e^{j(\omega t + \varphi)} = \\ = \frac{3}{2} * e^{j\omega t} * (I_0 * e^{j\varphi}) = \frac{3}{2} * \bar{I} * e^{j\omega t} \end{aligned} \quad (24)$$

avendo tenuto conto che la somma vettoriale, racchiusa tra parentesi quadre nella (24), di tre fasori sfasati di 120 gradi dà contributo nullo.

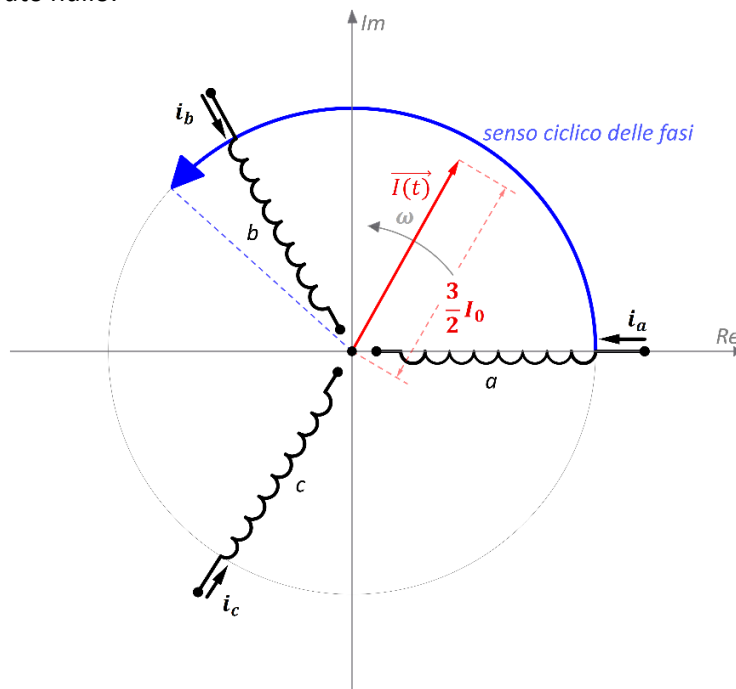


Figura 29 – Vettore spaziale nel piano complesso

Come già visto in precedenza, una terna simmetrica equilibrata di correnti, percorrendo le fasi dell'avvolgimento, determina una fondamentale di campo e quindi di forza magnetomotrice di ampiezza costante e con una pulsazione elettrica pari a quella delle correnti stesse.

Con la trattazione descritta attraverso il *vettore spaziale* si decide di considerare solo l'armonica fondamentale mentre per una trattazione più dettagliata, attraverso lo sviluppo in serie di Fourier si può tener conto delle armoniche di ordine superiore.

Infine, in aggiunta al vettore spaziale associato al sistema simmetrico nelle tensioni ed equilibrato nelle correnti, è utile tener conto anche della "componente omopolare" (25):

$$I_{om}(t) \triangleq i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) \quad (25)$$

che nel caso di avvolgimenti con centro stella isolato risulta normalmente nulla.

Analogamente a quanto visto per le correnti, si può estendere il concetto e la trattazione di vettore spaziale e la definizione di "componente omopolare" anche ad altre grandezze elettriche trifase, come ad esempio la terna di tensioni di riferimento (26) di un modulatore vettoriale:

$$\overrightarrow{V}(t) = v_a(t) * e^{j0} + v_b(t) * e^{-j\frac{2\pi}{3}} + v_c(t) * e^{-j\frac{4\pi}{3}} \quad (26)$$

4.4.2 Trasformazione di Clarke di una terna di correnti

Grazie alla trasformazione di Clarke si appropria in maniera semplificata al problema dell'individuazione di un *vettore spaziale* che, insieme alla componente omopolare, possa essere associato alla terna di grandezze trifase scelte.

Nel caso dello studio della modulazione vettoriale per sistemi a tensione impressa, questo problema prevede l'applicazione della trasformazione ad una terna di tensioni di fase simmetriche che vengono utilizzate dal modulatore come riferimento.

La trattazione verrà vista per la terna di correnti che possono essere raggruppate nel vettore colonna (27)

$$i_{abc} = \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad (27)$$

ricordando che la medesima trattazione potrà essere applicata alla terna di tensioni di riferimento per il modulatore.

Introducendo quindi una matrice (28) che permette la trasformazione dal dominio trifase al dominio di Clarke:

$$C_t = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (28)$$

si giunge ad una relazione (29) tra le grandezze nel dominio trifase di riferimento e quelle nel nuovo dominio individuato

$$i_{\alpha\beta 0} = C_t * \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad (29)$$

A questo punto essendo il sistema di riferimento trasformato in un dominio $\alpha\beta 0$ (30), risulta utile comprendere come possa questo nuovo sistema essere associato al piano complesso sul quale è stata basata la trattazione del *vettore spaziale*.

$$i_{\alpha\beta 0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} i_a & -\frac{1}{2}i_b & -\frac{1}{2}i_c \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2}i_b & -\frac{\sqrt{3}}{2}i_c \\ \frac{1}{\sqrt{2}}i_a & \frac{1}{\sqrt{2}}i_b & \frac{1}{\sqrt{2}}i_c \end{bmatrix} \quad (30)$$

Dalla (30) si individuano più facilmente le prime due componenti del vettore delle correnti dopo la trasformazione che formano a loro volta un vettore che giace in un piano $\alpha\beta$:

$$\begin{cases} i_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} * (i_a - \frac{1}{2}i_b - \frac{1}{2}i_c) \\ i_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}} * (\frac{\sqrt{3}}{2}i_b - \frac{\sqrt{3}}{2}i_c) \end{cases} \quad (31)$$

mentre la terza componente individuata (32) corrisponde, moltiplicata per un coefficiente pari a $\frac{1}{\sqrt{3}}$, a quella omopolare definita alla (25) per le correnti.

$$i_0 = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[\frac{1}{\sqrt{2}}i_a + \frac{1}{\sqrt{2}}i_b + \frac{1}{\sqrt{2}}i_c \right] \quad (32)$$

Riprendendo la formulazione nel piano complesso del vettore delle correnti della (19):

$$\vec{i}(t) = i_a(t) * e^{j0} + i_b(t) * e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_c(t) * e^{j\frac{4\pi}{3}} \quad (33)$$

si può esprimere lo stesso vettore associato nel piano complesso come:

$$\vec{I} = i_a * (1 + 0) + i_b * \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) + i_c * \left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) = \left(i_a - \frac{1}{2}i_b - \frac{1}{2}i_c\right) + j\left(\frac{\sqrt{3}}{2}i_b - \frac{\sqrt{3}}{2}i_c\right) \quad (34)$$

e confrontando le formulazioni (31) e (34) si ottiene la (35):

$$\begin{cases} i_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} * \text{Re}\{\vec{I}\} \\ i_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}} * \text{Im}\{\vec{I}\} \end{cases} \quad (35)$$

da cui si può evidenziare che, a meno di un coefficiente pari a $\sqrt{\frac{2}{3}}$, il vettore nel nuovo sistema di riferimento $i_{\alpha\beta}$ coincide con il *vettore spaziale* della trattazione qualora si imponga l'uguaglianza tra gli assi dei due domini descritto nella (36).

$$\begin{cases} ASSE_\alpha = ASSE_{Re} \\ ASSE_\beta = ASSE_{Im} \end{cases} \quad (36)$$

In conclusione, si evidenzia come il vettore delle correnti, trasformato nel piano $\alpha\beta$ grazie alla matrice di Clarke, abbia lo stesso significato fisico, dal punto di vista della *fmm* rappresentata, del *vettore spaziale* giacente nel piano complesso individuato in precedenza (Figura 30).

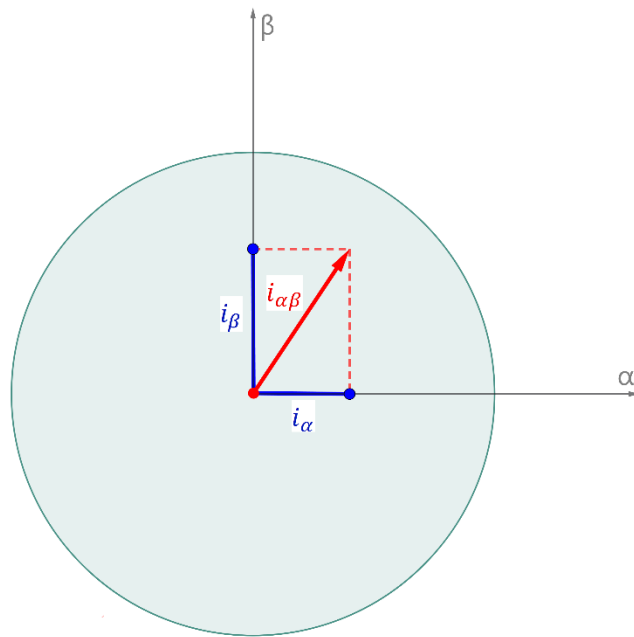


Figura 30 – Vettore spaziale delle correnti nel piano di $\alpha\beta$

Avendo associato un vettore sul piano complesso alla terna di correnti (17), e dimostrato che quest'ultimo corrisponde al *vettore spaziale*, si può riscrivere la (24) usando la notazione di Eulero:

$$\vec{I}(t) = \frac{3}{2} * \vec{I} * e^{j\omega t} = \frac{3}{2} * I_0 * e^{(j\omega t + \varphi)} = \frac{3}{2} * I_0 * [\cos(\omega t + \varphi) + j\sin(\omega t + \varphi)] \quad (37)$$

che quindi insieme alla (35) ci permette di ottenere le due componenti del vettore $i_{\alpha\beta}$ nel piano $\alpha\beta$ secondo la (38).

$$\begin{cases} i_\alpha(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} * Re\{\vec{I}(t)\} = \sqrt{\frac{2}{3}} * \frac{3}{2} * I_0 * \cos(\omega t + \varphi) = \sqrt{\frac{3}{2}} * I_0 * \cos(\omega t + \varphi) \\ i_\beta(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} * Im\{\vec{I}(t)\} = \sqrt{\frac{2}{3}} * \frac{3}{2} * I_0 * \sin(\omega t + \varphi) = \sqrt{\frac{3}{2}} * I_0 * \sin(\omega t + \varphi) \end{cases} \quad (38)$$

Sotto l'ipotesi che la componente omopolare della (25) risulti nulla, la terna simmetrica ed equilibrata di correnti I_{abc} , di ampiezza originaria pari a I_0 e pulsazione elettrica pari a ω , può essere associata nel dominio individuato al nuovo vettore delle correnti $i_{\alpha\beta}$.

Quest'ultimo avrà ampiezza costante pari a $\sqrt{\frac{3}{2}} I_0$ e ruoterà a velocità angolare pari alla pulsazione della terna di riferimento ω e con un verso dato proprio dal senso ciclico della medesima.

4.4.3 Trasformazione di Clarke di altre grandezze elettriche

La trasformazione di Clarke può essere applicata anche alle altre grandezze elettriche di fase, come flussi o tensioni, venendo però a mancare l'interpretazione e il significato fisico che invece nel caso delle correnti risultano più facilmente intuibili.

Nel caso della terna di tensioni di riferimento al modulatore vettoriale (39) nella forma di vettore colonna:

$$v_{abc} = \begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} \quad (39)$$

e partendo dalla formulazione di un vettore spaziale per una terna di tensioni simmetriche della (26) si ottiene nel dominio di Clarke la (40).

$$v_{\alpha\beta 0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} v_a & -\frac{1}{2}v_b & -\frac{1}{2}v_c \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2}v_b & -\frac{\sqrt{3}}{2}v_c \\ \frac{1}{\sqrt{2}}v_a & \frac{1}{\sqrt{2}}v_b & \frac{1}{\sqrt{2}}v_c \end{bmatrix} \quad (40)$$

In conclusione, sfruttando la convenzione degli utilizzatori, con la trasformazione di Clarke si passa da una "macchina reale" caratterizzata dalle tre fasi (a, b, c) percorse da tre correnti generiche (i_a, i_b, i_c) soggette a tre tensioni di fase (v_a, v_b, v_c), ad una "macchina nel dominio di Clarke" con due avvolgimenti ortogonali tra di loro giacenti sugli assi $\alpha - \beta$, percorsi dalle correnti trasformate i_α e i_β , soggetti alle tensioni trasformate v_α e v_β , più il terzo avvolgimento percorso dalla corrente omopolare i_0 soggetto a sua volta a una tensione omopolare v_0 (Figura 31).

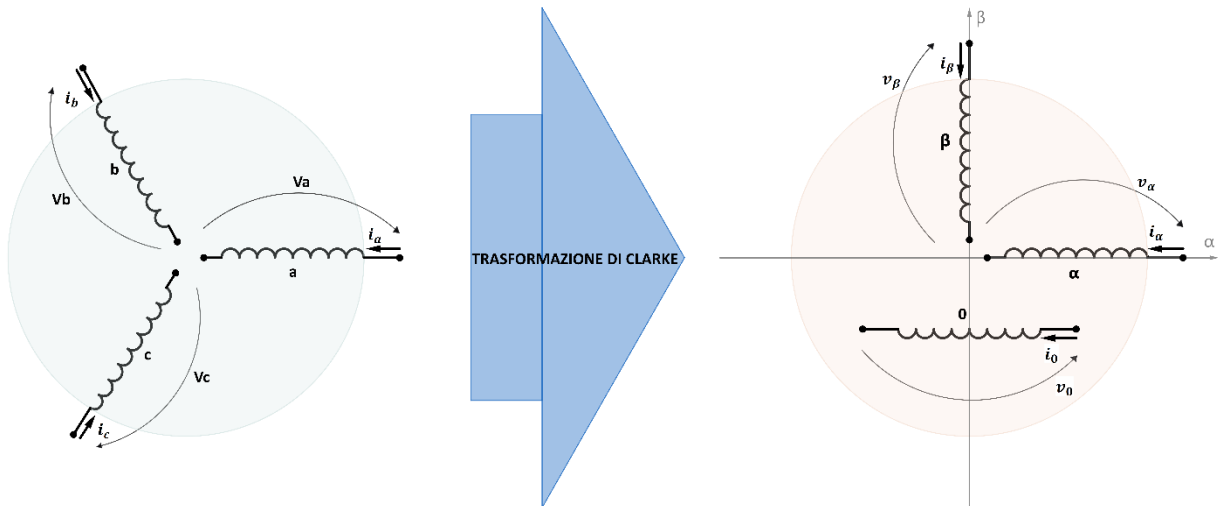


Figura 31 – Passaggio dalla “macchina reale” alla “macchina nel dominio di Clarke”

4.4.4 Trasformazione del riferimento in coordinate polari

Dopo la mappatura effettuata attraverso la trasformazione di Clarke, la terna di tensioni ricevuta dal modulatore risulta associata al *vettore spaziale*, che la identifica in maniera univoca, nelle sue due componenti v_α e v_β .

Pertanto, per procedere all’identificazione della posizione del vettore nel piano, si procede alla trasformazione in coordinate polari per ottenerne l’ampiezza V_{ref} e la relativa fase ϑ_{ref} istante per istante (Figura 32).

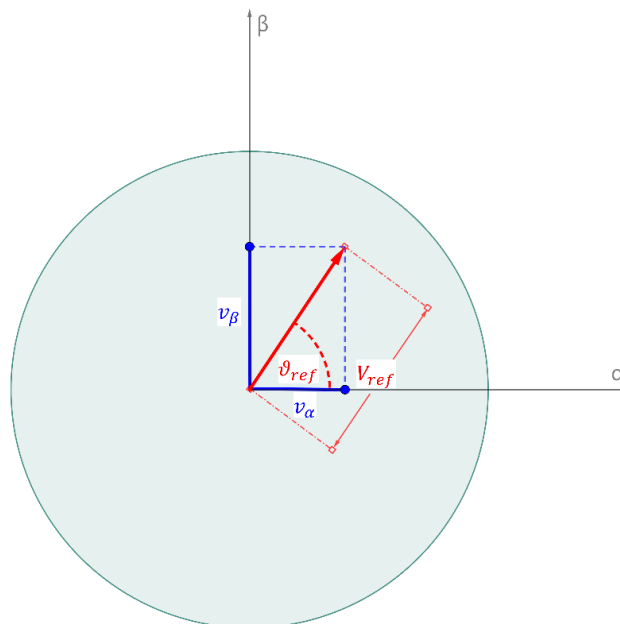


Figura 32 – Vettore spaziale delle tensioni nel piano di $\alpha\beta$ trasformato in coordinate polari

A questo punto può ritenersi raggiunto l'obiettivo primario di mappare la terna di tensioni di riferimento in ingresso al modulatore con un *vettore spaziale* che la rappresenti in maniera univoca.

Il vettore risultante in coordinate polari permette l'implementazione e l'applicazione dei diversi algoritmi basilari e necessari al funzionamento corretto del modulatore vettoriale generalizzato che è stato progettato:

- a) riconoscimento del settore di posizionamento
- b) calcolo dell'indice di modulazione
- c) mappatura dell'angolo tra 0 e $\frac{\pi}{3}$

5 Studio e progettazione del modulatore vettoriale per sistemi multilivello (CHBMC)

5.1 Introduzione

La ricerca di sistemi e topologie insensibili ai guasti e in grado di continuare a funzionare, seppur degradati, è di particolare interesse.

Considerando i diversi convertitori disponibili visti nei capitoli precedenti, a seconda del tipo di applicazione e della sua criticità, è stato valutato che un approccio generalizzato applicabile a qualsiasi topologia di convertitore multilivello potesse risultare di particolare interesse.

Poiché l'obiettivo del lavoro è stato quello di identificare, come precedentemente anticipato, un conveniente approccio generalizzato, il lavoro è partito proprio dallo studio delle configurazioni più semplici progredendo per step e aumentando la complessità topologica e di conseguenza quella progettuale.

5.2 Descrizione dell'approccio usato

A fronte della ricerca bibliografica effettuata inizialmente, il lavoro svolto è stato incentrato sull'applicazione e lo studio di un approccio che permettesse con un metodo trigonometrico di essere applicato a generiche configurazioni multilivello a Ponti H (CHBMC).

La tecnica qui presentata, partendo dal più semplice inverter a $2_{livelli}$ e passando per le configurazioni a $3_{livelli}$ (un Ponte H per fase) e $5_{livelli}$ (due Ponti H per fase), mostra l'applicabilità del metodo a sistemi a $N_{livelli}$.

Il lavoro è stato infine verificato grazie alla creazione di un modello in ambiente Matlab-Simulink che ha permesso la validazione dell'algoritmo in uso con una configurazione finale a 9-livelli (quattro Ponti H per fase).

Il modello del modulatore validato su Matlab-Simulink è stato in grado, durante le fasi di test, di passare da un funzionamento a 9-livelli (0 guasti) a un funzionamento a 3-livelli (3 guasti).

A tal fine lo studio è stato incentrato, per scelta progettuale, sullo sviluppo di una "*scatola nera*", programmata quasi esclusivamente in codice C per una maggiore semplicità nella successiva fase di debug. Quest'ultima riceve una terna delle tensioni di riferimento, in uscita da un sistema di regolazione, e genera le sequenze di impulsi di uscita da inviare direttamente alle schede di controllo degli interruttori statici.

5.3 Introduzione al metodo utilizzato

I sistemi multilivello che utilizzano Ponti H sono sistemi che utilizzano, come introdotto, più circuiti in continua isolati tra loro.

Pertanto, le tensioni di fase V_a, V_b, V_c di un generico convertitore trifase CHBMC a $N_{livelli}$, normalizzate rispetto a un valore fisso della tensione ai capi del condensatore del circuito in corrente continua (DC-bus), possono essere espresse in funzione delle possibili combinazioni di commutazione relative a ciascuna fase del convertitore.

In condizioni operative normali e in assenza di guasti, si possono assumere i livelli disponibili nell'intervallo definito dalla (41).

$$\{-N_{celle}, -N_{celle} + 1, \dots, N_{celle} - 1, N_{celle}\} \quad (41)$$

dove N_{celle} è il numero di Ponti H per fase.

Quindi il numero totale di livelli (42) per ogni singola fase è pari a [25]:

$$N_{livelli} = 2 * N_{celle} + 1 \quad (42)$$

5.4 Riferimento al sistema di modulazione

Per ottenere flessibilità, il sistema di modulazione riceve in ingresso la terna di tensioni in uscita dal sistema di regolazione.

Questa stessa viene sintetizzata in un vettore colonna come descritto dalla (39).

Successivamente l'algoritmo interno trasforma la terna nel piano $\alpha\beta$ come descritto dalla (40).

Ottenuto il fasore $\overrightarrow{V_{ref}}$ (43) che ruota nel piano alla velocità ω , questo viene trasformato in coordinate polari:

$$\overrightarrow{V_{ref}} = V_{ref} e^{j\vartheta_{ref}} \quad (43)$$

al fine di ottenere ampiezza V_{ref} che varrà istante per istante (44):

$$V_{ref} = \sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \quad (44)$$

e la relativa fase ϑ_{ref} (45):

$$\begin{cases} (\alpha > 0) \rightarrow \vartheta_{ref} = \text{atan} \left(\frac{\beta}{\alpha} \right) \\ (\alpha < 0) \wedge (\beta < 0) \rightarrow \vartheta_{ref} = \text{atan} \left(\frac{\beta}{\alpha} \right) - \pi \\ (\alpha < 0) \wedge (\beta > 0) \rightarrow \vartheta_{ref} = \text{atan} \left(\frac{\beta}{\alpha} \right) + \pi \\ (\alpha < 0) \wedge (\beta = 0) \rightarrow \vartheta_{ref} = -\pi \\ (\alpha = 0) \wedge (\beta > 0) \rightarrow \vartheta_{ref} = \frac{\pi}{2} \\ (\alpha = 0) \wedge (\beta < 0) \rightarrow \vartheta_{ref} = -\frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (45)$$

dove α e β sono proprio le relative componenti del vettore spaziale nel dominio di Clarke.

A questo punto, poiché il sistema studiato utilizza sorgenti in continua separate, è conveniente supporre una configurazione che fornisca lo stesso livello di tensione continua in ingresso a tutti i Ponti H delle singole fasi. Il sistema calcola quindi l'indice di modulazione di ampiezza m_a (46) proporzionale al rapporto tra tensione di riferimento e tensione disponibile al DC-bus:

$$m_a \propto \frac{V_{ref}}{V_{DC-bus}} \quad (46)$$

utilizzando l'ampiezza V_{ref} del fasore, calcolata nella (44), insieme al valore della tensione di feedback dal DC-bus (V_{DC-bus}) nell'ipotesi che tutte le tensioni ai capi dei condensatori siano identiche.

5.5 Suddivisione del piano $\alpha\beta$

Nel caso più semplice dell'inverter trifase a 2-livelli, già descritto in Figura 12, il piano $\alpha\beta$, sul quale giace il vettore di riferimento, può essere rappresentato da un esagono, suddiviso in sei settori uguali, ciascuno dei quali è rappresentato da un triangolo equilatero derivante dalla geometria dell'esagono stesso (Figura 33).

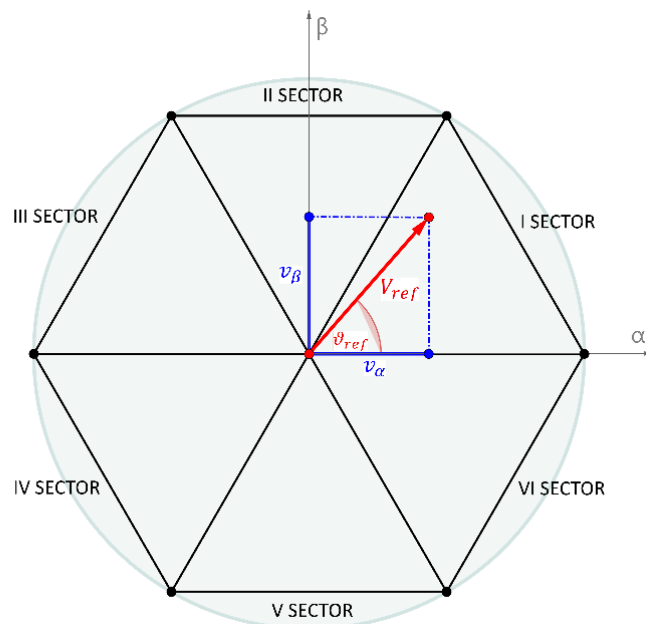


Figura 33 – Vettore spaziale delle tensioni nel piano di $\alpha\beta$ diviso in settori triangolari

Il caso semplificato descritto in Figura 33, che verrà meglio descritto nel seguito, serve anche come esempio base per approfondire la tecnica di modulazione vettoriale stessa applicata a convertitori con più livelli.

5.6 Indice di modulazione

5.6.1 Tecniche di modulazione in sotto-oscillazione (SPWM)

Nel caso delle altre tecniche di modulazione a larghezza di impulso, introdotte al Capitolo 4, vengono confrontati un segnale ad “alta frequenza” solitamente di forma triangolare simmetrica definito portante ed un segnale a “bassa frequenza” detto modulante.

Le inversioni della tensione di fase del convertitore sono imposte proprio nei punti di intersezione tra le due forme d’onda, agendo sugli interruttori del corrispondente ramo.

Per ogni periodo del segnale portante si hanno due commutazioni di ciascun interruttore del ramo (fase): una a “salita” ed una a “discesa” (Figura 34).

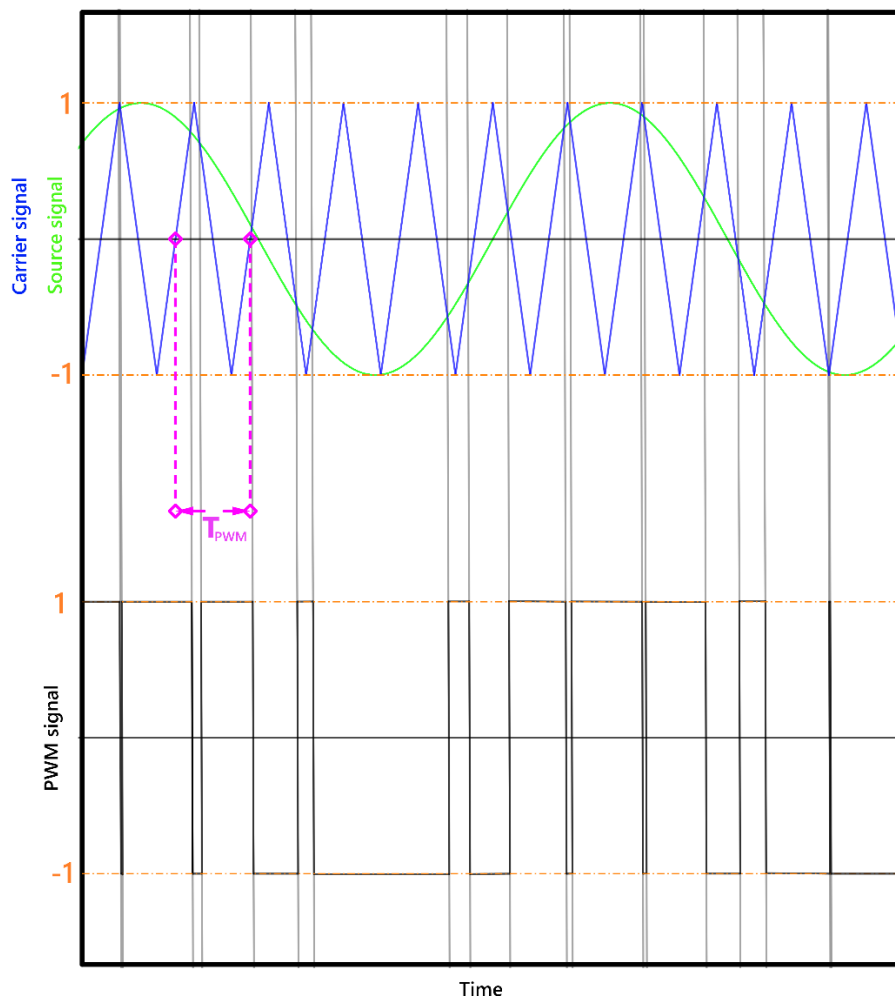


Figura 34 – Periodo di modulazione T_{PWM}

Tale intervallo viene proprio definito periodo di modulazione e il suo inverso viene definito frequenza di modulazione o di commutazione degli interruttori statici.

Definendo con V_p l'ampiezza della funzione portante ad alta frequenza $v_p(t)$, con pulsazione pari a ω_p , e con V_m l'ampiezza del segnale modulante di tipo sinusoidale $v_m(t) = V_m * \sin(\omega_m t + \varphi)$, si possono definire gli indici di modulazione in ampiezza m_a e di frequenza m_f secondo la (47).

$$\begin{cases} m_a = \frac{V_m}{V_p} \\ m_f = \frac{\omega_p}{\omega_m} \end{cases} \quad (47)$$

Come descritto in queste tecniche le due intersezioni tra segnale portante e modulante impongono le inversioni della tensione di uscita.

Per questo devono essere rispettate alcune condizioni (48) sugli indici visti alla (47).

$$\begin{cases} m_a \leq 1 \\ m_f > m_a * \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (48)$$

Nel caso dell'utilizzo di queste tecniche, definite di sotto-oscillazione, si può parlare di sovramodulazione (49) quando la modulante di riferimento supera in ampiezza la portante del sistema.

$$SOVRAMODULAZIONE \rightarrow V_m > V_p \rightarrow m_a = \frac{V_m}{V_p} > 1 \quad (49)$$

Per queste tecniche la sovramodulazione non è una tecnica differente, ma semplicemente l'estensione della sotto-oscillazione a valori $m_a > 1$.

Nel caso in cui si abbia $m_a > 1$, in corrispondenza del valore massimo e minimo della modulante con andamento sinusoidale, mancheranno alcune intersezioni con la portante proprio in conseguenza del fatto di avere un segnale modulante che lo supera in ampiezza.

In tali condizioni, la conseguenza diretta è la perdita di alcune inversioni della tensione di fase del convertitore.

Come possibile verificare anche a livello grafico, più aumenterà il valore di m_a e maggiore sarà il numero di inversioni mancanti sulla tensione di uscita, fino a giungere ad una situazione in cui non saranno più presenti intersezioni tra i due segnali e corrispondentemente si arriverà al funzionamento in onda quadra del convertitore statico (Figura 35).

La prima conseguenza che si evidenzia nel funzionamento in onda quadra è che l'ampiezza di prima armonica aumenta fino a raggiungere proprio quella dell'onda quadra (Figura 35), peggiorando al contempo il contenuto armonico fino a giungere anch'esso a quello relativo all'onda quadra.

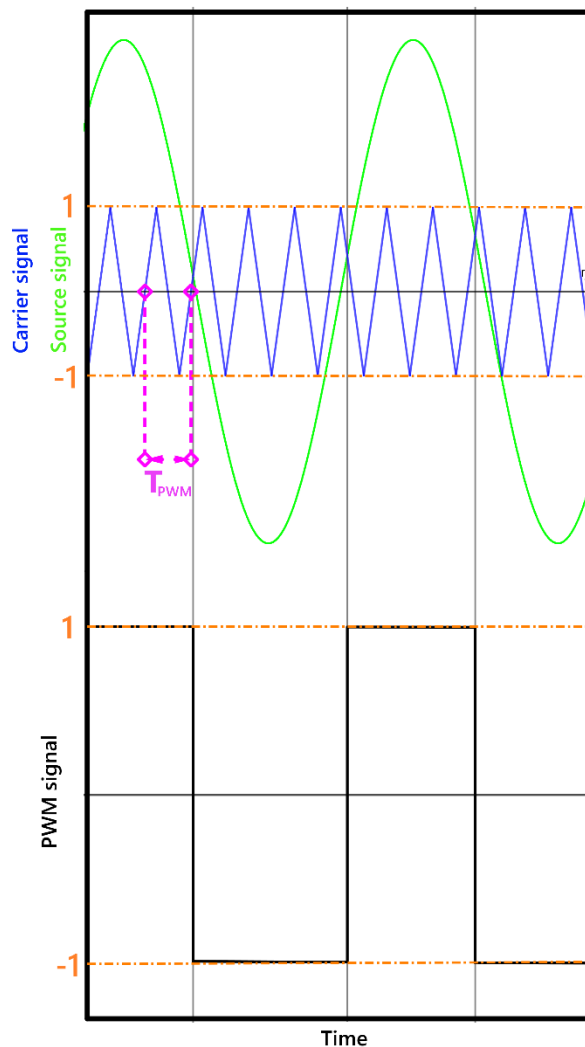


Figura 35 – Funzionamento onda quadra

5.6.2 Tecniche di modulazione vettoriale

Nel caso della modulazione vettoriale invece, avendo diviso il piano in un esagono scomposto a sua volta in sei triangoli equilateri, si deve fare attenzione visto che la validità di tutta la trattazione deve essere contestualizzata nel caso in cui il vettore spaziale di riferimento associato alla terna non superi i limiti imposti dal perimetro dell'esagono individuato.

Risulta necessario, al fine di poter selezionare un funzionamento alternativo per lo sconfinamento nella zona equivalente alla "sovramodulazione", individuare il valore massimo dell'indice di modulazione oltre il quale avviene tale sconfinamento.

Partendo dal sistema di riferimento in coordinate di Clarke, questo valore (50) può essere individuato, coincidendo con l'ampiezza del vettore spaziale riportato in coordinate polari, in corrispondenza di una fase pari a 30 gradi (Figura 36):

$$\vartheta_{ref} = \frac{\pi}{6} \rightarrow V_{ref} = \sqrt{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \quad (50)$$

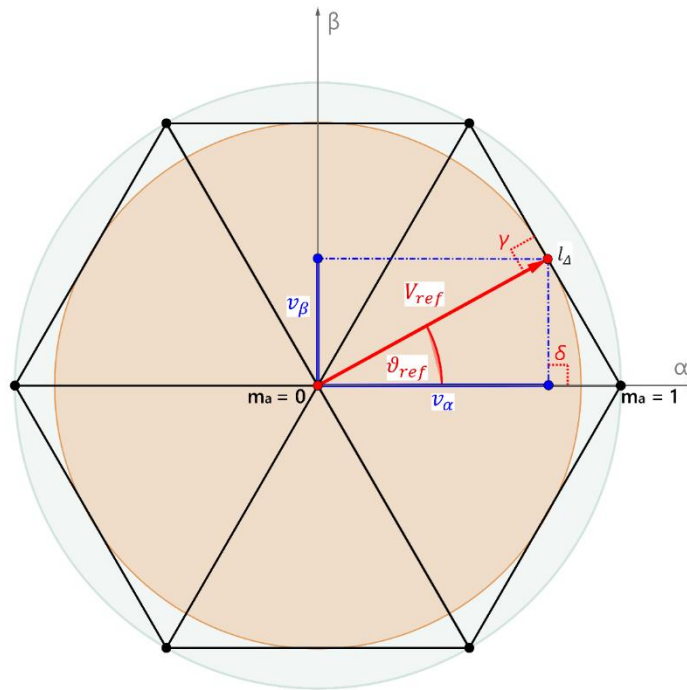


Figura 36 – Vettore spaziale delle tensioni nel piano di $\alpha\beta$ trasformato in coordinate polari

Considerando il lato l_{Δ} (51) di ogni singolo triangolo equilatero corrispondente al valore massimo unitario dell'indice di modulazione di ampiezza:

$$l_{\Delta} = m_a^{MAX} = 1 \quad (51)$$

si può calcolare il valore massimo dell'indice m_a per la tecnica di modulazione vettoriale non in sovr modulazione, corrispondente al raggio della circonferenza inscritta nell'esagono (52) e pertanto all'altezza definita dello stesso considerando i due angoli retti γ e δ :

$$m_a^{Lim} = v_{\alpha}^{MAX} = \frac{l_{\Delta} \cdot \sqrt{3}}{2} \quad (52)$$

dove, come visto in precedenza, viene imposto $l_{\Delta} = 1$.

5.7 Replica del vettore spaziale attraverso i vettori V1, V2 e V0

Avendo già introdotto al capitolo precedente la suddivisione del piano $\alpha\beta$ per il caso dell'inverter a 2-livelli, si può notare come le combinazioni (53) degli stati disponibili siano:

$$N_{stati}^{2-livelli} = (N_{livelli})^3 \quad (53)$$

Partendo dalla mappatura (54) degli otto stati possibili:

$$\begin{cases} V_0 \rightarrow 000 \\ V_1 \rightarrow 100 \\ V_2 \rightarrow 110 \\ V_3 \rightarrow 010 \\ V_4 \rightarrow 011 \\ V_5 \rightarrow 001 \\ V_6 \rightarrow 101 \\ V_7 \rightarrow 111 \end{cases} \quad (54)$$

e notando come la combinazione nulla, la prima e l'ultima nella (54), sia ottenibile con tutti gli switch superiori oppure inferiori contemporaneamente nello stato di ON, si possono far coincidere le sei combinazioni dei vettori di stato non nulle ai vertici dell'esagono e le due combinazioni nulle al centro dello stesso (Figura 37).

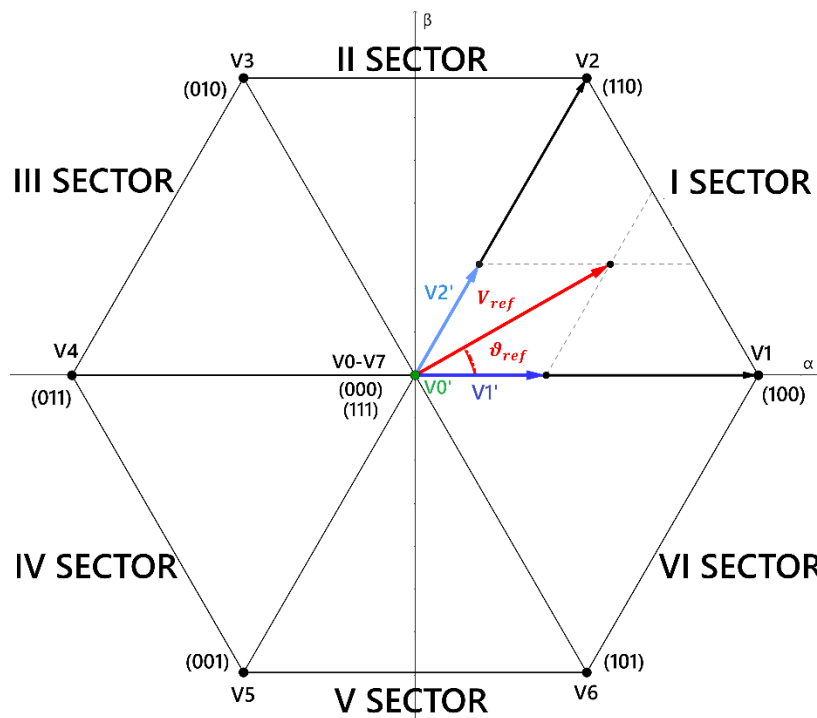


Figura 37 – Mappatura dei vettori di stato nel caso del convertitore a 2 livelli

Dopo l'associazione alla terna di riferimento di un vettore spaziale nel piano $\alpha\beta$, la modulazione vettoriale prevede di poter replicare questo stesso vettore nella sua posizione originale, istante per istante, attraverso l'utilizzo di tre vettori $V1, V2$ e il vettore origine $V0$ applicati secondo dei tempi opportunamente calcolati.

Ipotizzando che il vettore di riferimento si trovi nel primo settore di Figura 37 questi tre vettori sono individuabili secondo la (55).

$$\begin{cases} \beta = 0 \rightarrow V1' & \alpha > 0 \\ \beta = \sqrt{3}\alpha \rightarrow V2' & \alpha > 0 \\ O(0,0) \rightarrow V0' \end{cases} \quad (55)$$

da cui, giacendo il vettore $V1$ sull'asse α ($\alpha > 0$), essendo $V2$ individuato dalla retta passante per l'origine con pendenza pari a $\sqrt{3}\alpha$, essendo $V0$ individuato nell'origine degli assi, si può notare graficamente come dall'applicazione opportuna per un tempo calcolato di $V1, V2$ e $V0$ si giunga proprio ad ottenere i nuovi vettori $V1', V2'$ e $V0'$.

5.8 Calcolo dei tempi di applicazione dei vettori $V1, V2$ e $V0$

Occorre dapprima definire il tempo di switching T_s , durante il quale si hanno due commutazioni degli interruttori statici, una in accensione e una in spegnimento.

A questo punto, partendo da quanto visto finora, si può descrivere la relazione tra i tempi di applicazione di ciascuno dei tre vettori $V1, V2$ e $V0$ e il relativo tempo di commutazione con la (56).

$$T_a + T_b + T_c = \frac{T_s}{2} \quad (56)$$

dove T_a è il tempo di applicazione del vettore $V1$, T_c del vettore $V2$ e T_b del vettore nullo $V0$.

Dal vettore spaziale nel piano $\alpha\beta$, del quale sono note ampiezza e fase, si possono ricavare i tempi di applicazione dei tre vettori per il caso in analisi del convertitore a 2-livelli (57):

$$\begin{cases} T_{V1}^{app} \rightarrow T_a = \frac{T_s}{2} * m_a * \sin\left(\frac{\pi}{3} - \vartheta_{ref}\right) \\ T_{V2}^{app} \rightarrow T_c = \frac{T_s}{2} * m_a * \sin(\vartheta_{ref}) \\ T_{V0}^{app} \rightarrow T_b = \frac{T_s}{2} - T_a - T_c \end{cases} \quad (57)$$

Va tenuto in considerazione che la formulazione della (57) ha valore e validità trigonometrica all'interno del primo settore e cioè per $0 < \vartheta_{ref} < \frac{\pi}{3}$.

Risulta pertanto, come vedremo al Capitolo 5.9, necessario estendere la validità della medesima formulazione tra 0 e 2π .

Va aggiunto che la formulazione della [54] deriva dalla scelta di avere una simmetria della sequenza dei tempi di applicazione dei vettori $V1, V2$ e $V0$ rispetto all'istante $t = \frac{T_s}{2}$ come evidenziato in Figura 38, dove viene illustrata la sequenza dei tempi di applicazione dei tre vettori.

Risulta opportuno anche sottolineare come il passaggio dalla configurazione più semplice del convertitore a 2-livelli a uno con numero di livelli maggiore, permetta di ottenere un considerevole vantaggio sulla qualità delle tensioni sintetizzate in uscita, tenendo in considerazione una necessaria generalizzazione di questo metodo al fine semplificativo.

Tutto ciò potrà essere fatto introducendo anche coefficienti di compensazione calcolati specificamente in funzione del numero di livelli di tensione stessi, come verrà illustrato nei capitoli successivi.

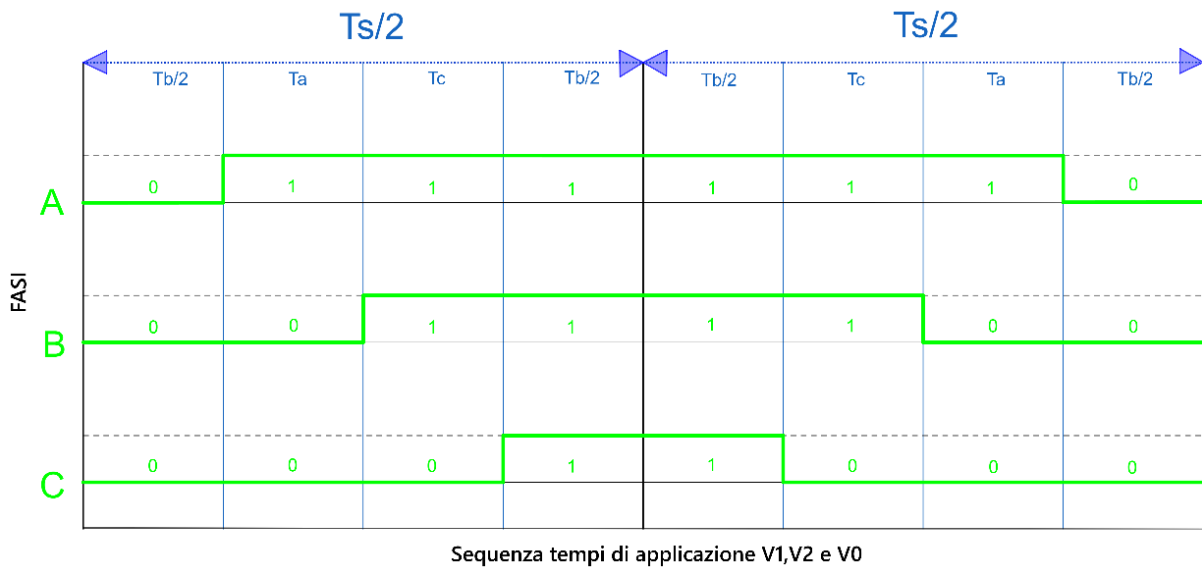


Figura 38 – Sequenza dei tempi di applicazione dei vettori V1, V2 e V0 del convertitore a 2-livelli con vettore di riferimento nel primo settore

5.9 Senso ciclico di applicazione in funzione del settore

Dopo aver introdotto la mappa degli stati disponibili e individuabili con i vertici dell'esagono con cui il piano $\alpha\beta$ viene rappresentato in maniera semplificativa, e volendo minimizzare le commutazioni degli interruttori statici ottenendo pertanto ad ogni transizione una sola commutazione, è necessario invertire l'applicazione della sequenza dei componenti vettoriali in ogni settore al variare della posizione rilevata del vettore spaziale di riferimento.

Prendendo proprio la mappa degli stati di Figura 37 e tenendo conto della scelta fatta con la (56) al fine di ottenere la simmetria di Figura 38, risulta necessario invertire il senso ciclico [26] ad ogni transizione tra un settore e l'altro (Figura 39).

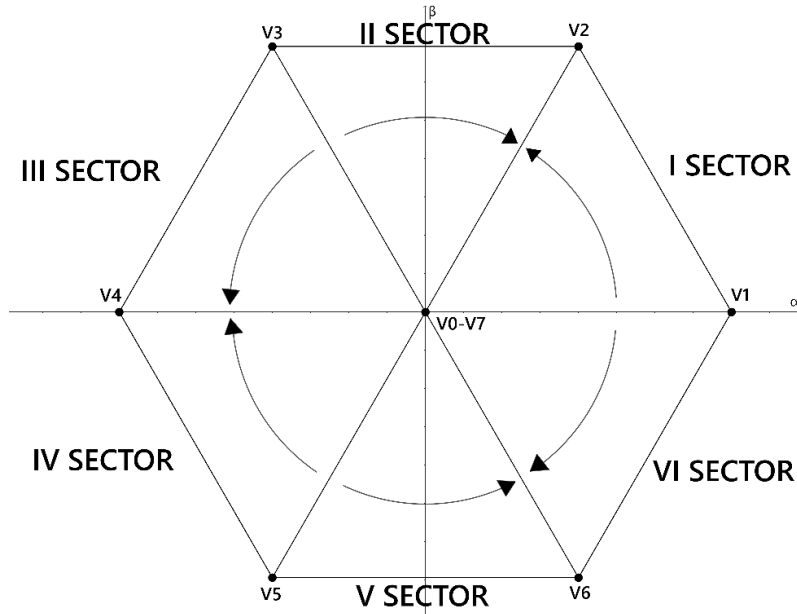


Figura 39 – Diagramma di sequenza dell'applicazione dei vettori V1, V2 e V0 per ciascun settore (invertir a 2-livelli)

A continuazione si descrive la transizione tra i vari settori, considerata la disposizione dei vettori da V_1 a V_6 ai vertici dell'esagono di Figura 37, considerata anche l'assegnazione degli stati assegnati ai medesimi della (54), nonché la simmetria voluta evidenziata nella Figura 38 si ottiene la (58)

$$\begin{array}{c}
 \text{SETTORE 1} \\
 \left\{ \begin{array}{l} V_0 \rightarrow 000 \\ V_1 \rightarrow 100 \\ V_2 \rightarrow 110 \\ V_7 \rightarrow 111 \\ V_7 \rightarrow 111 \\ V_2 \rightarrow 110 \\ V_1 \rightarrow 100 \\ V_0 \rightarrow 000 \end{array} \right. \rightarrow
 \end{array}
 \begin{array}{c}
 \text{SETTORE 2} \\
 \left\{ \begin{array}{l} V_0 \rightarrow 000 \\ V_3 \rightarrow 010 \\ V_2 \rightarrow 110 \\ V_7 \rightarrow 111 \\ V_7 \rightarrow 111 \\ V_2 \rightarrow 110 \\ V_3 \rightarrow 010 \\ V_0 \rightarrow 000 \end{array} \right. \rightarrow
 \end{array}
 \begin{array}{c}
 \text{SETTORE 3} \\
 \left\{ \begin{array}{l} V_0 \rightarrow 000 \\ V_3 \rightarrow 010 \\ V_4 \rightarrow 011 \\ V_7 \rightarrow 111 \\ V_7 \rightarrow 111 \\ V_4 \rightarrow 011 \\ V_3 \rightarrow 010 \\ V_0 \rightarrow 000 \end{array} \right. \rightarrow
 \end{array}
 \begin{array}{c}
 \text{SETTORE 4} \\
 \left\{ \begin{array}{l} V_0 \rightarrow 000 \\ V_5 \rightarrow 001 \\ V_4 \rightarrow 011 \\ V_7 \rightarrow 111 \\ V_7 \rightarrow 111 \\ V_4 \rightarrow 011 \\ V_5 \rightarrow 001 \\ V_0 \rightarrow 000 \end{array} \right. \rightarrow
 \end{array}
 \begin{array}{c}
 \text{SETTORE 5} \\
 \left\{ \begin{array}{l} V_0 \rightarrow 000 \\ V_5 \rightarrow 001 \\ V_6 \rightarrow 101 \\ V_7 \rightarrow 111 \\ V_7 \rightarrow 111 \\ V_6 \rightarrow 101 \\ V_5 \rightarrow 001 \\ V_0 \rightarrow 000 \end{array} \right. \rightarrow
 \end{array}
 \begin{array}{c}
 \text{SETTORE 6} \\
 \left\{ \begin{array}{l} V_0 \rightarrow 000 \\ V_1 \rightarrow 100 \\ V_6 \rightarrow 101 \\ V_7 \rightarrow 111 \\ V_7 \rightarrow 111 \\ V_6 \rightarrow 101 \\ V_1 \rightarrow 100 \\ V_0 \rightarrow 000 \end{array} \right. \quad (58)
 \end{array}$$

L'applicazione dell'inversione del senso ciclico permette la minimizzazione delle commutazioni degli interruttori statici secondo la mappatura degli stati scelta.

5.10 Mappatura degli altri settori rispetto al primo

Già nel più semplice caso del convertitore a 2-livelli, una volta individuato un metodo che permetta il riconoscimento della posizione nel primo settore, diventa conveniente generalizzare per simmetria il metodo riconducendo (59) tutti gli altri al medesimo (Figura 39):

$$\begin{cases} \vartheta_{ref,map} = \vartheta_{ref} - (N_{sector} - 1) * \frac{\pi}{3} & \text{if } \vartheta_{ref} \geq 0 \\ \vartheta_{ref,map} = \vartheta_{ref} - (N_{sector} - 1) * \frac{\pi}{3} + 2\pi & \text{if } \vartheta_{ref} < 0 \end{cases} \quad (59)$$

dove N_{sector} è il settore di posizione del vettore e $\vartheta_{ref,map}$ è l'angolo mappato per ciascun settore tra 0 e $\frac{\pi}{3}$.

Questa tecnica permette, una volta rilevata la posizione del vettore spaziale e quindi individuato il settore di posizione del vettore riferimento nel piano $\alpha\beta$, di lavorare in maniera semplificata soltanto nella porzione del piano tra 0 e $\frac{\pi}{3}$ (Figura 40), ricavando i nuovi tempi di applicazione dei tre vettori:

$$\begin{cases} T_{V1}^{app,mapp} \rightarrow T_a = \frac{T_s}{2} * m_a * \sin\left(\frac{\pi}{3} - \vartheta_{ref,map}\right) \\ T_{V2}^{app,mapp} \rightarrow T_c = \frac{T_s}{2} * m_a * \sin(\vartheta_{ref,map}) \\ T_{V0}^{app,mapp} \rightarrow T_b = \frac{T_s}{2} - T_a - T_c \end{cases} \quad (60)$$

dove il nuovo angolo $\vartheta_{ref,map}$ ricavato dalla (59) viene inserito nella formulazione della (57) al fine di ottenere proprio la (60).

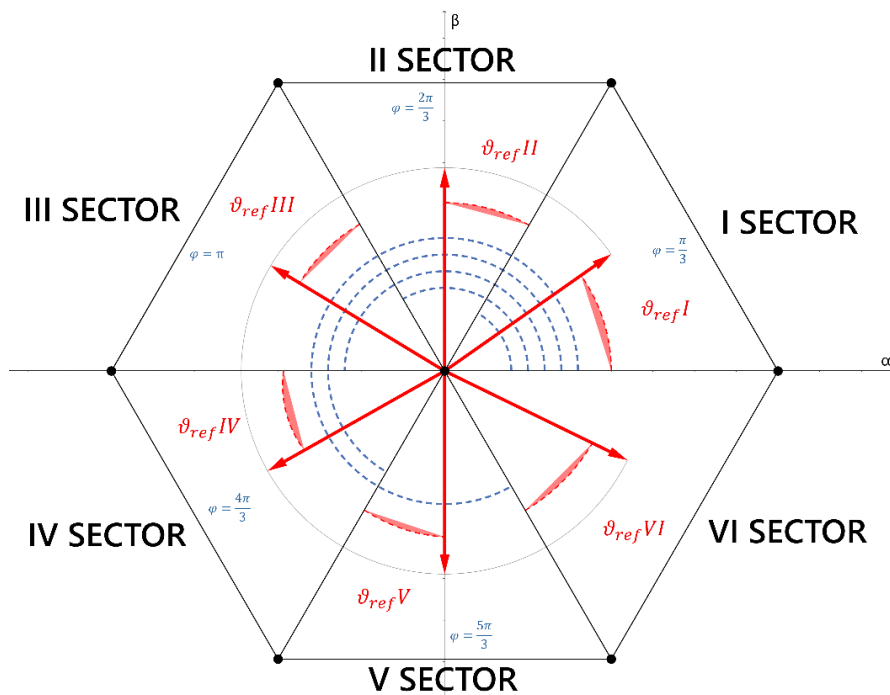


Figura 40 – Mappatura rispetto al primo di tutti gli altri settori nel caso del convertitore a 2 livelli

Lavorando con l'obiettivo di passare allo studio e progettazione del modulatore vettoriale per sistemi multilivello, emerge fin da subito l'esigenza di trovare un metodo semplificato che permetta una corretta generalizzazione a livello implementativo per adattare questo metodo a configurazioni di difficoltà crescente.

Tutto questo verrà a mano a mano approfondito nel prosieguo della trattazione.

5.11 Metodo di suddivisione del piano

5.11.1 Metodo applicato al convertitore a 3-livelli

A fronte delle considerazioni fatte sulla modulazione vettoriale e di quanto evidenziato in Figura 36 nello stesso capitolo, è chiaro come la suddivisione del piano stesso e quindi dell'esagono si complichino già al passaggio dalla più semplice configurazione del convertitore a 2-livelli di Figura 12 a quello a 3-livelli di Figura 41 utilizzando una configurazione con un singolo Ponte H per fase in un CHBMC.

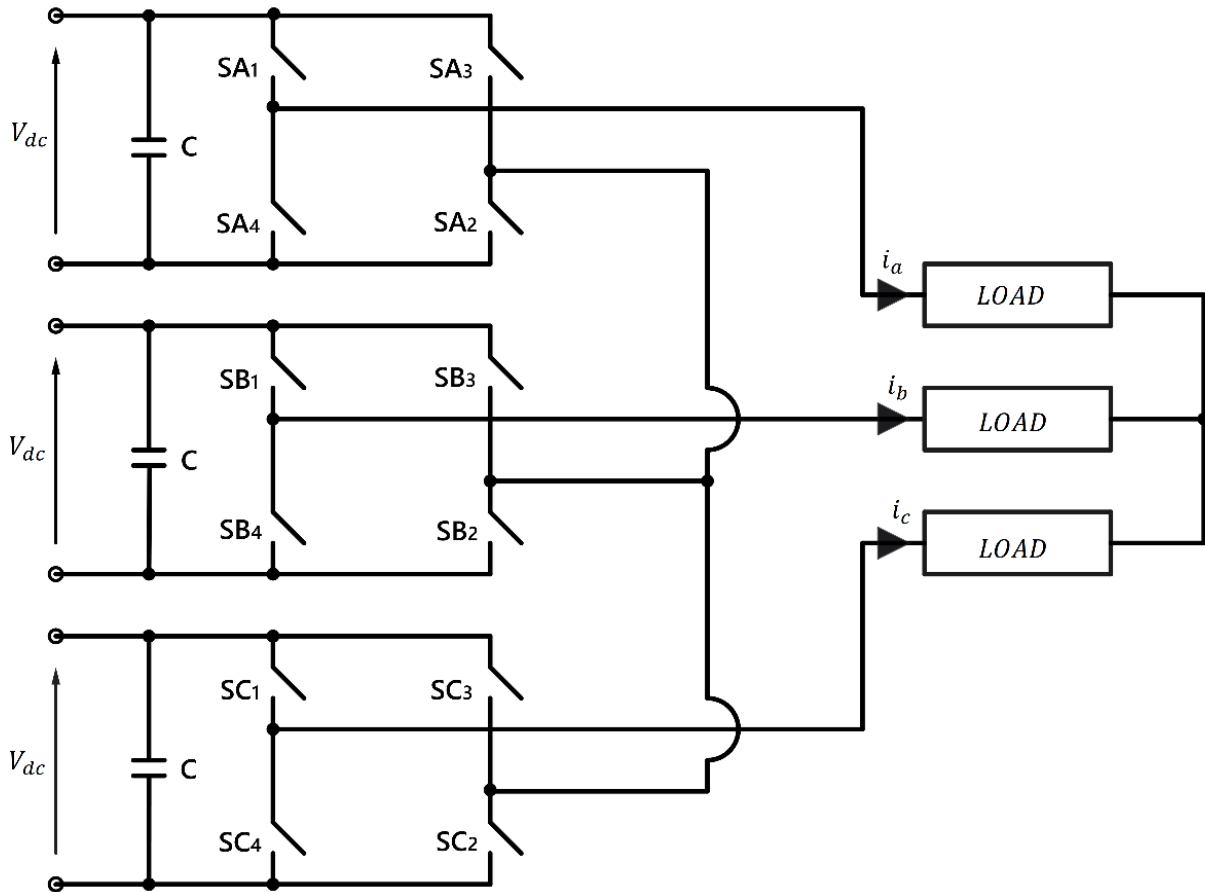


Figura 41 – Convertitore a 3-livelli a ponti H (CHBMC)

Nel convertitore a 2-livelli i vertici dell'esagono corrispondono a un valore dell'indice di modulazione $m_a = 1$, risultando tre i punti individuati come vertici di ogni singolo triangolo corrispondente al settore di posizionamento del vettore riferimento.

Già a partire dalla configurazione con un solo Ponte H per fase, possono essere identificate due tipologie di triangoli diversi, evidenziati in Figura 42, in cui si può trovare il vettore spaziale di riferimento.

Per poter procedere a una generalizzazione del metodo, queste tipologie possono opportunamente essere distinte, anche per praticità implementativa, definendole secondo la (61).

$$\begin{cases} \triangle \text{Punta in alto} = \triangle \text{TIPO 1} \rightarrow \text{REGIONE 1,2,4} \\ \nabla \text{Punta in basso} = \triangle \text{TIPO 2} \rightarrow \text{REGIONE 3} \end{cases} \quad (61)$$

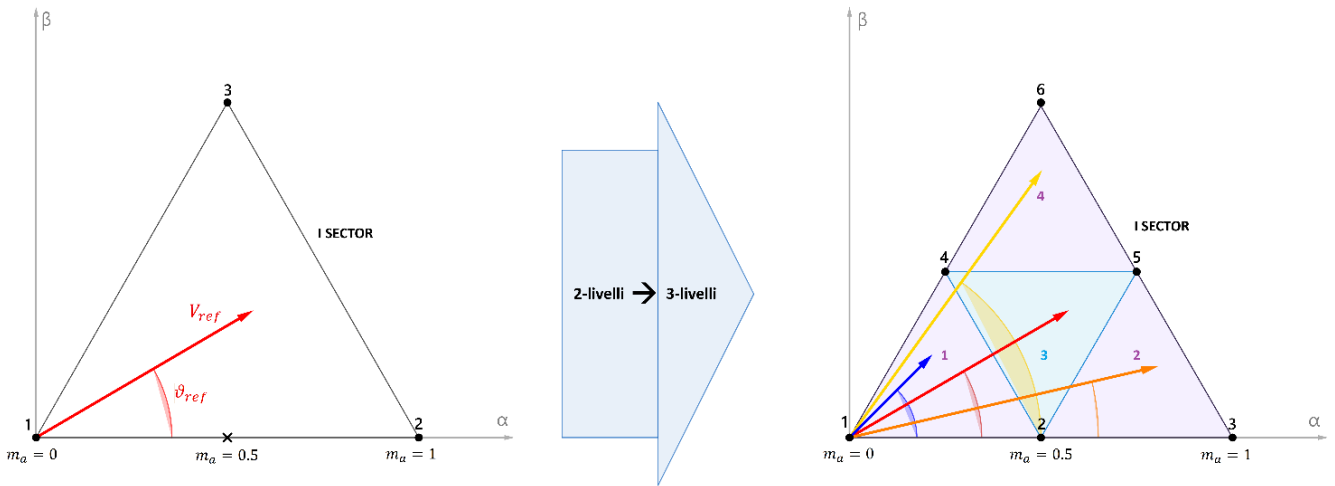


Figura 42 – Identificazione della posizione del vettore di riferimento nel passaggio da un convertitore a 2-livelli a quello a 3-livelli

Se per il convertitore a 2-livelli avevamo considerato che il lato l_{Δ} di ogni singolo triangolo equilatero corrispondeva al valore unitario dell'indice di modulazione di ampiezza, in questo caso il lato (62) avrà una misura pari a:

$$l_{\Delta} = \frac{m_a^{MAX}}{(N_{livelli}-1)} \quad (62)$$

Prendendo sempre a riferimento il convertitore a 2-livelli, utilizzando la modulazione vettoriale ad ogni vertice di ogni triangolo viene fatta corrispondere una combinazione di stati disponibili diversa per ognuno dei sei settori in cui viene diviso l'esagono nel piano $\alpha\beta$.

In questa nuova configurazione a 3-livelli si evidenziano pertanto sei vertici a cui corrispondono le diverse combinazioni degli stati disponibili di Figura 43.

In linea generalizzata si otterranno per ogni settore un numero di vertici dipendenti dal numero dei livelli del convertitore (63):

$$N_{vertici} = \sum_{i=0}^{N_{livelli}-1} (N_{livelli} - i) \quad (63)$$

Nel caso del convertitore a 3-livelli pertanto è stata fatta una suddivisione dell'esagono in 24 triangoli equilateri come evidenziato in Figura 43 scomponendo pertanto ogni singolo settore in 3 triangoli equilateri definiti REGIONI.

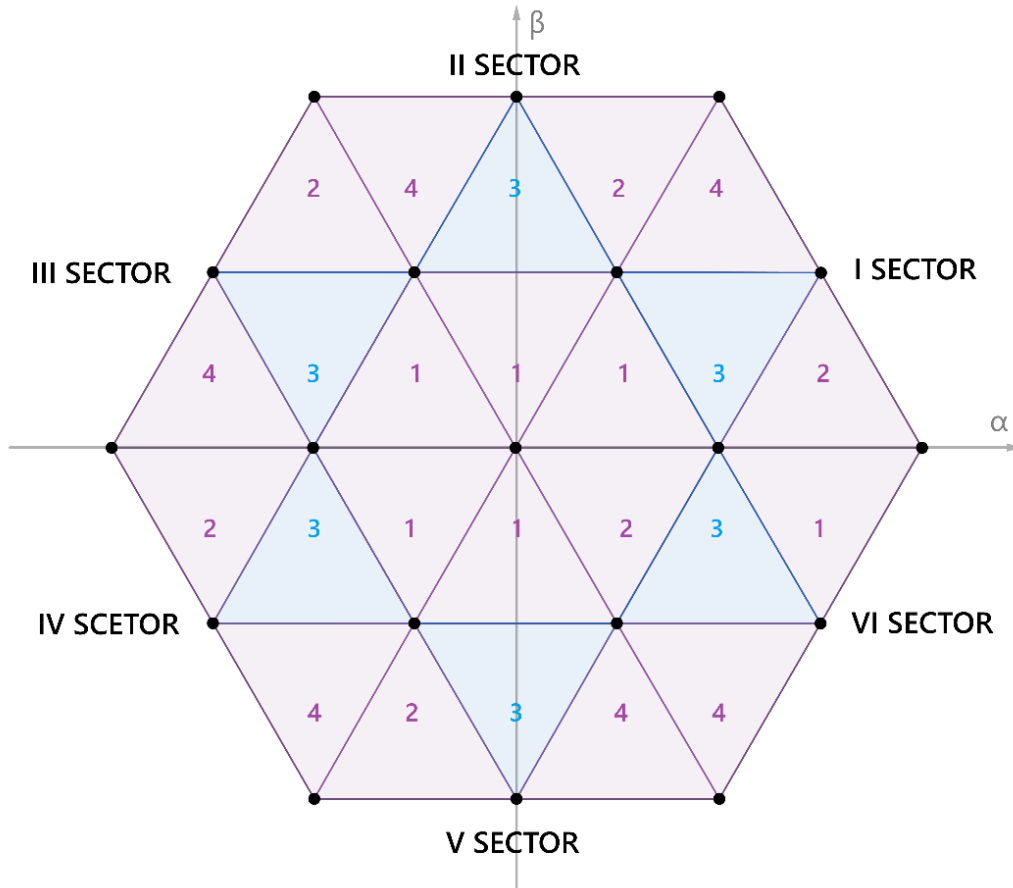


Figura 43 – Mappatura delle regioni del piano identificate dai triangoli per il convertitore a 3-livelli

5.11.2 Metodo applicato al convertitore a 5-livelli

Ciò che è stato fatto per la configurazione a 3-livelli, è stato successivamente applicato a quella a 5-livelli, al fine di procedere per passi alla soluzione presentata per il modello finale 9-livelli.

Come evidenziato in Figura 44 si può notare che in questo passaggio ciascun triangolo equilatero (REGIONE) identificato nella configurazione a 3-livelli, può a sua volta essere suddiviso in quattro triangoli equilateri.

Per mantenere una certa coerenza identificativa rispetto alla (61) si è scelto di chiamare questi nuovi triangoli Aree:

$$\begin{cases} \triangle^{Punta\ in\ alto} \rightarrow AREA\ 1,2,4 \\ \nabla^{Punta\ in\ basso} \rightarrow AREA\ 3 \end{cases} \quad (64)$$

Pertanto, risulterà che ciascuna nuova Area della (64) sarà composta dalle quattro regioni della (65-66).

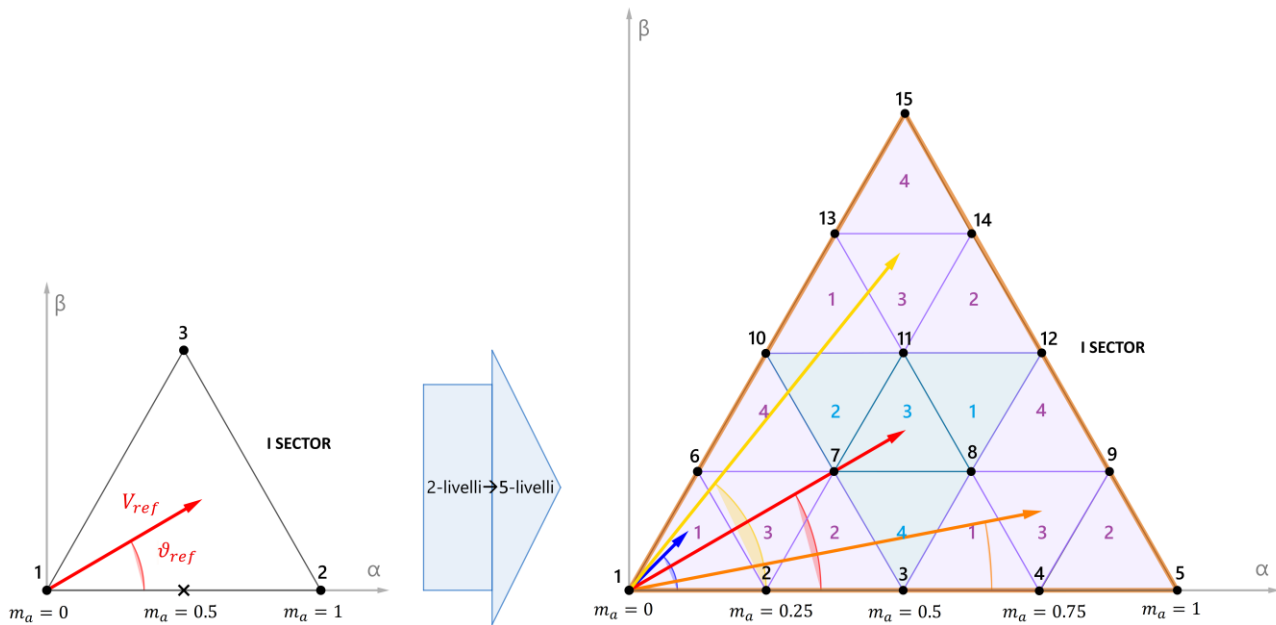


Figura 44 – Identificazione della posizione del vettore di riferimento nel passaggio da un convertitore a 2-livelli a quello a 5-livelli

Sempre dalla Figura 44 si può dedurre come all'interno dell'Area 3 la numerazione interna delle Regioni sia stata invertita rispetto alle altre tre Aree.

$$AREA\ 1,2,4 \rightarrow \begin{cases} \triangle \text{Punta in alto} \rightarrow REGIONE\ 1,2,4 \\ \nabla \text{Punta in basso} \rightarrow REGIONE\ 3 \end{cases} \quad (65)$$

$$AREA\ 3 \rightarrow \begin{cases} \triangle \text{Punta in alto} \rightarrow REGIONE\ 3 \\ \nabla \text{Punta in basso} \rightarrow REGIONE\ 1,2,4 \end{cases} \quad (66)$$

Questa scelta è stata fatta unicamente a livello progettuale per semplificare la stesura del codice e per l'identificazione di eventuali bug nello stesso.

5.11.3 Metodo applicato al convertitore a 9-livelli

Sebbene per tipologie più semplici di questi convertitori sia possibile identificare la posizione del vettore di riferimento nel piano in modi diversi, ad esempio con una più semplice numerazione progressiva dei singoli triangoli, procedendo nello studio di sistemi e configurazioni a Ponti H più complesse è risultato utile usare un criterio generalizzato che permettesse di individuare la posizione del vettore spaziale di riferimento nel piano e che fosse utilizzabile per convertitori a $N_{livelli}$.

Non tanto per la fase di progettazione, quanto per la fase di debug del software, è stato vantaggioso limitare la numerazione progressiva dei triangoli, pur mantenendo una certa coerenza con quanto introdotto dalla (61) nel caso del convertitore a 3-livelli.

Passando dalle configurazioni intermedie e arrivando alla topologia a 9-livelli con 4 Ponti H in serie per singola fase, si può notare come gli esagoni risultino inscritti in circonferenze concentriche interne a quella della configurazione massima del convertitore in esame (Figura 45).

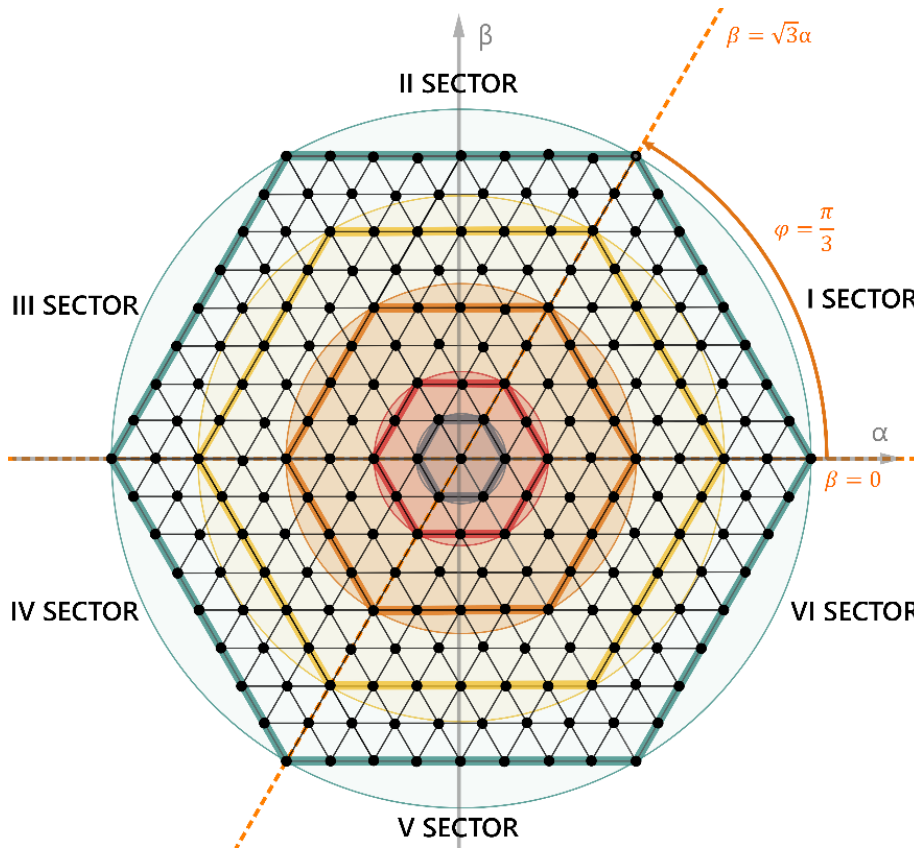


Figura 45 – Rappresentazione nel piano delle diverse configurazioni

Valendo sempre quanto espresso con la (51) e con la (52) nel caso del convertitore 2-livelli, per non superare il limite della sovramodulazione nel caso di incremento dei livelli, serve generalizzare tali formulazioni soprattutto in previsione del fatto che una corretta identificazione della posizione del vettore di riferimento, dipende direttamente dalla corretta applicazione di questa limitazione per ogni singolo triangolo identificato:

$$\begin{cases} l_{\Delta} = \frac{ma_{max}}{(N_{livelli}-1)} \\ v_{\alpha}^{MAX} = \frac{\sqrt{3}}{2} * l_{\Delta} \end{cases} \quad (67)$$

dove l_{Δ} adesso dipende dalla configurazione e quindi dal numero dei livelli, mentre per il valore massimo della proiezione del vettore sull'asse α la formulazione risulta invariata.

A fronte dell'applicazione della (67) si otterranno sul piano le circonferenze inscritte negli esagoni che rappresentano le singole configurazioni mostrate in Figura 46.

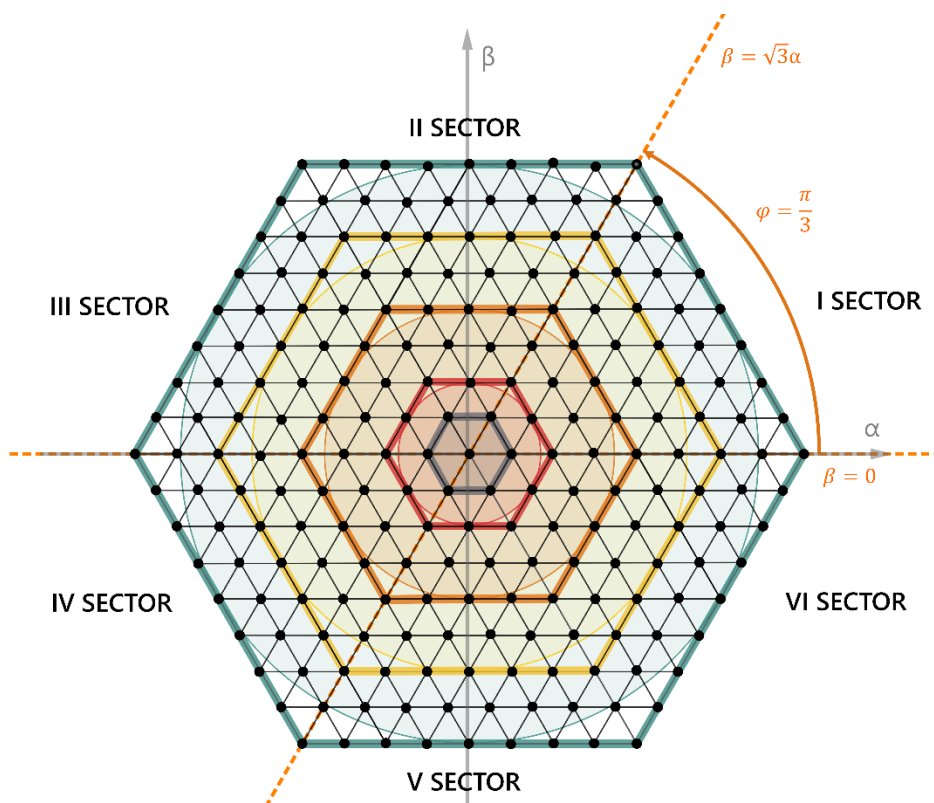


Figura 46 – Rappresentazione nel piano delle diverse configurazioni dopo la limitazione

Per il convertitore a 9-livelli per ciascuno dei sei settori traslati di $\pi/3$ rad vengono identificati i 45 punti di Figura 47, in accordo con la formulazione vista alla (63), corrispondenti ai vertici dei 64 triangoli equilateri, identificabili con altrettante Regioni.

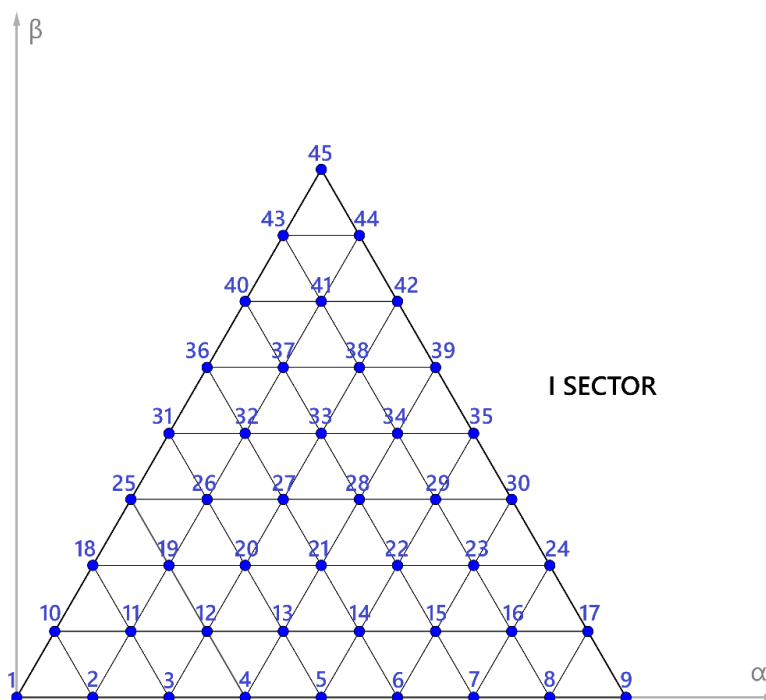


Figura 47 – Identificazione dei 45 punti del primo settore nel piano per il convertitore a 9-livelli

A questo punto, in alternativa alla numerazione progressiva di tutti i 64 triangoli, è stato creato uno schema di suddivisione che identifica le ripetizioni per ottimizzare e facilitare il lavoro successivo in fase di simulazione e debug.

Partendo dal presupposto della ricerca di una maggiore semplificazione e ottimizzazione del codice C scritto per il modulatore vettoriale, e per ottenere la massima ricorsività nel codice stesso, vengono individuate quattro macro-Zone delimitate da bordi arancioni, suddivise in quattro Aree di colore viola e blu, ciascuna composta da quattro Regioni numerate da uno a quattro (Figura 48).

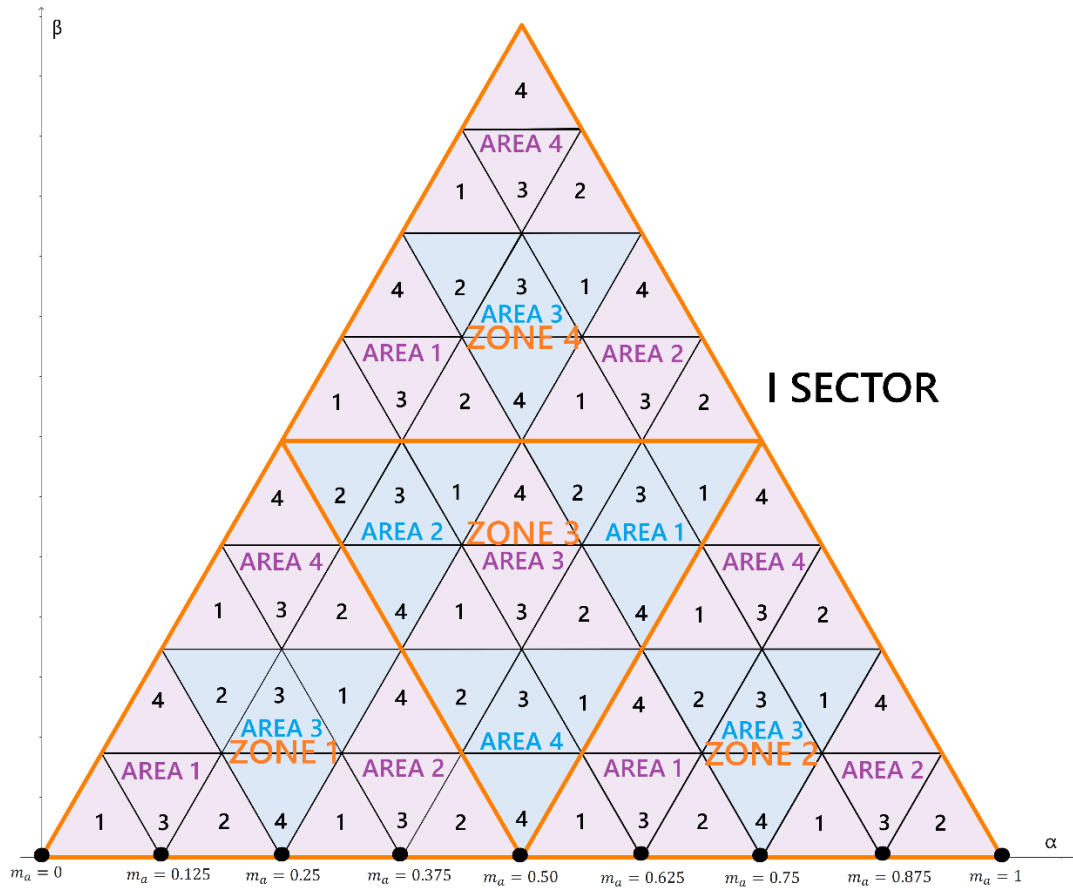


Figura 48 – Suddivisione del piano in Zone, Aree, Regioni per il convertitore a 9-livelli

All'interno delle Zone pari, le Aree pari sono a loro volta composte da Regioni di Tipo 1 con la punta rivolta verso l'alto, numerate pari, e di Tipo 2 con la punta rivolta verso il basso, numerate dispari secondo la (68). Nelle Aree dispari, la numerazione delle stesse Regioni è invertita secondo la (69).

$$ZONA_{1,2,4} \rightarrow \left\{ \begin{array}{l} AREA_{1,2,4} \rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \triangle \text{Punta in alto} \rightarrow REGIONE_{1,2,4} \\ \nabla \text{Punta in basso} \rightarrow REGIONE_3 \end{array} \right. \end{array} \right. \quad (68)$$

$$ZONA_{1,2,4} \rightarrow \left\{ \begin{array}{l} AREA_3 \rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \nabla \text{Punta in alto} \rightarrow REGIONE_{1,2,4} \\ \triangle \text{Punta in basso} \rightarrow REGIONE_3 \end{array} \right. \end{array} \right. \quad (69)$$

Nelle Zone dispari, per ottenere una migliore simmetria e semplificazione, tutta la numerazione precedente viene invertita (70-71):

$$ZONA_3 \rightarrow \left\{ \begin{array}{l} AREA_{1,2,4} \rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \nabla \text{Punta in alto} \rightarrow REGIONE_{1,2,4} \\ \Delta \text{Punta in basso} \rightarrow REGIONE_3 \end{array} \right. \end{array} \right. \quad (70)$$

$$ZONA_3 \rightarrow \left\{ \begin{array}{l} AREA_3 \rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \Delta \text{Punta in alto} \rightarrow REGIONE_{1,2,4} \\ \nabla \text{Punta in basso} \rightarrow REGIONE_3 \end{array} \right. \end{array} \right. \quad (71)$$

Questo perché, all'aumentare del numero di Ponti H per fase e quindi del numero di livelli disponibili, il numero di triangoli da gestire diventa sempre più significativo e farlo con numerazione progressiva potrebbe non essere immediatamente intuitivo.

5.12 Metodo di individuazione della posizione del vettore di riferimento nel piano

5.12.1 Metodo generalizzato

Con il vettore di riferimento in coordinate polari calcolato in accordo con la (44) e la (45), fatta l'opportuna mappatura degli altri settori rispetto al primo secondo la (59), poiché l'angolo ϑ_{ref} è stato calcolato dalla fase dello stesso vettore spaziale che ruota nel piano e l'indice di modulazione di ampiezza può essere calcolato come visto nella (46), si possono ottenere le due proiezioni (72) istantanee sul piano $\alpha\beta$:

$$\left\{ \begin{array}{l} \alpha = m_a * \cos(\vartheta_{ref,map}) \\ \beta = m_a * \sin(\vartheta_{ref,map}) \end{array} \right. \quad (72)$$

dove $\vartheta_{ref,map}$ è proprio l'angolo mappato tra 0 e $\frac{\pi}{3}$.

Dopo aver identificato graficamente tutti i punti corrispondenti ai vertici dei triangoli equilateri in cui è suddiviso il dominio (Figura 47), si possono calcolare le rette passanti per essi.

Il numero di rette passanti dipende direttamente dal numero di livelli del convertitore e quindi, di conseguenza, dal numero di Ponti H per fase.

Poiché il triangolo equilatero più piccolo, identificabile nel caso dell'inverter a 2-livelli, è delimitato da tre rette passanti per i suoi vertici, è possibile ottenere una formulazione generalizzata (73) per le linee di confine:

$$N_{linee_confine} = 3 * (N_{livelli} - 1) \quad (73)$$

dove $N_{livelli}$ è il numero di livelli del convertitore.

In maniera generalizzata le linee passanti per questi punti permettono di identificare univocamente i confini delle regioni (74):

$$\left\{ \begin{array}{l} \beta_i^o \rightarrow \text{Linee con pendenza nulla} \rightarrow (N_{livelli} - 1) \text{ linee} \\ \beta_i^p \rightarrow \text{Linee con pendenza positiva} \rightarrow (N_{livelli} - 1) \text{ linee} \\ \beta_i^n \rightarrow \text{Linee con pendenza negativa} \rightarrow (N_{livelli} - 1) \text{ linee} \end{array} \right. \quad (74)$$

Per ciascuna delle tipologie di linea di delimitazione [27] si possono identificare dei coefficienti moltiplicativi (75) al fine di ottenere anche in questo caso una formulazione generalizzata che permetta di individuare tali rette di confine nel caso di convertitori a $N_{livelli}$.

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Coefficiente per rette orizzontali} \rightarrow i = \{0,1, \dots, N_{livelli} - 2\} \rightarrow 0 \leq k_i^o \leq N_{livelli} - 2 \\ \text{Coefficiente per rette positive} \rightarrow i = \{0,1, \dots, N_{livelli} - 2\} \rightarrow 0 \leq k_i^p \leq N_{livelli} - 2 \\ \text{Coefficiente per rette negative} \rightarrow i = \{1, \dots, N_{livelli} - 1\} \rightarrow 1 \leq k_i^n \leq N_{livelli} - 1 \end{array} \right. \quad (75)$$

che servono a semplificare il calcolo generalizzato (76) per le rette:

$$\left\{ \begin{array}{l} \beta_i^o = \frac{\sqrt{3}}{2} * \left(\frac{m_a^{MAX}}{N_{livelli-1}} \right) * k_i^o \rightarrow i = \{0,1, \dots, N_{livelli} - 2\} \rightarrow 0 \leq k_i^o \leq N_{livelli} - 2 \\ \beta_i^p = \sqrt{3}\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} * \left(\frac{m_a^{MAX}}{N_{livelli-1}} \right) * 2k_i^p \rightarrow i = \{0,1, \dots, N_{livelli} - 2\} \rightarrow 0 \leq k_i^p \leq N_{livelli} - 2 \\ \beta_i^n = -\sqrt{3}\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} * \left(\frac{m_a^{MAX}}{N_{livelli-1}} \right) * 2k_i^n \rightarrow i = \{1, \dots, N_{livelli} - 1\} \rightarrow 1 \leq k_i^n \leq N_{livelli} - 1 \end{array} \right. \quad (76)$$

5.12.2 Metodo applicato al caso del convertitore a 9-livelli

Nel caso del convertitore a 9-livelli, le $3 * (N_{livelli} - 1)$ linee che passano per i 45 punti (77), individuate nella Figura 47, permettono di identificare univocamente i confini delle 64 regioni come mostrato in Figura 49:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Coefficiente per rette orizzontali} \rightarrow i = \{0,1, \dots, N_{livelli} - 2\} \rightarrow 0 \leq k_i^o \leq 7 \\ \text{Coefficiente per rette positive} \rightarrow i = \{0,1, \dots, N_{livelli} - 2\} \rightarrow 0 \leq k_i^p \leq 7 \\ \text{Coefficiente per rette negative} \rightarrow i = \{1, \dots, N_{livelli} - 1\} \rightarrow 1 \leq k_i^n \leq 8 \end{array} \right. \quad (77)$$

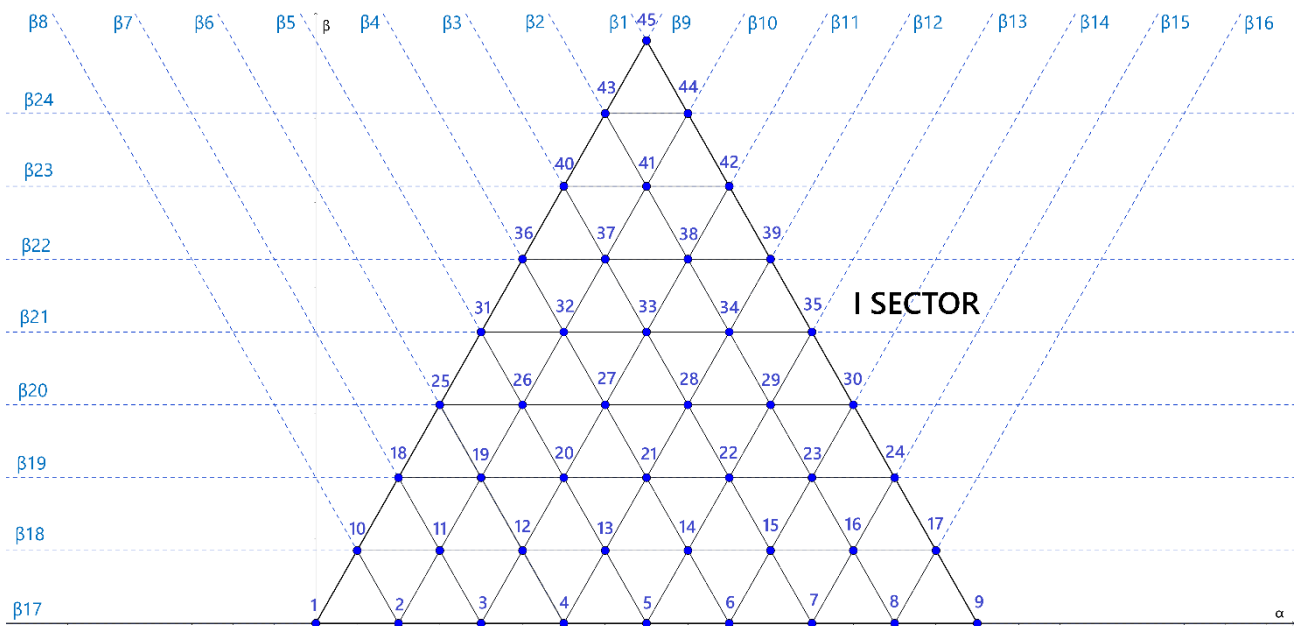


Figura 49 – Mappatura delle linee di confine nel primo settore nel caso del convertitore a 9-livelli

La formulazione utilizzata nell'algoritmo nel caso del convertitore a 9-livelli risulta evidenziata dalla (78), dove viene utilizzato l'indice di modulazione massimo m_a^{MAX} in termini del valore assoluto in p.u. identificato in accordo con la (51) senza tenere conto delle limitazioni per evitare la sovr modulazione, in quanto le rette passanti per l'asse α sono definite dalle circonferenze in cui sono inscritti gli esagoni.

$$\left. \begin{aligned}
 \beta_1 &= -\sqrt{3}\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} * \left(\frac{m_a^{MAX}}{N_{livelli-1}} \right) * 2k_8^n \\
 \beta_2 &= -\sqrt{3}\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} * \left(\frac{m_a^{MAX}}{N_{livelli-1}} \right) * 2k_7^n \\
 \beta_3 &= -\sqrt{3}\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} * \left(\frac{m_a^{MAX}}{N_{livelli-1}} \right) * 2k_6^n \\
 \beta_4 &= -\sqrt{3}\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} * \left(\frac{m_a^{MAX}}{N_{livelli-1}} \right) * 2k_5^n \\
 \beta_5 &= -\sqrt{3}\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} * \left(\frac{m_a^{MAX}}{N_{livelli-1}} \right) * 2k_4^n \\
 \beta_6 &= -\sqrt{3}\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} * \left(\frac{m_a^{MAX}}{N_{livelli-1}} \right) * 2k_3^n \\
 \beta_7 &= -\sqrt{3}\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} * \left(\frac{m_a^{MAX}}{N_{livelli-1}} \right) * 2k_2^n \\
 \beta_8 &= -\sqrt{3}\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} * \left(\frac{m_a^{MAX}}{N_{livelli-1}} \right) * 2k_1^n \\
 \beta_9 &= \sqrt{3}\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} * \left(\frac{m_a^{MAX}}{N_{livelli-1}} \right) * 2k_0^p \\
 \beta_{10} &= \sqrt{3}\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} * \left(\frac{m_a^{MAX}}{N_{livelli-1}} \right) * 2k_1^p \\
 \beta_{11} &= \sqrt{3}\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} * \left(\frac{m_a^{MAX}}{N_{livelli-1}} \right) * 2k_2^p \\
 \beta_{12} &= \sqrt{3}\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} * \left(\frac{m_a^{MAX}}{N_{livelli-1}} \right) * 2k_3^p \\
 \beta_{13} &= \sqrt{3}\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} * \left(\frac{m_a^{MAX}}{N_{livelli-1}} \right) * 2k_4^p \\
 \beta_{14} &= \sqrt{3}\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} * \left(\frac{m_a^{MAX}}{N_{livelli-1}} \right) * 2k_5^p \\
 \beta_{15} &= \sqrt{3}\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} * \left(\frac{m_a^{MAX}}{N_{livelli-1}} \right) * 2k_6^p \\
 \beta_{16} &= \sqrt{3}\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} * \left(\frac{m_a^{MAX}}{N_{livelli-1}} \right) * 2k_7^p \\
 \beta_{17} &= \frac{\sqrt{3}}{2} * \left(\frac{m_a^{MAX}}{N_{livelli-1}} \right) * k_0^o \\
 \beta_{18} &= \frac{\sqrt{3}}{2} * \left(\frac{m_a^{MAX}}{N_{livelli-1}} \right) * k_1^o \\
 \beta_{19} &= \frac{\sqrt{3}}{2} * \left(\frac{m_a^{MAX}}{N_{livelli-1}} \right) * k_2^o \\
 \beta_{20} &= \frac{\sqrt{3}}{2} * \left(\frac{m_a^{MAX}}{N_{livelli-1}} \right) * k_3^o \\
 \beta_{21} &= \frac{\sqrt{3}}{2} * \left(\frac{m_a^{MAX}}{N_{livelli-1}} \right) * k_4^o \\
 \beta_{22} &= \frac{\sqrt{3}}{2} * \left(\frac{m_a^{MAX}}{N_{livelli-1}} \right) * k_5^o \\
 \beta_{23} &= \frac{\sqrt{3}}{2} * \left(\frac{m_a^{MAX}}{N_{livelli-1}} \right) * k_6^o \\
 \beta_{24} &= \frac{\sqrt{3}}{2} * \left(\frac{m_a^{MAX}}{N_{livelli-1}} \right) * k_7^o
 \end{aligned} \right\} \quad (78)$$

Per ciascuno dei sei settori i punti che giacciono sulle linee con pendenza $\beta_9 = \sqrt{3}\alpha$ coincidono con quelli che giacciono sulla linea con $\beta_{17} = 0$ del settore successivo.

A fronte della mappatura degli altri settori al primo, questo non ha influenza ma è risultato utile nel processo di assegnazione delle matrici degli stati, descritto in seguito.

5.13 Metodo generalizzato di calcolo del nuovo riferimento

Dopo la trasformazione del vettore spaziale di riferimento in coordinate polari e la mappatura di tutti i settori superiori rispetto al primo, viene applicato un metodo generalizzato di calcolo del vettore nel nuovo riferimento.

Le due tipologie di triangoli equilateri individuati nel Capitolo 5.11.1 corrispondono ai nuovi riferimenti in cui vengono calcolate ampiezza e fase del nuovo vettore.

Il principio è quello di poter applicare in linea generalizzata la tecnica usata nel caso del convertitore a 2-livelli per il calcolo dei tempi di applicazione dei vettori $V1, V2$ e $V0$, secondo la (56) e la (57), ottenendo pertanto i vettori $V1', V2'$ e $V0'$ nel nuovo riferimento.

Tutto ciò comporta una notevole semplificazione dal punto di vista computazionale, essendo individuabili due soli approcci trigonometrici differenti (79) a cui applicare il metodo:

$$\begin{cases} \triangle^{Punta\ in\ alto} = \text{APPROCCIO TRIGONOMETRICO 1} \\ \nabla^{Punta\ in\ basso} = \text{APPROCCIO TRIGONOMETRICO 2} \end{cases} \quad (79)$$

Si ottengono così (80), nel nuovo triangolo, ampiezza e fase del nuovo vettore di riferimento in coordinate polari:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ref}^{N_{zona}, N_{area}, N_{regione}} \\ \vartheta_{ref, map}^{N_{zona}, N_{area}, N_{regione}} \end{array} \right. \quad (80)$$

dove $N_{zona}, N_{area}, N_{regione}$ sono la Zona, Area e Regione rispettivamente individuate secondo il metodo descritto al capitolo 5.11.3.

Si ottiene la formulazione generalizzata (81) per il calcolo dei tempi di applicazione nel nuovo riferimento:

$$\begin{cases} T_a^{N_{zona}, N_{area}, N_{regione}} = (N_{livelli} - 1) * \frac{T_s}{2} * V_{ref}^{N_{zona}, N_{area}, N_{regione}} * \sin\left(\frac{\pi}{3} - \vartheta_{ref, map}^{N_{zona}, N_{area}, N_{regione}}\right) \\ T_c^{N_{zona}, N_{area}, N_{regione}} = (N_{livelli} - 1) * \frac{T_s}{2} * V_{ref}^{N_{zona}, N_{area}, N_{regione}} * \sin\left(\vartheta_{ref, map}^{N_{zona}, N_{area}, N_{regione}}\right) \\ T_b^{N_{zona}, N_{area}, N_{regione}} = \frac{T_s}{2} - T_a - T_c \end{cases} \quad (81)$$

Tenendo presente che il valore di $V_{ref}^{N_{zona}, N_{area}, N_{regione}}$ dopo le trasformazioni effettuate all'interno del singolo triangolo equilatero, risulta un numero compreso tra 0 e l_Δ e pertanto assimilabile all'indice di modulazione all'interno dello stesso.

5.13.1 Approccio trigonometrico di tipo 1

La formulazione trigonometrica utilizzata per il triangolo di tipo 1 (punta rivolta verso l'alto) prevede il calcolo dei segmenti individuati univocamente per ogni Zona, Area e Regione di posizionamento del vettore riferimento:

Partendo dalle uguaglianze tra i segmenti calcolati con il codice implementato e quelli di Figura 50 (82):

$$\begin{cases} S_1^{N_{zona},N_{area},N_{regione}} = (\overline{O - O'}) + (\overline{A - C}) \\ S_2^{N_{zona},N_{area},N_{regione}} = (\overline{D - C}) \\ S_3^{N_{zona},N_{area},N_{regione}} = (\overline{O - O'}) \\ S_4^{N_{zona},N_{area},N_{regione}} = (\overline{A - C}) \\ S_5^{N_{zona},N_{area},N_{regione}} = (\overline{B - C}) \end{cases} \quad (82)$$

si possono calcolare (83):

$$\begin{cases} S_1^{N_{zona},N_{area},N_{regione}} = V_{ref} * \cos(\vartheta_{ref,map}) \\ S_2^{N_{zona},N_{area},N_{regione}} = V_{ref} * \sin(\vartheta_{ref,map}) - (h_{posizione} * h_{livello}) \\ S_3^{N_{zona},N_{area},N_{regione}} = k_{posizione} * \left(\frac{m_a^{MAX}}{N_{livelli}-1}\right) \end{cases} \quad (83)$$

dove sono stati utilizzati i coefficienti compensativi $h_{posizione}$, $h_{livello}$, $k_{posizione}$, descritti nel seguito del capitolo, arrivando a calcolare (84) il segmento $S_4^{N_{zona},N_{area},N_{regione}}$ come:

$$\{S_4^{N_{zona},N_{area},N_{regione}} = S_1^{N_{zona},N_{area},N_{regione}} - S_3^{N_{zona},N_{area},N_{regione}} \quad (84)$$

Applicando il teorema di Pitagora al triangolo rettangolo avente per lati i segmenti $S_2^{N_{zona},N_{area},N_{regione}}$ e $S_4^{N_{zona},N_{area},N_{regione}}$, si ottiene l'ampiezza (85) del nuovo vettore di riferimento V'_{ref} di Figura 50:

$$V'_{ref} = V_{ref}^{N_{zona},N_{area},N_{regione}} = \sqrt{(S_2^{N_{zona},N_{area},N_{regione}})^2 + (S_4^{N_{zona},N_{area},N_{regione}})^2} \quad (85)$$

Utilizzando l'uguaglianza (86):

$$\{V_2^{N_{zona},N_{area},N_{regione}} = (\overline{D - B}) \quad (86)$$

si può calcolare l'ultimo segmento $S_5^{N_{zona},N_{area},N_{regione}}$ corrispondente al tratto $(\overline{B-C})$ di Figura 50 insieme al vettore $V_2^{N_{zona},N_{area},N_{regione}}$, applicando il teorema dei seni (87) al triangolo \overline{BCD} (Figura 50) conoscendone gli angoli interni grazie alla geometria del triangolo equilatero stesso:

$$\frac{V_2^{N_{zona},N_{area},N_{regione}}}{\text{sen}\left(\frac{\pi}{2}\right)} = \frac{S_2^{N_{zona},N_{area},N_{regione}}}{\text{sen}\left(\frac{\pi}{3}\right)} = \frac{S_5^{N_{zona},N_{area},N_{regione}}}{\text{sen}\left(\frac{\pi}{6}\right)} \quad (87)$$

A questo punto essendo già stato calcolato $S_2^{N_{zona},N_{area},N_{regione}}$ (83) si ottengono pertanto le (88):

$$\begin{cases} V_2^{N_{zona},N_{area},N_{regione}} = \frac{S_2^{N_{zona},N_{area},N_{regione}}}{\text{sen}\left(\frac{\pi}{3}\right)} * \text{sen}\left(\frac{\pi}{2}\right) \\ S_5^{N_{zona},N_{area},N_{regione}} = \frac{S_2^{N_{zona},N_{area},N_{regione}}}{\text{sen}\left(\frac{\pi}{3}\right)} * \text{sen}\left(\frac{\pi}{6}\right) \end{cases} \quad (88)$$

Il modulo del vettore $V_1^{N_{zona},N_{area},N_{regione}}$ di Figura 50 si può calcolare per sottrazione (89) dagli altri segmenti già calcolati:

$$V_1^{N_{zona},N_{area},N_{regione}} = S_4^{N_{zona},N_{area},N_{regione}} - S_5^{N_{zona},N_{area},N_{regione}} \quad (89)$$

Infine, si può evidenziare che, applicando nuovamente il teorema dei seni al triangolo rettangolo \overline{ACD} (Figura 50) e avendo già calcolato i cateti e l'ipotenusa corrispondente all'ampiezza del nuovo riferimento $V_{ref}^{N_{zona},N_{area},N_{regione}}$, si ottiene (90):

$$\frac{V_{ref}^{N_{zona},N_{area},N_{regione}}}{\text{sen}\left(\frac{\pi}{2}\right)} = \frac{S_2^{N_{zona},N_{area},N_{regione}}}{\text{sen}\left(\vartheta_{ref,map}^{N_{zona},N_{area},N_{regione}}\right)} = \frac{S_4^{N_{zona},N_{area},N_{regione}}}{\text{sen}\left(\pi - \frac{\pi}{2} - \vartheta_{ref,map}^{N_{zona},N_{area},N_{regione}}\right)} \quad (90)$$

Utilizzando l'uguaglianza di sinistra della (90) si ricava proprio l'angolo del vettore nel nuovo sistema di riferimento (91):

$$\vartheta'_{ref} = \vartheta_{ref,map}^{N_{zona},N_{area},N_{regione}} = \text{asen} \left[\frac{S_2^{N_{zona},N_{area},N_{regione}}}{V_{ref}^{N_{zona},N_{area},N_{regione}}} \right] * \text{sen}\left(\frac{\pi}{2}\right) \quad (91)$$

L'ampiezza e l'angolo del nuovo vettore in coordinate polari, calcolate con la (85) e la (91), permettono a questo punto di sfruttare la (81) per il calcolo dei tempi di applicazione di V_1 , V_2 e V_0 in quella Zona, Area e Regione.

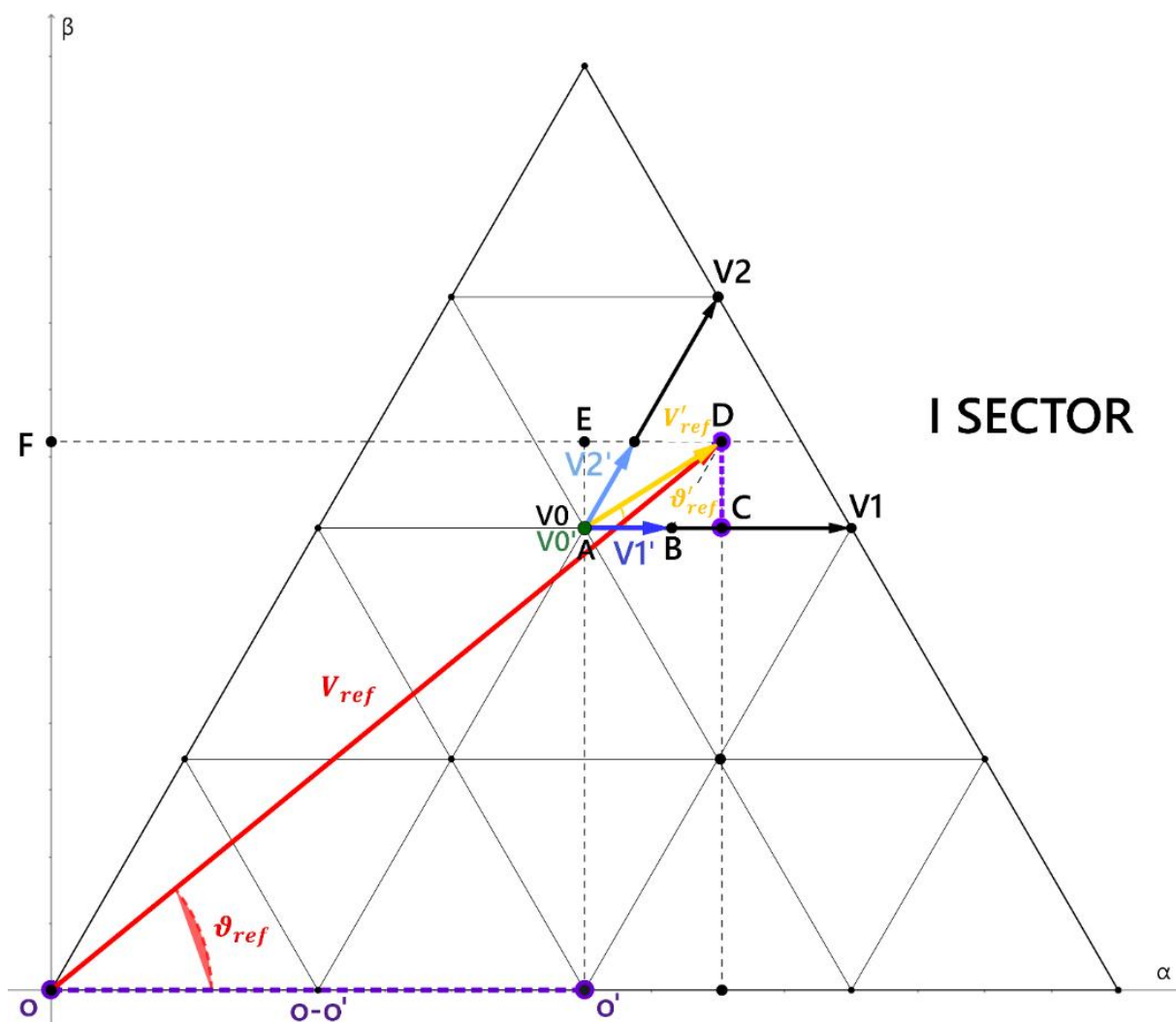


Figura 50 – Approccio trigonometrico usato per il triangolo di tipo 1 (punta rivolta verso l’alto)

5.13.2 Approccio trigonometrico di tipo 2

La formulazione trigonometrica utilizzata per il triangolo di tipo 2 (con la punta rivolta verso il basso) prevede anch’essa il calcolo di alcuni segmenti individuati univocamente per ogni Zona, Area e Regione di posizionamento del vettore riferimento in maniera analoga a quanto visto per l’approccio di tipo 1 ma tenendo conto ovviamente delle diversità geometriche presenti evidenziate in Figura 51.

Applicando il teorema dei seni al triangolo $\widehat{OAO'}$ e conoscendo due dei tre angoli interni si ottiene la (92):

$$\frac{(O-A)}{\text{sen}\left(\frac{\pi}{3}\right)} = \frac{(A-O')}{\text{sen}(\vartheta_{ref,map})} = \frac{(O-O')}{\text{sen}(\gamma)} \quad (92)$$

Utilizzando le uguaglianze (93) tra i segmenti calcolati nel codice implementato e quelli di Figura 51:

$$\left\{ \begin{array}{l} S_1^{N_{zona},N_{area},N_{regione}} = (\overline{O - A}) \\ S_2^{N_{zona},N_{area},N_{regione}} = (\overline{A - B}) \\ S_3^{N_{zona},N_{area},N_{regione}} = (\overline{D - B}) \\ S_4^{N_{zona},N_{area},N_{regione}} = (\overline{A - O'}) \\ S_5^{N_{zona},N_{area},N_{regione}} = (\overline{A - D}) \\ S_6^{N_{zona},N_{area},N_{regione}} = (\overline{O - O'}) \\ S_7^{N_{zona},N_{area},N_{regione}} = (\overline{B - F}) \\ S_8^{N_{zona},N_{area},N_{regione}} = (\overline{F - A}) \\ S_9^{N_{zona},N_{area},N_{regione}} = (\overline{F - E}) \end{array} \right. \quad (93)$$

Si può riscrivere la (92) come nella forma (94):

$$\frac{S_1^{N_{zona},N_{area},N_{regione}}}{\text{sen}\left(\frac{\pi}{3}\right)} = \frac{S_4^{N_{zona},N_{area},N_{regione}}}{\text{sen}(\vartheta_{ref,map})} = \frac{S_6^{N_{zona},N_{area},N_{regione}}}{\text{sen}(\gamma)} \quad (94)$$

in cui sono noti l'angolo γ e il segmento $S_6^{N_{zona},N_{area},N_{regione}}$ (95):

$$\left\{ \begin{array}{l} \gamma = \pi - \frac{\pi}{3} - \vartheta_{ref,map} \\ S_6^{N_{zona},N_{area},N_{regione}} = k_{posizione} * \left(\frac{m_a^{MAX}}{N_{livelli} - 1} \right) \end{array} \right. \quad (95)$$

avendo usato nuovamente il coefficiente compensativo $k_{posizione}$ che verrà definito nel seguito del capitolo.

A questo punto dalla (94) dopo le sostituzioni si ricava il segmento $S_1^{N_{zona},N_{area},N_{regione}}$ secondo la (96):

$$S_1^{N_{zona},N_{area},N_{regione}} = \left(\frac{S_6^{N_{zona},N_{area},N_{regione}}}{\text{sen}(\gamma)} \right) * \text{sen}\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (96)$$

che sottratto al vettore riferimento originario V_{ref} ci permette nella (97) di calcolare $S_2^{N_{zona},N_{area},N_{regione}}$:

$$S_2^{N_{zona},N_{area},N_{regione}} = V_{ref} - S_1^{N_{zona},N_{area},N_{regione}} \quad (97)$$

per utilizzarlo applicando il teorema dei seni al triangolo \widehat{ADB} (98) di Figura 51:

$$\frac{S_2^{N_{zona},N_{area},N_{regione}}}{\text{sen}\left(\frac{\pi}{3}\right)} = \frac{S_3^{N_{zona},N_{area},N_{regione}}}{\text{sen}(\pi - \gamma)} = \frac{S_5^{N_{zona},N_{area},N_{regione}}}{\text{sen}\left(\pi - \frac{\pi}{3} - (\pi - \gamma)\right)} \quad (98)$$

Ottenuto il segmento $S_3^{N_{zona},N_{area},N_{regione}}$ (99):

$$S_3^{N_{zona},N_{area},N_{regione}} = \left(\frac{S_2^{N_{zona},N_{area},N_{regione}}}{\text{sen}\left(\frac{\pi}{3}\right)} \right) * \text{sen}(\pi - \gamma) \quad (99)$$

si può notare che il suo modulo corrisponde a quello del vettore V_1' (100) nella specifica Zona, Area, Regione:

$$V_1'^{N_{zona},N_{area},N_{regione}} = S_3^{N_{zona},N_{area},N_{regione}} \quad (100)$$

A questo punto sempre dalla (94) si ricava la (101):

$$S_4^{N_{zona},N_{area},N_{regione}} = \left(\frac{S_1^{N_{zona},N_{area},N_{regione}}}{\text{sen}\left(\frac{\pi}{3}\right)} \right) * \text{sen}(\vartheta_{ref,map}) \quad (101)$$

e dalla (98) si ottiene la (102):

$$S_5^{N_{zona},N_{area},N_{regione}} = \left(\frac{S_2^{N_{zona},N_{area},N_{regione}}}{\text{sen}\left(\frac{\pi}{3}\right)} \right) * \text{sen}\left(\pi - \frac{\pi}{3} - (\pi - \gamma)\right) \quad (102)$$

Ricavando infine anche con la (103) il vettore applicato $V_2'^{N_{zona},N_{area},N_{regione}}$:

$$V_2'^{N_{zona},N_{area},N_{regione}} = S_4^{N_{zona},N_{area},N_{regione}} - S_5^{N_{zona},N_{area},N_{regione}} - h_{posizione} * \left(\frac{m_a^{MAX}}{N_{livelli-1}} \right) \quad (103)$$

dove è stato usato nuovamente il coefficiente compensativo $h_{posizione}$ anch'esso definito successivamente.

Dal triangolo rettangolo \widehat{DFB} sempre di Figura 51, noto l'angolo δ e il segmento $S_3^{N_{zona},N_{area},N_{regione}}$, si possono calcolare (104) i due cateti:

$$\begin{cases} S_7^{N_{zona},N_{area},N_{regione}} = V_1'^{N_{zona},N_{area},N_{regione}} * \text{sen}\left(\frac{\pi}{3}\right) \\ S_8^{N_{zona},N_{area},N_{regione}} = V_1'^{N_{zona},N_{area},N_{regione}} * \text{cos}\left(\frac{\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (104)$$

Ottenuto il segmento $(\overline{F-E})$ dalla somma (105):

$$S_9^{N_{zona},N_{area},N_{regione}} = V_2'^{N_{zona},N_{area},N_{regione}} + S_8^{N_{zona},N_{area},N_{regione}} \quad (105)$$

si può a questo punto applicare il teorema di Pitagora (106) al triangolo rettangolo \widehat{EBF} (Figura 51) per ottenere V_{ref}' :

$$V_{ref}' = V_{ref}^{N_{zona},N_{area},N_{regione}} = \sqrt{(S_7^{N_{zona},N_{area},N_{regione}})^2 + (S_9^{N_{zona},N_{area},N_{regione}})^2} \quad (106)$$

5.13.3 Coefficienti compensativi

I coefficienti compensativi (109) introdotti nella (83) e utilizzati anche nelle (95) e (103) richiedono un approfondimento dal punto di vista geometrico e della funzione che svolgono ai fini della formulazione finale del metodo generalizzato:

$$\begin{cases} h_{posizione} \\ k_{posizione} \\ h_{livello} \end{cases} \quad (109)$$

5.13.3.1 Coefficiente $h_{livello}$

Il coefficiente $h_{livello}$ è un coefficiente che, corrispondendo all'altezza del singolo triangolo equilatero, dipende dal numero di livelli del convertitore secondo la relazione (110):

$$h_{livello} = \frac{\sqrt{3}}{2} \left(\frac{m_a^{MAX}}{N_{livelli}-1} \right) \quad (110)$$

dove $m_a^{MAX} = 1$, corrisponde proprio alla dimensione della base dell'intero triangolo rappresentante il settore su cui sono effettuati tutti i calcoli.

5.13.3.2 Coefficiente $h_{posizione}$

Nel caso della formulazione (83) il coefficiente $h_{livello}$ viene integrato moltiplicandolo per l'altro coefficiente $h_{posizione}$ (111) il quale, in funzione della proiezione del vettore di riferimento sull'asse β , permette di traslare il riferimento alla corretta altezza internamente al piano individuato:

$$\begin{cases} \beta_{17} < \beta < \beta_{18} \rightarrow h_{posizione} = 0 \\ \beta_{18} < \beta < \beta_{19} \rightarrow h_{posizione} = 1 \\ \beta_{19} < \beta < \beta_{20} \rightarrow h_{posizione} = 2 \\ \beta_{20} < \beta < \beta_{21} \rightarrow h_{posizione} = 3 \\ \beta_{21} < \beta < \beta_{22} \rightarrow h_{posizione} = 4 \\ \beta_{22} < \beta < \beta_{23} \rightarrow h_{posizione} = 5 \\ \beta_{23} < \beta < \beta_{24} \rightarrow h_{posizione} = 6 \\ \beta > \beta_{24} \rightarrow h_{posizione} \end{cases} \quad (111)$$

Pertanto, si ottiene la corrispondenza (112) dal punto di vista grafico nella Figura 50:

$$h_{posizione} * h_{livello} = \overline{(O' - A)} \quad (112)$$

5.13.3.3 Coefficiente $k_{posizione}$

Nelle formulazioni (83) e (95) viene usato anche il coefficiente $k_{posizione}$ che dipende dalla proiezione dei 45 punti individuati nel settore del piano α in (113-120) funzione a sua volta della proiezione sull'asse β come evidenziato in Figura 52.

1) Per $\beta_{17} < \beta < \beta_{18}$

$$\left\{ \begin{array}{l} \beta < \beta_8 \rightarrow k_{posizione} = 0 \\ \beta_8 < \beta < \beta_7 \rightarrow k_{posizione} = 1 \\ \beta_7 < \beta < \beta_6 \rightarrow k_{posizione} = 2 \\ \beta_6 < \beta < \beta_5 \rightarrow k_{posizione} = 3 \\ \beta_5 < \beta < \beta_4 \rightarrow k_{posizione} = 4 \\ \beta_4 < \beta < \beta_3 \rightarrow k_{posizione} = 5 \\ \beta_3 < \beta < \beta_2 \rightarrow k_{posizione} = 6 \\ \beta_2 < \beta < \beta_1 \rightarrow k_{posizione} = 7 \end{array} \right. \quad (113)$$

2) Per $\beta_{18} < \beta < \beta_{19}$

$$\left\{ \begin{array}{l} \beta_8 < \beta < \beta_7 \rightarrow k_{posizione} = 0.5 \\ \beta_7 < \beta < \beta_6 \rightarrow k_{posizione} = 1.5 \\ \beta_6 < \beta < \beta_5 \rightarrow k_{posizione} = 2.5 \\ \beta_5 < \beta < \beta_4 \rightarrow k_{posizione} = 3.5 \\ \beta_4 < \beta < \beta_3 \rightarrow k_{posizione} = 4.5 \\ \beta_3 < \beta < \beta_2 \rightarrow k_{posizione} = 5.5 \\ \beta_2 < \beta < \beta_1 \rightarrow k_{posizione} = 6.5 \end{array} \right. \quad (114)$$

3) Per $\beta_{19} < \beta < \beta_{20}$

$$\left\{ \begin{array}{l} \beta_7 < \beta < \beta_6 \rightarrow k_{posizione} = 1 \\ \beta_6 < \beta < \beta_5 \rightarrow k_{posizione} = 2 \\ \beta_5 < \beta < \beta_4 \rightarrow k_{posizione} = 3 \\ \beta_4 < \beta < \beta_3 \rightarrow k_{posizione} = 4 \\ \beta_3 < \beta < \beta_2 \rightarrow k_{posizione} = 5 \\ \beta_2 < \beta < \beta_1 \rightarrow k_{posizione} = 6 \end{array} \right. \quad (115)$$

4) Per $\beta_{20} < \beta < \beta_{21}$

$$\left\{ \begin{array}{l} \beta_6 < \beta < \beta_5 \rightarrow k_{posizione} = 1.5 \\ \beta_5 < \beta < \beta_4 \rightarrow k_{posizione} = 2.5 \\ \beta_4 < \beta < \beta_3 \rightarrow k_{posizione} = 3.5 \\ \beta_3 < \beta < \beta_2 \rightarrow k_{posizione} = 4.5 \\ \beta_2 < \beta < \beta_1 \rightarrow k_{posizione} = 5.5 \end{array} \right. \quad (116)$$

5) Per $\beta_{21} < \beta < \beta_{22}$

$$\begin{cases} \beta_5 < \beta < \beta_4 \rightarrow k_{posizione} = 2 \\ \beta_4 < \beta < \beta_3 \rightarrow k_{posizione} = 3 \\ \beta_3 < \beta < \beta_2 \rightarrow k_{posizione} = 4 \\ \beta_2 < \beta < \beta_1 \rightarrow k_{posizione} = 5 \end{cases} \quad (117)$$

6) Per $\beta_{22} < \beta < \beta_{23}$

$$\begin{cases} \beta_4 < \beta < \beta_3 \rightarrow k_{posizione} = 2.5 \\ \beta_3 < \beta < \beta_2 \rightarrow k_{posizione} = 3.5 \\ \beta_2 < \beta < \beta_1 \rightarrow k_{posizione} = 4.5 \end{cases} \quad (118)$$

7) Per $\beta_{23} < \beta < \beta_{24}$

$$\begin{cases} \beta_3 < \beta < \beta_2 \rightarrow k_{posizione} = 3 \\ \beta_2 < \beta < \beta_1 \rightarrow k_{posizione} = 4 \end{cases} \quad (119)$$

8) Per $\beta > \beta_{24}$

$$\{\beta_2 < \beta < \beta_1 \rightarrow k_{posizione} = 3.5 \quad (120)$$

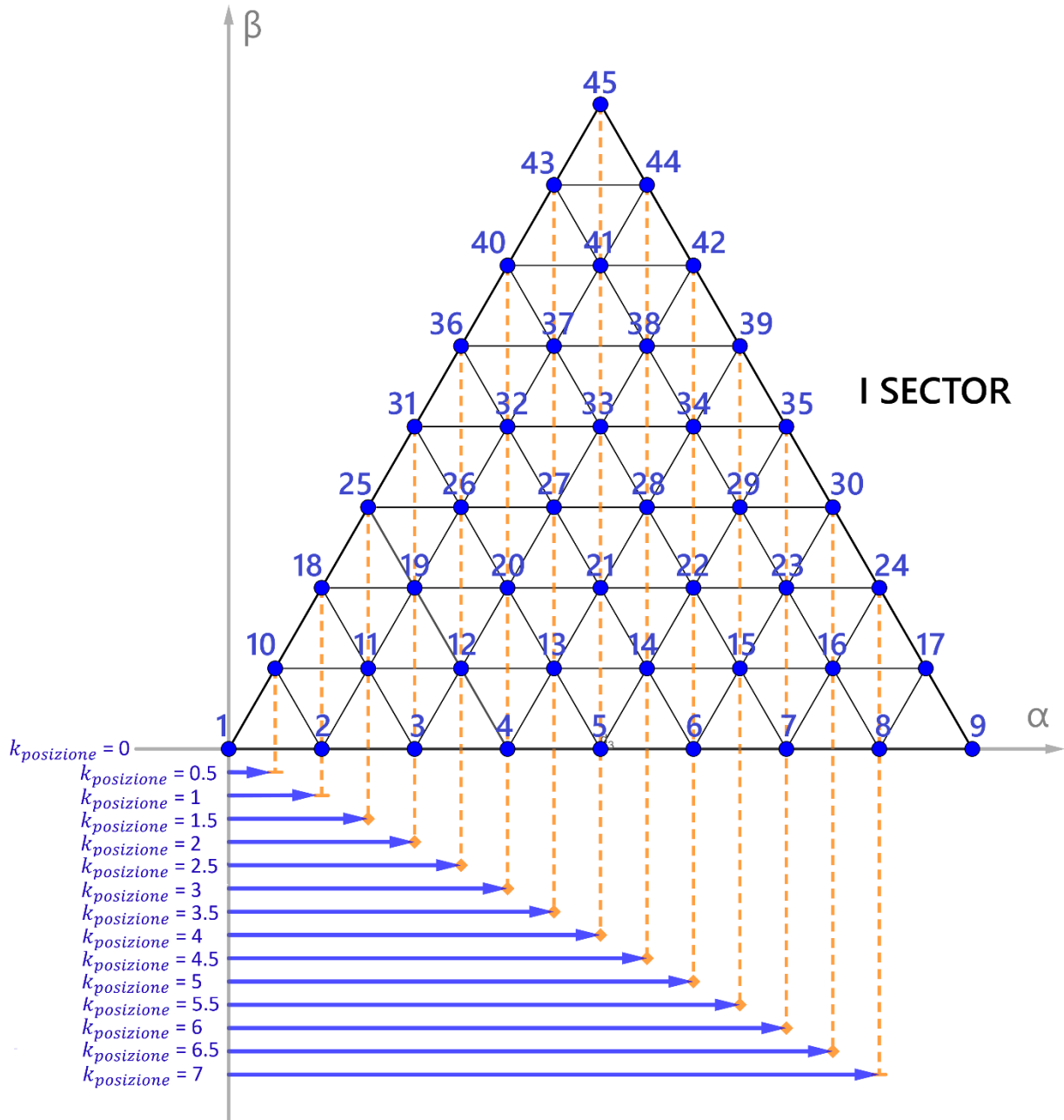


Figura 52 – Coefficiente $k_{posizione}$ nel piano $\alpha\beta$

Il coefficiente risulta essere un fattore di compensazione della distanza dell'origine dello specifico triangolo equilatero, e quindi del nuovo riferimento, dall'origine degli assi del piano $\alpha\beta$.

La distanza dall'origine degli assi nel piano $\alpha\beta$ (121) dopo essere stata calcolata:

$$DISTANZA\ ORIGINE\ ASSI = k_{posizione} * \left(\frac{m_a^{MAX}}{N_{livelli-1}} \right) \quad (121)$$

viene associata ad un particolare segmento come nel caso di $S_3^{N_{zona}N_{area}N_{regione}}$ per l'approccio di tipo 1 e $S_6^{N_{zona}N_{area}N_{regione}}$ nel caso dell'approccio di tipo 2 visti in precedenza.

5.14 Matrici e vettori degli stati di commutazione

5.14.1 Assegnazione delle matrici di stato ai vertici dei triangoli nel piano $\alpha\beta$

Partendo dall'analisi della mappatura degli stati per il convertitore a 3-livelli di Figura 53, si evidenzia come spostandosi verso la circonferenza più esterna, corrispondente a $m_a = 1$, il numero di stati associati ai punti individuati diminuisca.

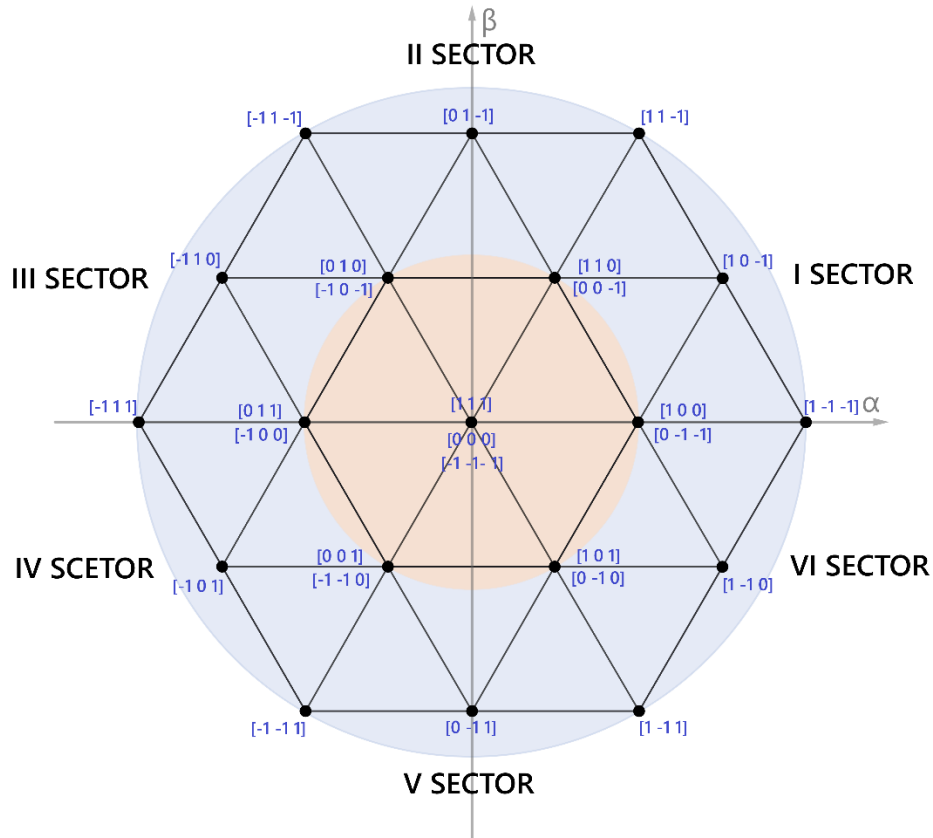


Figura 53 – Mappatura degli stati del modulatore vettoriale per il convertitore a 3-livelli

Volendo assegnare ad ogni punto individuato nel piano $\alpha\beta$ una matrice con tre colonne, ciascuna delle quali associata a una delle fasi del sistema, e un numero di righe dipendenti dall'indice di modulazione e quindi dal modulo del vettore spaziale di riferimento, risulta chiaro come le dimensioni di tale matrice saranno decrescenti allontanandosi dall'origine degli assi.

Proprio nell'origine degli assi, infatti, si ha il numero massimo di stati disponibili.

Nel caso di un convertitore a 9-livelli, partendo dai 45 punti mostrati in Figura 47 e spostandosi dalla linea di confine β_8 verso la linea più esterna β_1 , si possono identificare altrettante matrici di dimensioni decrescenti, in funzione degli stati disponibili, associate agli stessi punti (Figura 54).

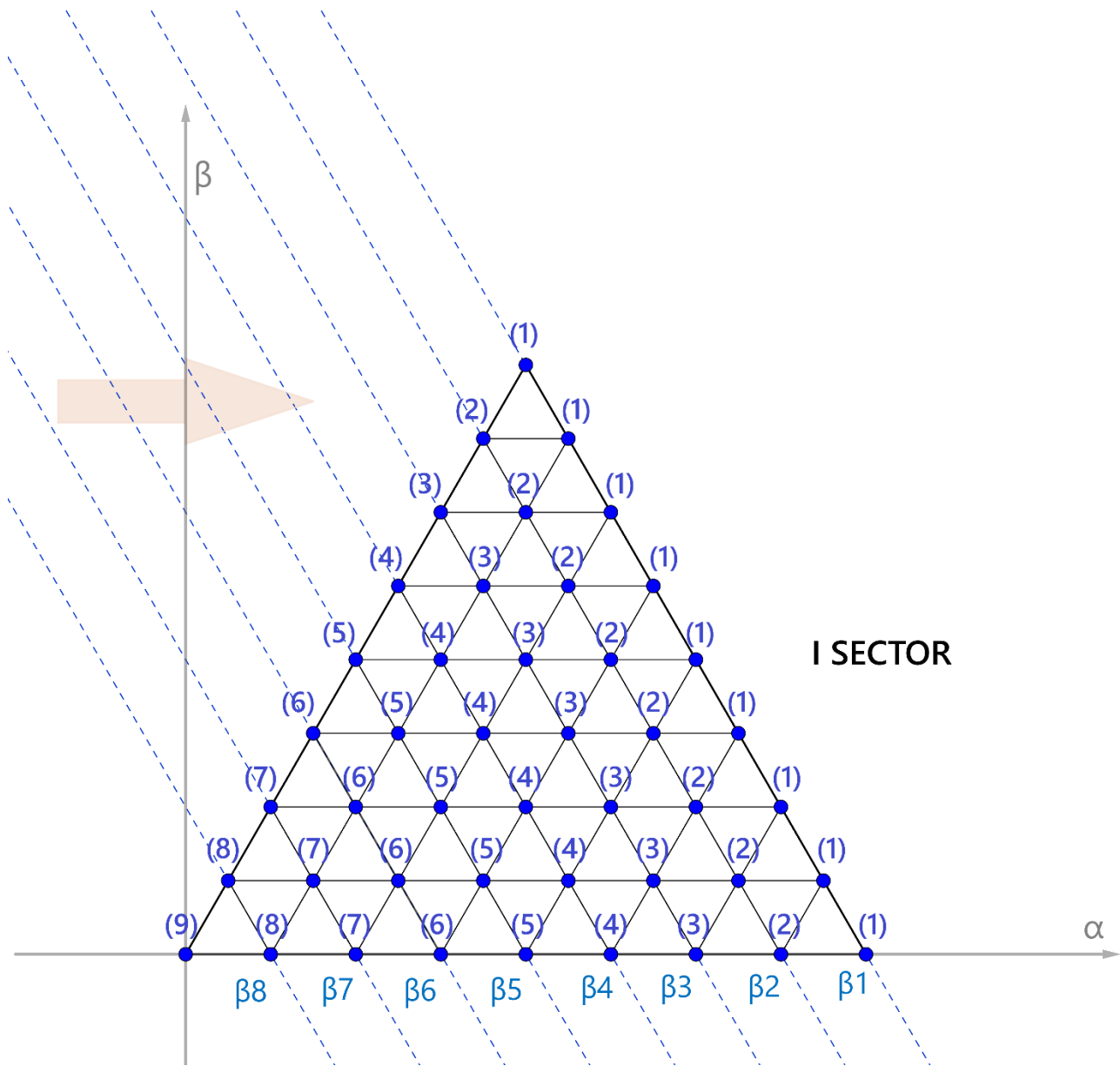


Figura 54 – Identificazione della posizione del vettore di riferimento nel passaggio da un convertitore a 2-livelli a quello a 9-livelli

5.14.2 Matrici di sequenza di commutazione

Una volta definite le matrici di stato per ogni vertice dei triangoli equilateri su tutto il piano e per tutti i sei settori, si possono costruire le matrici di sequenza di commutazione che dipenderanno ovviamente dalla posizione rilevata del vettore riferimento e quindi dai tre vertici del triangolo identificato dall'algoritmo.

L'algoritmo, identificando istante per istante la posizione del vettore conoscendone modulo e fase, assegna la matrice di sequenza di commutazione in funzione delle matrici di stato dei tre vertici del triangolo di posizionamento.

La matrice di sequenza di commutazione M_{seq} avrà la dimensione descritta dalla (122):

$$dim_{M_{seq}} = [N_{comb}^{P1} + N_{comb}^{P2} + N_{comb}^{P3}] \times 3 \quad (122)$$

dove N_{comb}^{P1} , N_{comb}^{P2} , N_{comb}^{P3} sono il numero di possibili combinazioni per quel singolo vertice del triangolo identificato univocamente nel piano mentre M_{seq} è proprio la matrice di sequenza i cui valori interni sono direttamente dipendenti dal numero di ponti H attivi in quella combinazione.

Il segno degli stessi valori interni (123) indica la polarità della tensione assegnata a quella combinazione:

$$valori_interni_{M_{seq}} = \left\{ -\frac{N_{livelli}-1}{2}, \dots, 0, \dots, \frac{N_{livelli}-1}{2} \right\} \quad (123)$$

5.14.3 Vettori di sequenza di commutazione

A questo punto, utilizzando le singole colonne della matrice di sequenza assegnate per quella posizione del vettore riferimento identificata, l'algoritmo crea i vettori di sequenza $V_{seq}^{a,b,c}$ per i ponti H delle singole fasi che avranno una dimensione (124) definita da:

$$dim_{V_{seq}^{a,b,c}} = [N_{comb}^{P1} + N_{comb}^{P2} + N_{comb}^{P3}] \quad (124)$$

dipendente anch'essa, come la matrice di sequenza, dal numero di possibili combinazioni N_{comb}^{P1} , N_{comb}^{P2} , N_{comb}^{P3} per quei vertici del triangolo identificato.

Ad esempio, in Zona1 Area1 Regione1 di Figura 48 e delimitata dai punti 1,2,10 di Figura 49, in accordo con quanto mostrato in Figura 54, al vettore viene assegnata una dimensione massima di 25.

I vettori di sequenza (125) per le singole fasi corrispondono proprio ai vettori di commutazione da inviare agli interruttori statici:

$$\begin{cases} V_{seq}^a = V_{sw}^a \\ V_{seq}^b = V_{sw}^b \\ V_{seq}^c = V_{sw}^c \end{cases} \quad (125)$$

L'algorithmo interno, definito e inizializzato il vettore di controllo dell'interruttore statico di ogni fase ($V_{pulse}^{a,b,c}$), estrae il valore dei singoli elementi $V_{sw}^{a,b,c}$ (nel caso del convertitore a 9-livelli compreso tra -4 e 4) e calcola, come visto in precedenza, i valori dei tempi di applicazione dei vettori $V0', V1', V2'$.

Tali tempi vengono sommati, rilasciando in uscita il valore complessivo del tempo di accensione del singolo interruttore statico per ogni ponte H su ogni fase, definendo pertanto il Duty Cycle dello stesso.

L'algorithmo durante il ciclo di calcolo preserva anche il valore del vettore di accensione precedente per consentire scelte di implementazione e logiche di gestione dei guasti diverse da quella adottata per i test effettuati su questo modulatore.

5.14.4 Mappatura degli stati per il convertitore a 9-livelli

Nel caso della mappatura degli stati nel convertitore a 9-livelli, per ciascuno dei sei settori i punti giacenti sulle rette con pendenza $\beta_9 = \sqrt{3}\alpha$ coincidono con quelli giacenti sulla retta con $\beta_{17} = 0$ del settore successivo.

Quando la posizione del vettore di riferimento passa da un settore all'altro, valgono le seguenti uguaglianze (126) per i punti individuati sul piano:

$$\begin{cases} 1^{N_{sector}} = 1^{N_{sector}+n} \\ 10^{N_{sector}} = 2^{N_{sector}+n} \\ 18^{N_{sector}} = 3^{N_{sector}+n} \\ 25^{N_{sector}} = 4^{N_{sector}+n} \\ 31^{N_{sector}} = 5^{N_{sector}+n} \\ 36^{N_{sector}} = 6^{N_{sector}+n} \\ 40^{N_{sector}} = 7^{N_{sector}+n} \\ 43^{N_{sector}} = 8^{N_{sector}+n} \\ 45^{N_{sector}} = 9^{N_{sector}+n} \end{cases} \quad (126)$$

dove N_{sector} è il numero del settore mentre il coefficiente n (127) vale:

$$\begin{cases} n = 1 & \text{if } 1 \leq N_{sector} \leq 5 \\ n = -5 & \text{if } N_{sector} = 6 \end{cases} \quad (127)$$

Le Figure dalla 55 alla 60 riportano la mappatura degli stati completa punto per punto utilizzata dall'algorithmo interno sulla base della quale viene applicata la procedura per l'individuazione delle matrici di sequenza e quindi dei vettori di sequenza descritta in precedenza.



Figura 55 – Mappa degli stati nel primo settore per convertitore a 9-livelli

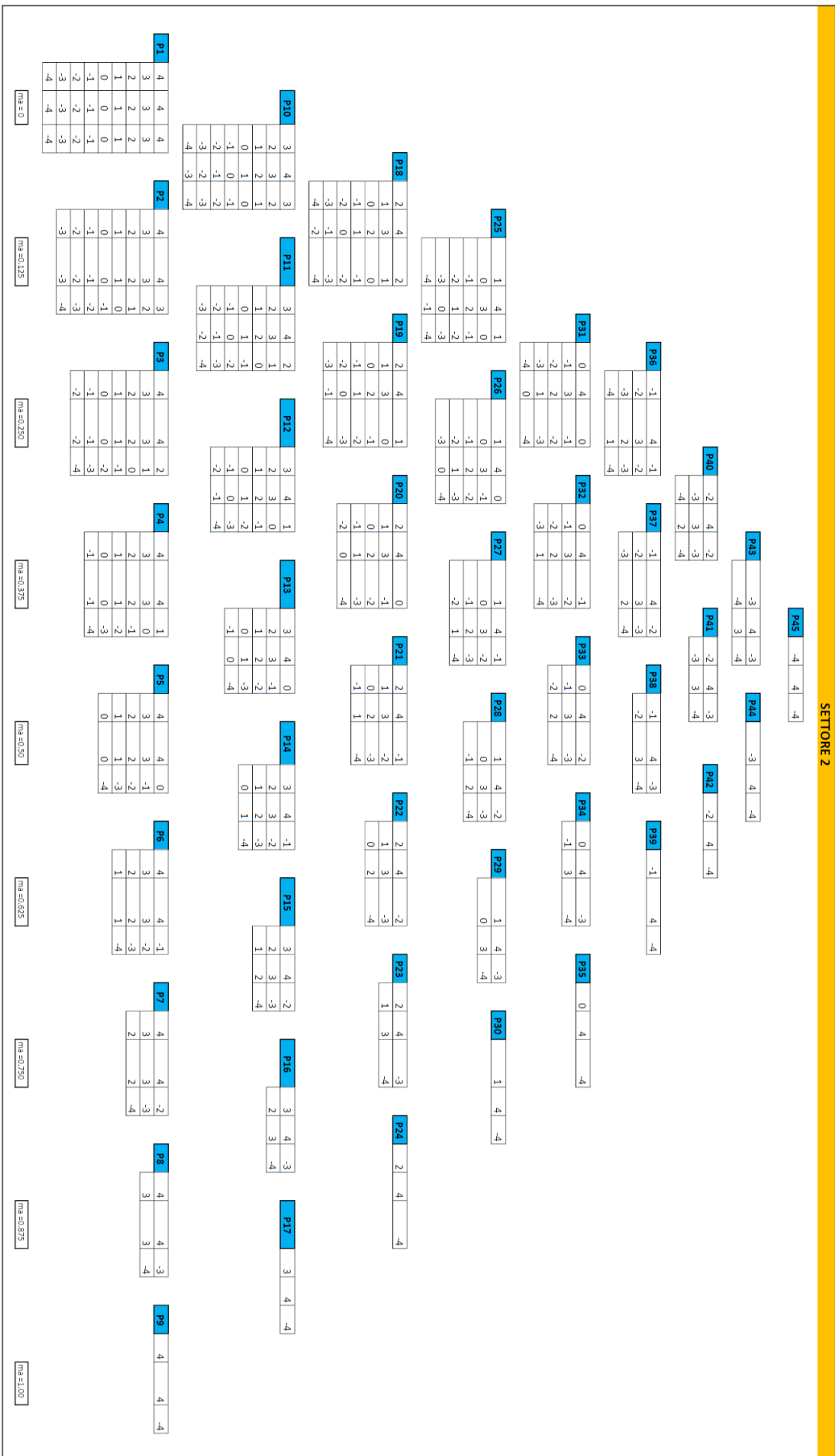


Figura 56 – Mappa degli stati nel secondo settore per convertitore a 9-livelli

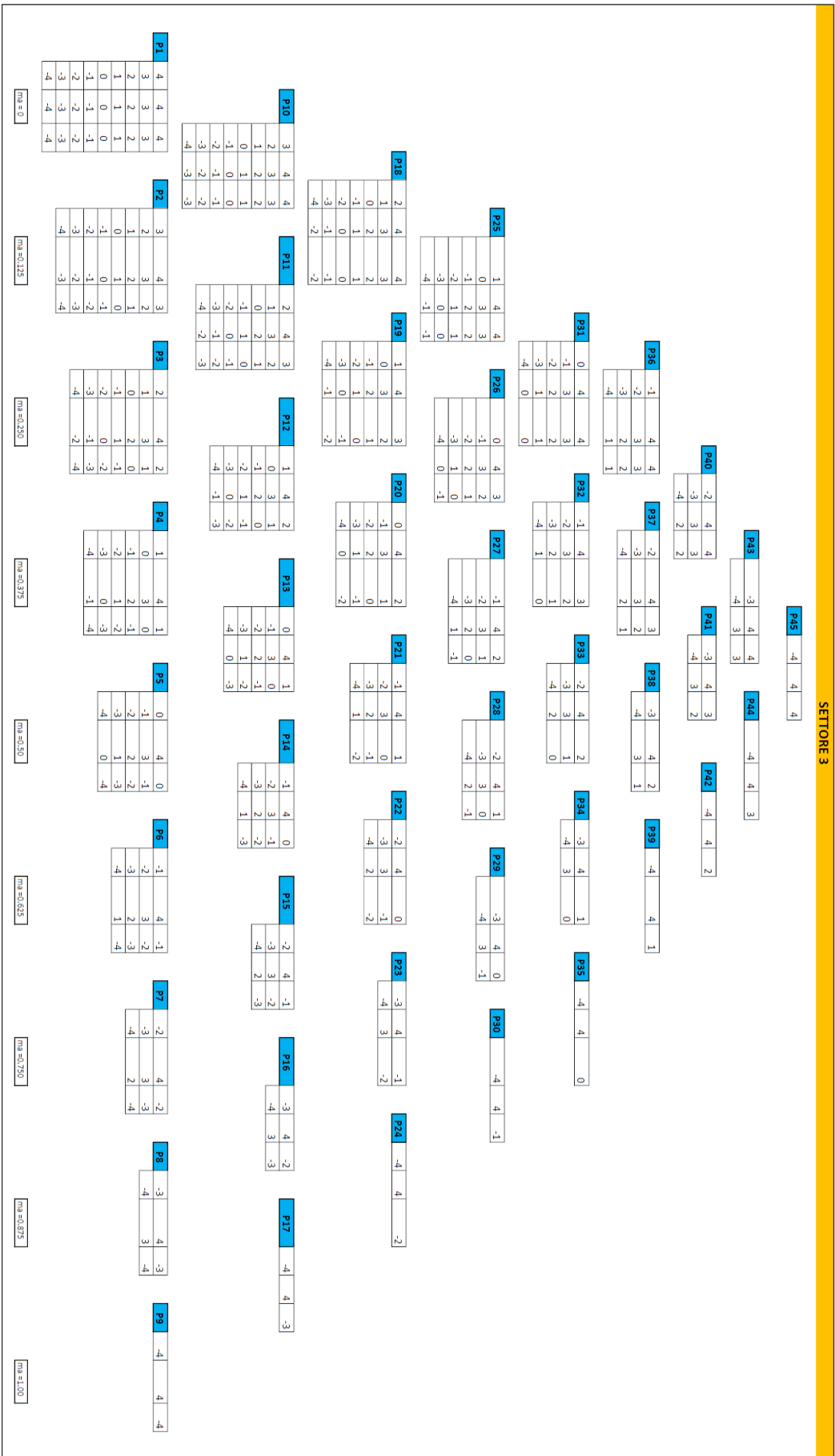


Figura 57 – Mappa degli stati nel terzo settore per convertitore a 9-livelli

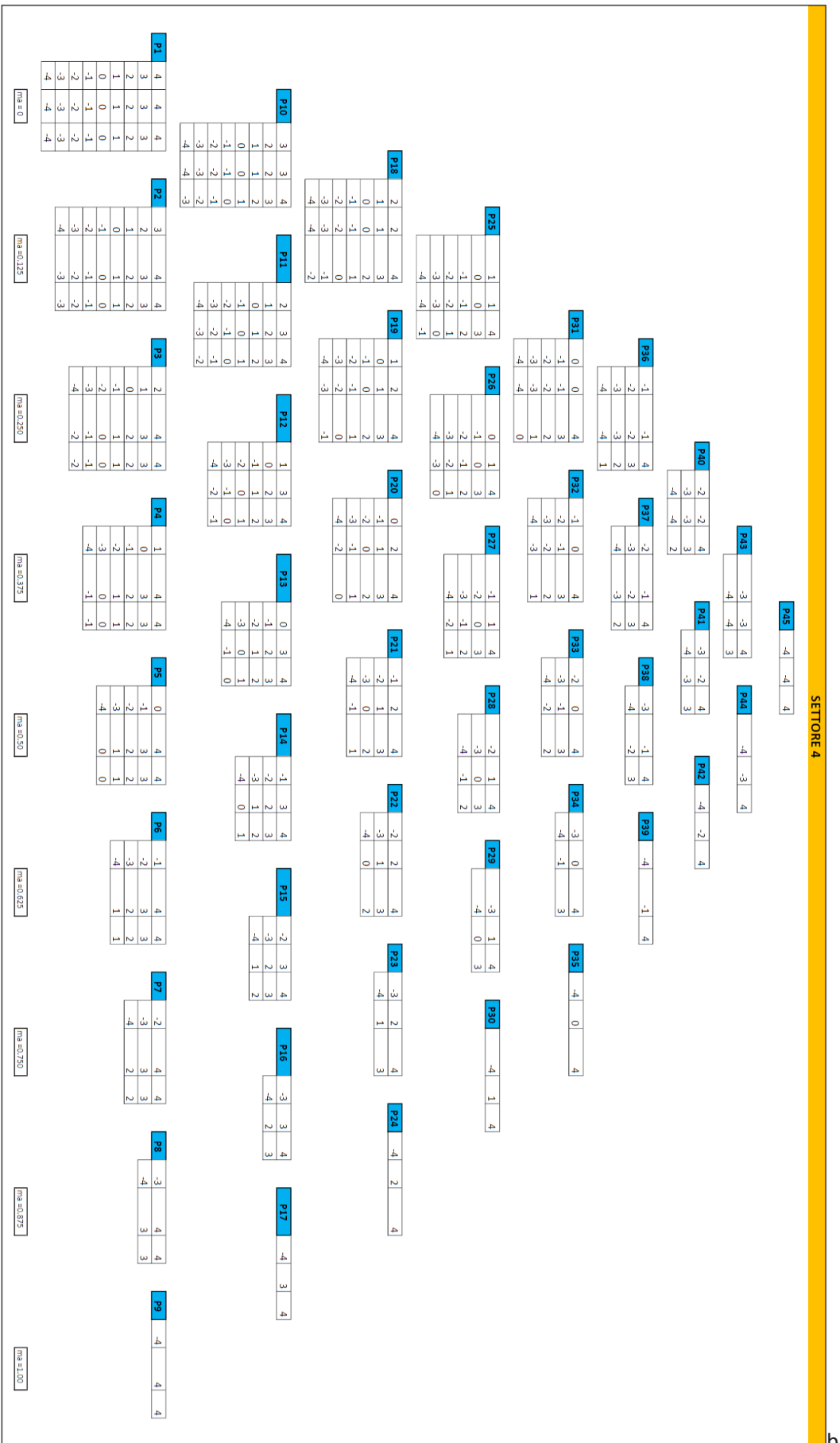


Figura 58 – Mappa degli stati nel quarto settore per convertitore a 9-livelli

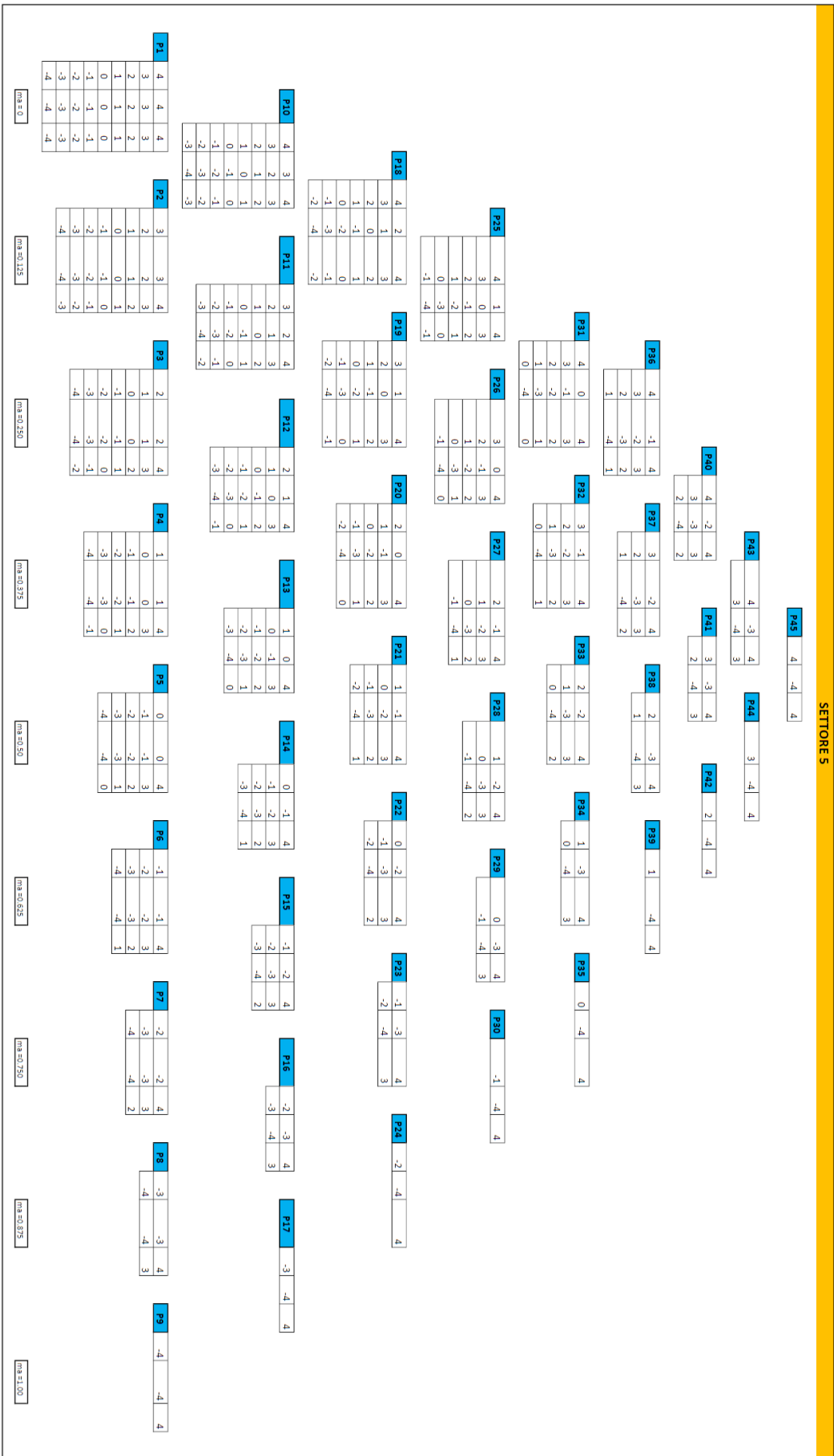


Figura 59 – Mappa degli stati nel quinto settore per convertire a 9-livelli

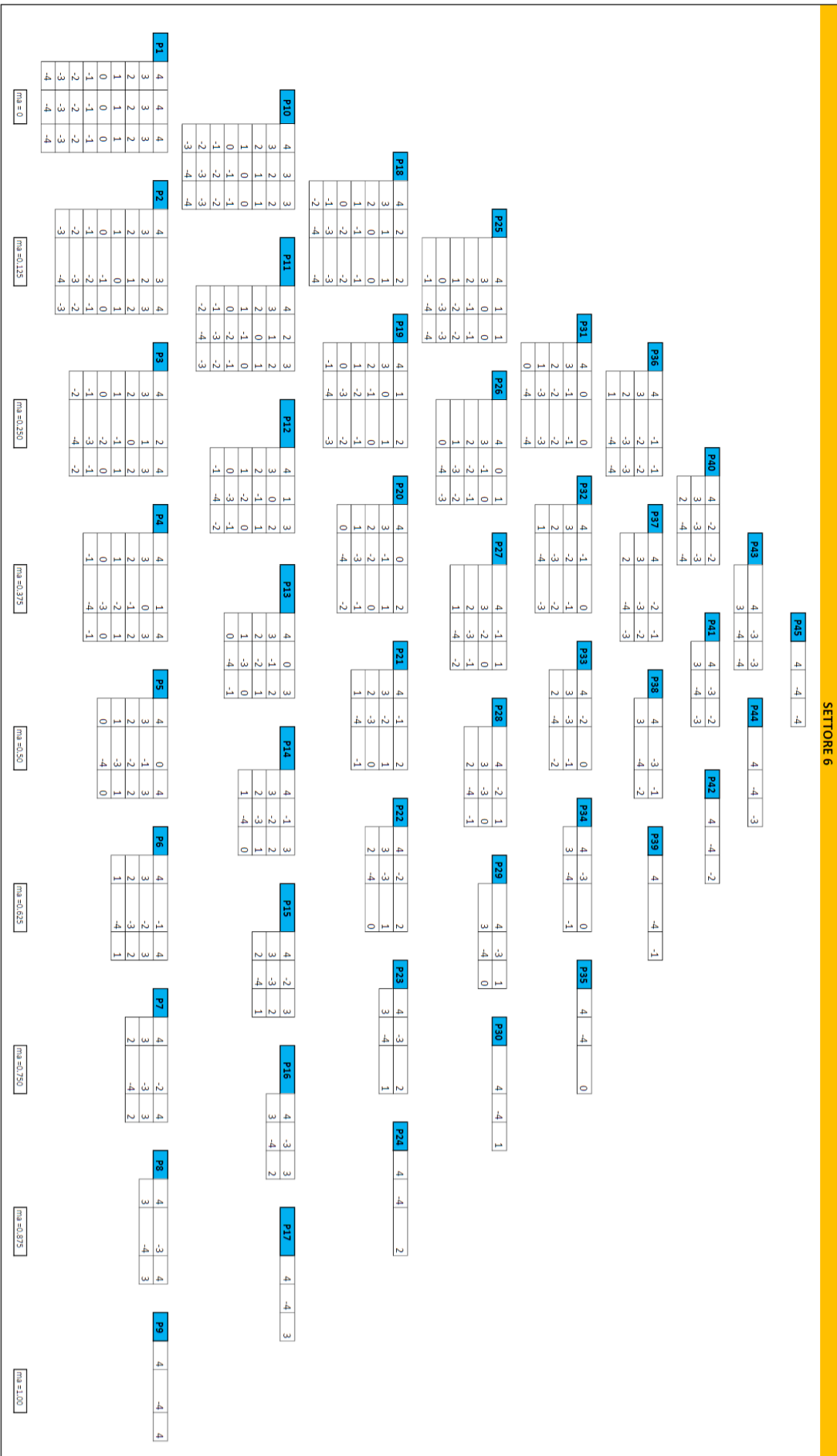


Figura 60 – Mappa degli stati nel sesto settore per convertitore a 9-livelli

5.15 Operatività in caso di guasto

Un algoritmo di modulazione vettoriale per lavorare con un convertitore generico a $N_{livelli}$ può sfruttare un numero di stati (128) disponibili pari a:

$$N_{stati} \rightarrow (N_{livelli})^3 \quad (128)$$

Facendo riferimento alla cella base (ponte H) di Figura 22, è possibile ricavare per associazione gli stati ON-OFF dei singoli interruttori.

I possibili stati di commutazione dei ponti H sulle singole fasi sono già stati descritti in Tabella 3 dove appunto x indica la rispettiva fase del ponte H, mentre n indica il numero di ponti H sulla stessa fase.

Ricordando quanto espresso dalla (13), ogni stadio è controllato da due funzioni di commutazione indipendenti che agiscono proprio sul singolo ramo dell' $n - esimo$ stadio nella $x - esima$ fase.

Associato il generico comando di gate GC (129) al singolo interruttore statico

$$GCx_{1n} \rightarrow Sx_{1n} \quad (129)$$

una volta nota la posizione del vettore di riferimento, è possibile conservare il funzionamento del sistema con una terna di tensioni di fase non più simmetrica ma ancora equilibrata nelle correnti grazie al mantenimento della simmetria sulle tensioni concatenate [28].

L'algoritmo è stato implementato per lavorare con una mappatura degli stati che permetta flessibilità vista la continua evoluzione della ricerca su questo tipo di modulazione applicata ai convertitori multilivello di tipo CHBMC.

Nel caso di guasto operativo (durante il servizio) su un generico interruttore statico, considerando guasta quella cella, può esserne azzerata la tensione di uscita ai terminali sfruttando le due configurazioni nulle (130) evidenziate in Tabella 3:

$$\begin{cases} Sx_{1n}^{FAULT} \text{ OR } Sx_{3n}^{FAULT} \rightarrow 0^I \\ Sx_{4n}^{FAULT} \text{ OR } Sx_{2n}^{FAULT} \rightarrow 0^I \end{cases} \quad (130)$$

Grazie alla mappatura degli stati per la configurazione massima a 9-livelli e alla gestione dei comandi degli interruttori statici attraverso vettori di sequenza (capitolo 5.14.3), il modulatore generalizzato, a seconda delle necessità, può essere fatto funzionare in una delle configurazioni "ridotte" rispetto a quella massima.

6 Modellizzazione del modulatore vettoriale in ambiente Matlab-Simulink

6.1 Introduzione

Essendo lo scopo finale quello di implementare e validare un approccio generalizzato per un modulatore vettoriale applicabile a convertitori CHBMC a $N_{livelli}$, si è incentrato lo studio sulla individuazione di un approccio che fosse in grado di soddisfare alcuni requisiti chiave definiti durante la fase iniziale:

- semplificazione del metodo generale
- massima scalabilità viste le diverse configurazioni studiate e implementate
- confrontabilità dei risultati ottenuti dalle simulazioni delle diverse configurazioni
- flessibilità implementativa

Considerando che l'approccio utilizzato ha permesso di testare e validare il modello, e di conseguenza l'algoritmo creato per lo stesso, su una configurazione a quattro Ponti H per fase (9-livelli), il soddisfacimento di tutte le caratteristiche e requisiti di cui sopra si è rivelato essenziale per l'ottenimento del risultato voluto.

Vista la presenza nel laboratorio universitario di una piattaforma hardware *dSPACE* del tipo MicroLabBox SY1202TP-01-008 sono state cercate soluzioni che agevolassero la procedura implementativa nella stessa.

Un convertitore CHBMC ha bisogno di pilotare un numero di interruttori (131) statici pari a:

$$N_{GC} = N_{fasi} * (4N_{celle}) \quad (131)$$

dove N_{GC} è proprio il numero complessivo di *gate command*.

Si possono andare a controllare gli interruttori superiori dei singoli rami, lasciando poi che sia la scheda di interfaccia di accensione a bordo dello switch statico a pilotare quelli inferiori degli stessi rami.

In questo caso per un convertitore a 9-livelli, come quello della configurazione finale, è necessaria la generazione un numero di segnali di gate pari a $\frac{N_{GC}}{2} = 24$.

Durante la fase di studio preliminare è stato necessario prevedere la possibilità di importare il modello Matlab-Simulink andandolo a implementare in una configurazione hardware con una struttura MPU (Micro Processor Unit) più FPGA (Field Programmable Gate Array).

In questa configurazione, evidenziata in Figura 61, la comunicazione tra MPU e FPGA [29] avviene attraverso segnali asincroni chiamati di "*interrupt*" che attivano una *Interrupt Service Routine* (ISR) proprio tramite una *Interrupt Request* (IRQ) inviata al processore.

Questi segnali asincroni possono essere generati anche da altre periferiche esterne quali ad esempio i convertitori analogico digitali (ADC - Analog to Digital Converter) utilizzati per la trasformazione dei segnali analogici provenienti dal campo e necessari ai sistemi di controllo (retroazioni).

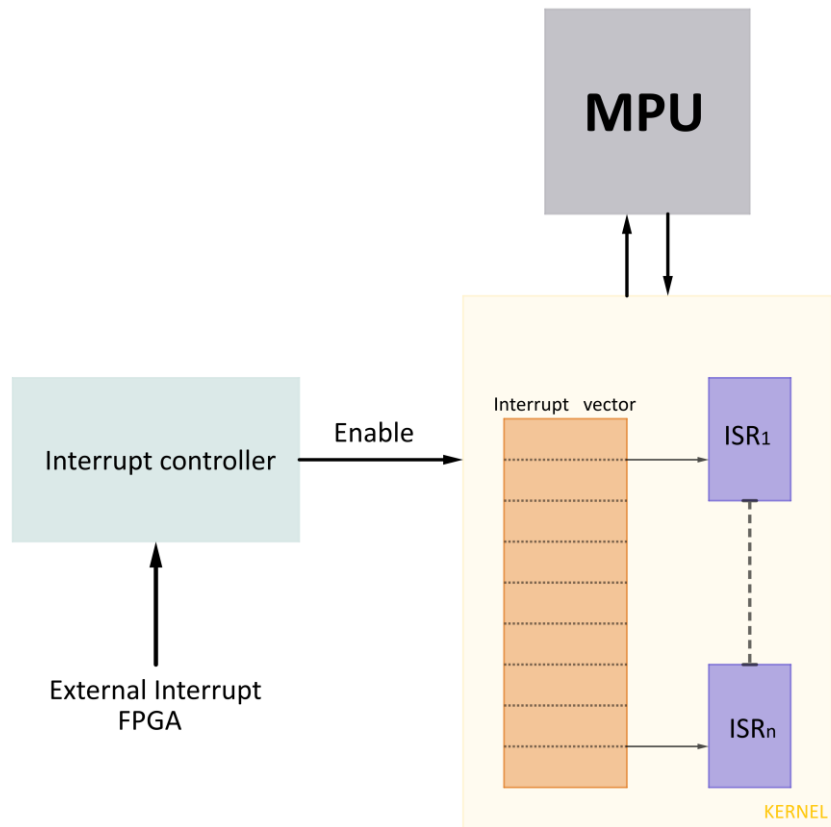


Figura 61 – Schema generale dell’attivazione delle ISR tramite le IRQ

Questa soluzione, presente tra quelle utilizzabili nella piattaforma hardware dSPACE del laboratorio, ha permesso di implementare la parte di codice di calcolo dei tempi di applicazione dei vettori nonché la scelta dei vettori stessi nella CPU, lasciando invece la gestione dei segnali di pilotaggio delle accensioni degli interruttori statici all’hardware dell’FPGA integrata (Figura 62).

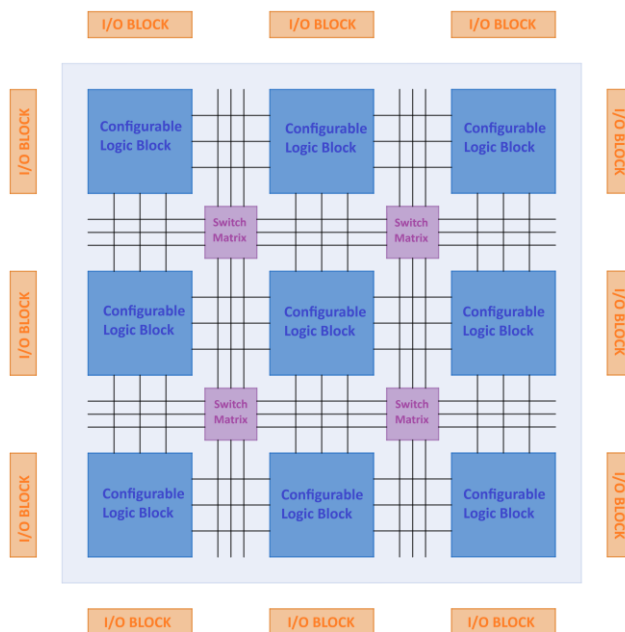


Figura 62 – Configurazione interna FPGA

La caratteristica costruttiva dell’FPGA, composta da matrici di blocchi logici configurabili dall’utente, permette l’esecuzione di operazioni in parallelo che, nel caso di sistemi con molte accensioni come i modulatori multilivello, devono necessariamente essere sincronizzate e soprattutto allineate temporalmente tra loro.

6.2 Approccio utilizzato

Matlab-Simulink, permettendo di scegliere il passo di integrazione da applicare a seconda delle necessità, può rilasciare dei risultati che si avvicinano a quelli di un sistema in “tempo continuo” benché questo sia dispendioso in termini di aumento di capacità computazionale proporzionalmente alla riduzione del passo di simulazione scelto.

I sistemi hardware si basano invece su segnali di “clock” periodici, che fungono da sincronismo per lo svolgimento delle operazioni, generalmente sequenziali, delle MPU.

L’utilizzo di ulteriore hardware separato come FPGA o ADC che lavora in maniera asincrona rispetto alla MPU richiede l’utilizzo di questi segnali asincroni definiti di “interrupt”.

Visto tutto quanto introdotto è stato previsto per tutti i modelli implementati in Matlab-Simulink l’analisi e lo studio nei casi di:

- funzionalità in “tempo continuo”
- funzionalità in “tempo discreto”

La prima, utilizzata nelle fasi iniziali delle modellizzazioni nelle diverse configurazioni, ha permesso di avere risultati simulativi da utilizzare per il confronto successivo.

La seconda, creata grazie all’ausilio di sistemi triggerati integrati nei modelli, ha permesso di semplificare notevolmente l’analisi dei risultati soprattutto nelle configurazioni multilivello dove i numeri di triangoli e pertanto le transizioni tra gli stessi diventano rilevanti.

Sono state fatte ulteriori scelte puramente progettuali sulla frequenza di commutazione, ritenendo basilare poter confrontare al meglio i risultati ottenuti dai diversi modelli all’aumento della frequenza di switching apparente (132) del sistema:

$$F_{sw}^{app} = F_{PWM} * N_{HB}^{sw} \quad (132)$$

dove F_{sw}^{app} è proprio la frequenza di commutazione apparente, N_{HB}^{sw} è il numero totale di interruttori statici operativi sui ponti H della fase generica e F_{PWM} è la frequenza di PWM impostata per l’unico interruttore statico, come visto in precedenza.

I modelli preliminari hanno permesso di effettuare simulazioni con valori di F_{PWM} multipli della frequenza del segnale di riferimento ricevuto dal modulatore vettoriale in funzione di un numero definito di ON-OFF desiderato per ogni settore del piano:

- a. 1 ON-OFF ogni $\frac{\pi}{3} \rightarrow 2N_{settori} * F_{rif} = 300Hz$
- b. 2 ON-OFF ogni $\frac{\pi}{3} \rightarrow 2N_{settori} * F_{rif} = 600Hz$
- c. 3 ON-OFF ogni $\frac{\pi}{3} \rightarrow 2N_{settori} * F_{rif} = 900Hz$

avendo imposto $N_{settori} = 6$ e $F_{rif} = 50Hz$.

Nel complesso questo approccio ha permesso, come vedremo per i diversi modelli, una validazione preliminare grazie anche al confronto dei risultati ottenuti sia sugli stessi modelli nelle due modalità, ma anche tra i modelli stessi al fine di evidenziare differenze e vantaggi al progredire della complessità delle configurazioni studiate.

6.2.1 Schema a blocchi generalizzato

Il modello creato in Matlab-Simulink comprende diversi blocchi evidenziati in Figura 63.

Questi blocchi contengono le stesse funzioni che però, a livello generalizzato, sono state implementate in maniera progressiva partendo dalle configurazioni più semplici fino ad arrivare alla configurazione finale del convertitore a 9-livelli.

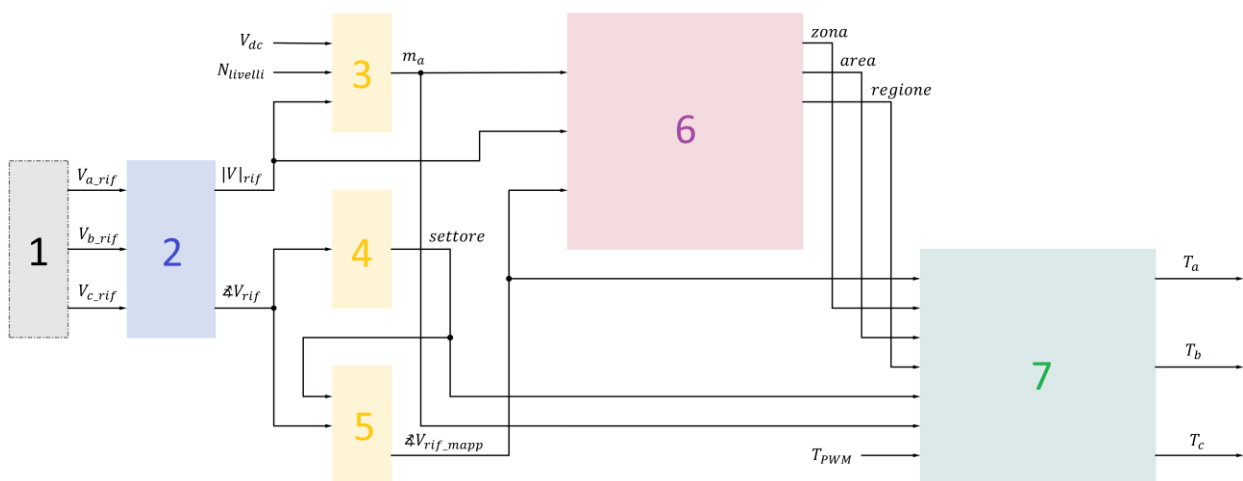


Figura 63 – Schema a blocchi generale dei modelli in Matlab - Simulink

- 1 **SISTEMA DI CONTROLLO**: genera in uscita la terna di tensioni simmetriche di riferimento. Per lo studio e la trattazione del modulatore vettoriale il controllo è considerato un sistema esterno che invia il riferimento allo stesso.
- 2 **BLOCCO DI CALCOLO del vettore di riferimento**: restituisce l'ampiezza e la fase del vettore di riferimento in coordinate polari dopo la trasformazione nel piano $\alpha\beta$ (trasformazione di Clarke).
- 3 **BLOCCO DI CALCOLO indice di modulazione m_a** : fornisce in uscita l'indice di modulazione di ampiezza che viene poi utilizzato dal blocco di identificazione della posizione del vettore di riferimento e dal blocco di calcolo del tempo di applicazione.
- 4 **BLOCCO DI CALCOLO settore di posizione vettore riferimento**: restituisce il settore di posizione del vettore che viene utilizzato per l'identificazione delle combinazioni di commutazione.
- 5 **BLOCCO DI CALCOLO angolo mappato del vettore riferimento**: fornisce l'output del calcolo del nuovo angolo $\vartheta_{ref,map}$ dopo aver mappato tutti i settori superiori rispetto al primo.

- 6 *BLOCCO DI IDENTIFICAZIONE posizione vettore di riferimento*: calcola la posizione istantanea del vettore di riferimento nelle Zone, Aree e Regioni finali come descritto nei paragrafi precedenti.
Per le configurazioni intermedie restituisce la posizione senza bisogno di utilizzare la suddivisione completa del piano $\alpha\beta$ come visto al Capitolo 5.12.
- 7 *BLOCCO DI CALCOLO dei tempi di applicazione*: produce in uscita i tempi di applicazione dei vettori $V1, V2$ e del vettore nullo $V0$ secondo quanto già trattato nei capitoli precedenti.
Con il calcolo di questi tempi il sistema di modulazione permette la corretta esecuzione di ogni possibile sequenza delle combinazioni di commutazione mappate nei punti ai vertici dei triangoli equilateri individuati nella suddivisione del piano $\alpha\beta$.

I blocchi funzionali dello schema contengono a loro volta ulteriori blocchi funzionali Matlab-Simulink programmati in codice C per ottenere una migliore compatibilità e flessibilità di implementazione nei sistemi hardware.

6.2.2 Funzionalità implementate

6.2.2.1 Funzionalità nei modelli Matlab-Simulink

Nei blocchi funzionali di Figura 63 sono implementate le funzioni già viste al Capitolo 5 dove è stata descritta la modellizzazione matematica del modulatore vettoriale.

La generalizzazione prevede per tutti i modelli e in tutte le configurazioni:

- 1 *SISTEMA DI CONTROLLO (Esterno al modulatore)*
- 2 *BLOCCO DI CALCOLO del vettore riferimento*
- 3 *BLOCCO DI CALCOLO indice di modulazione m_a*
- 4 *BLOCCO DI CALCOLO settore di posizione vettore riferimento*
- 5 *BLOCCO DI CALCOLO angolo mappato del vettore riferimento*

Mentre sono personalizzati in base alle configurazioni del sistema multilivello, su cui sono implementati, i blocchi:

- 6 *BLOCCO DI IDENTIFICAZIONE posizione vettore di riferimento*
- 7 *BLOCCO DI CALCOLO dei tempi di applicazione*

Occorre approfondire la modalità di implementazione dell'applicazione dei vettori di stato in funzione dei tempi generati dal modulatore in uscita al Blocco 7 di Figura 63.

Dato l'elevato numero di triangoli presenti nella configurazione a 9-livelli, è risultato opportuno, al fine di rendere più agevole il debug del sistema implementato con l'algoritmo, creare un modello in tempo continuo che includesse alcuni accorgimenti prima di passare alla modellizzazione a tempo discreto per l'importazione finale in ambiente dSPACE.

In Figura 64.a viene mostrata l'implementazione in Matlab-Simulink dello schema a blocchi di Figura 63 dove si evidenziano tre blocchi distinti:

Reference : genera in uscita la terna di tensioni simmetriche passate al modulatore vettoriale andando a identificarsi con il Blocco 1 (Figura 63) del sistema di controllo.

Continuous dwell time calculation: rilascia in uscita i tre tempi di applicazione in “tempo continuo” dei vettori di stato e un segnale di trigger utilizzato dal blocco successivo.
All’interno di questo blocco sono comprese le funzionalità dei Blocchi 2,3,4,5,6,7 di Figura 63.

Triggered dwell time calculation : blocco triggerato, su fronte di salita e su quello di discesa, su un segnale in onda quadra proveniente da un generatore in modo da poter effettuare simulazioni comparative con l’uscita del blocco in “tempo continuo”.
Le funzioni discrete per i tempi di applicazione hanno permesso una semplificazione aggiuntiva in fase di debugging.

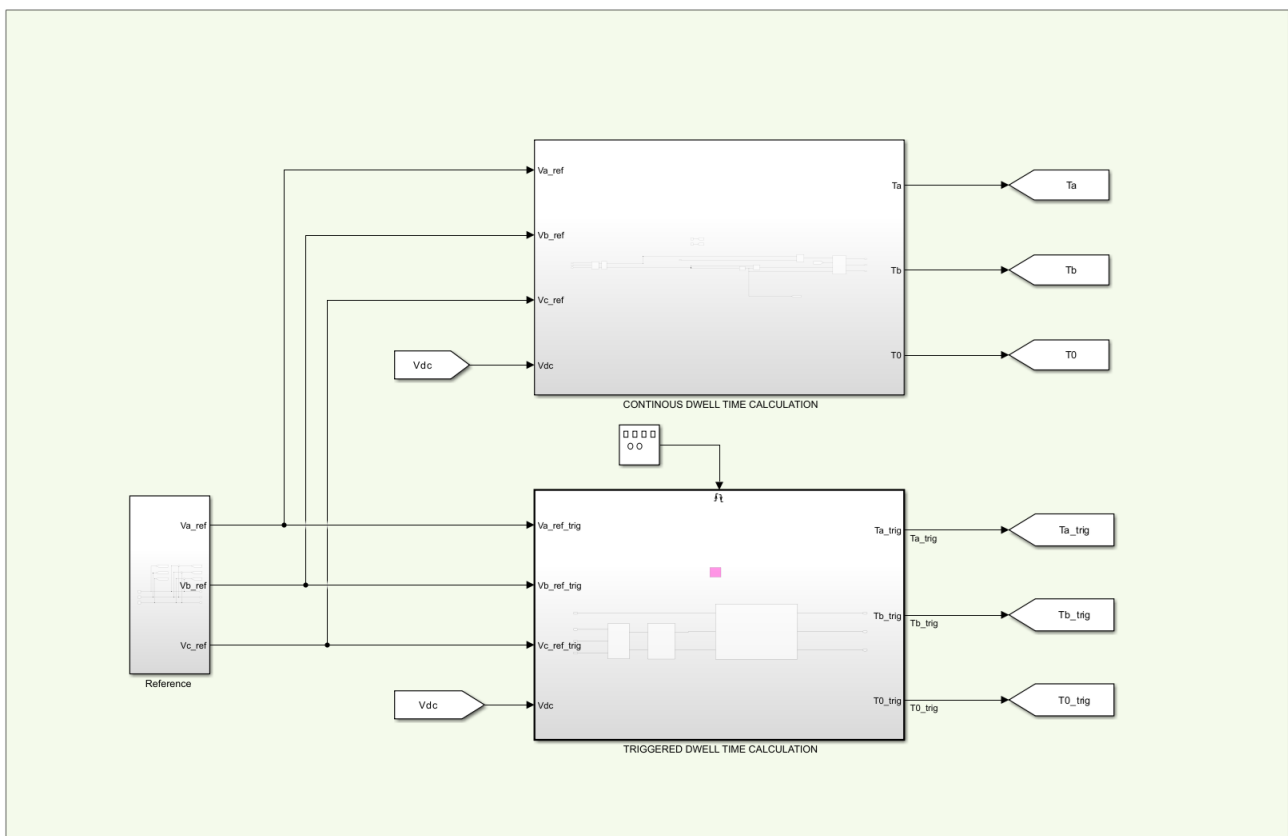


Figura 64.a – Schema a blocchi generalizzato dei modelli in Matlab – Simulink

In Figura 64.b e Figura 64.c è evidenziato il dettaglio di quanto contenuto nel blocco CONTINUOUS DWELL TIME CALCULATION di Figura 64.a che risulta essere la trascrizione in codice C, all’interno dei blocchi funzionali di Matlab, di quanto descritto in maniera analitica al Capitolo 5.

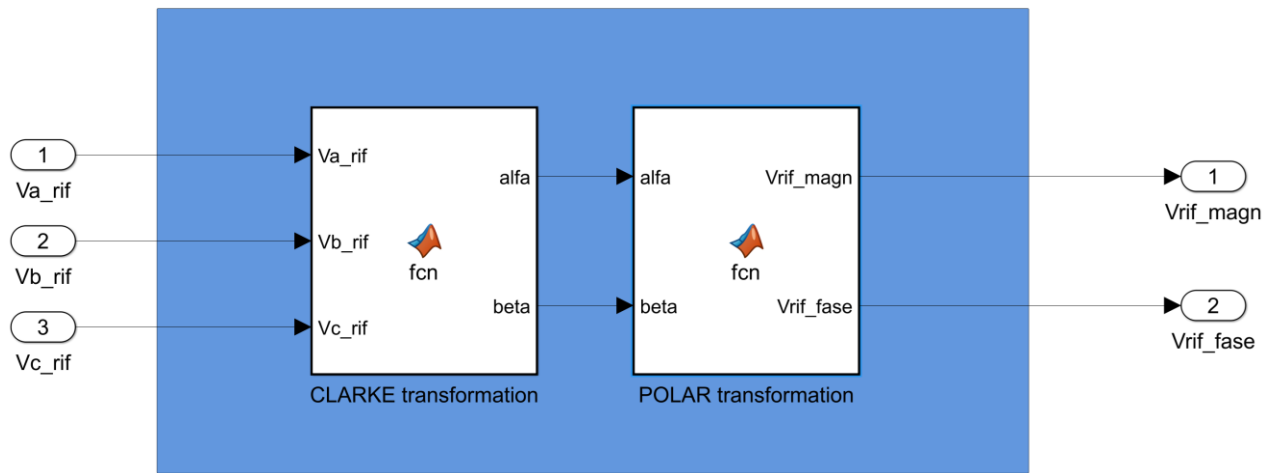


Figura 64.b – Blocco CONTINUOUS DWELL TIME CALCULATION

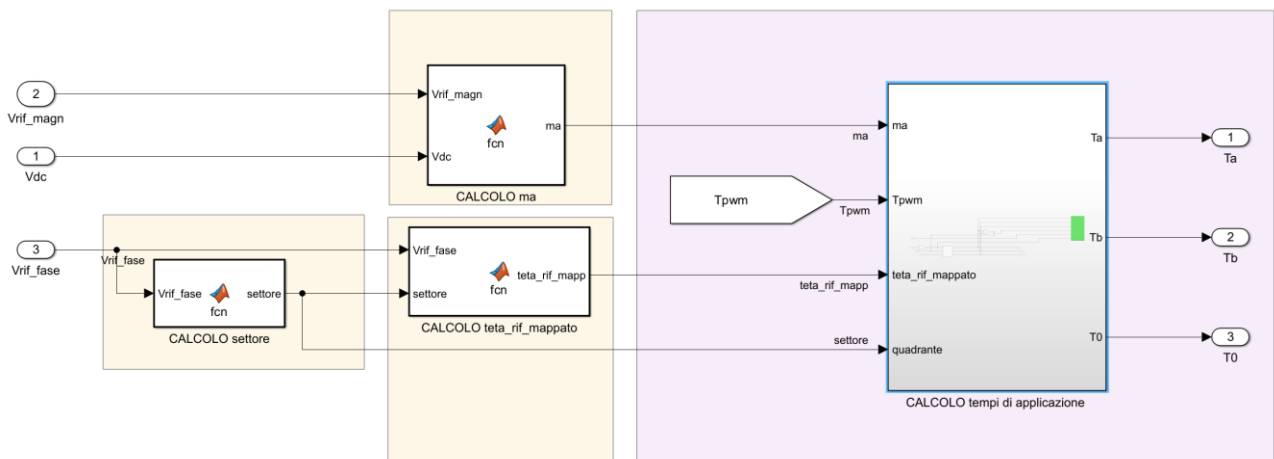


Figura 64.c – Blocco CONTINUOUS DWELL TIME CALCULATION

6.2.2.2 Generazione dei comandi per gli interruttori statici

I valori dell'indice di modulazione m_a calcolato in funzione del riferimento ricevuto dal sistema di controllo e regolazione, del periodo T_{PWM} impostato preliminarmente, del settore e dell'angolo ϑ_{rif_mapp} (Figura 65.a), vengono inviati al blocco di calcolo dei tempi di applicazione che produce in uscita tre funzioni.

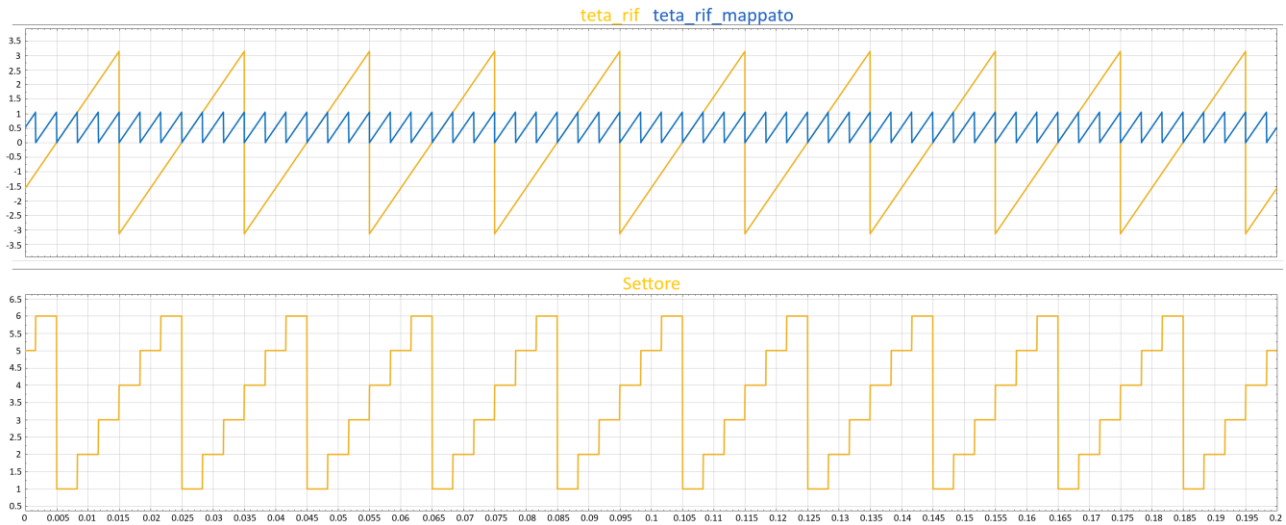


Figura 65.a – Settore di posizione del vettore di riferimento, ϑ_{rif} e ϑ_{rif_mapp}

Le funzioni dei tempi di applicazione dei tre vettori $V1$, $V2$ e $V0$ sono mostrate invece in Figura 65.b in blu e in verde (segnali triggerati) insieme al segnale di trigger, creato analiticamente per le prove, e al valore del settore sempre calcolato dall'algorithm (ultima traccia in basso).

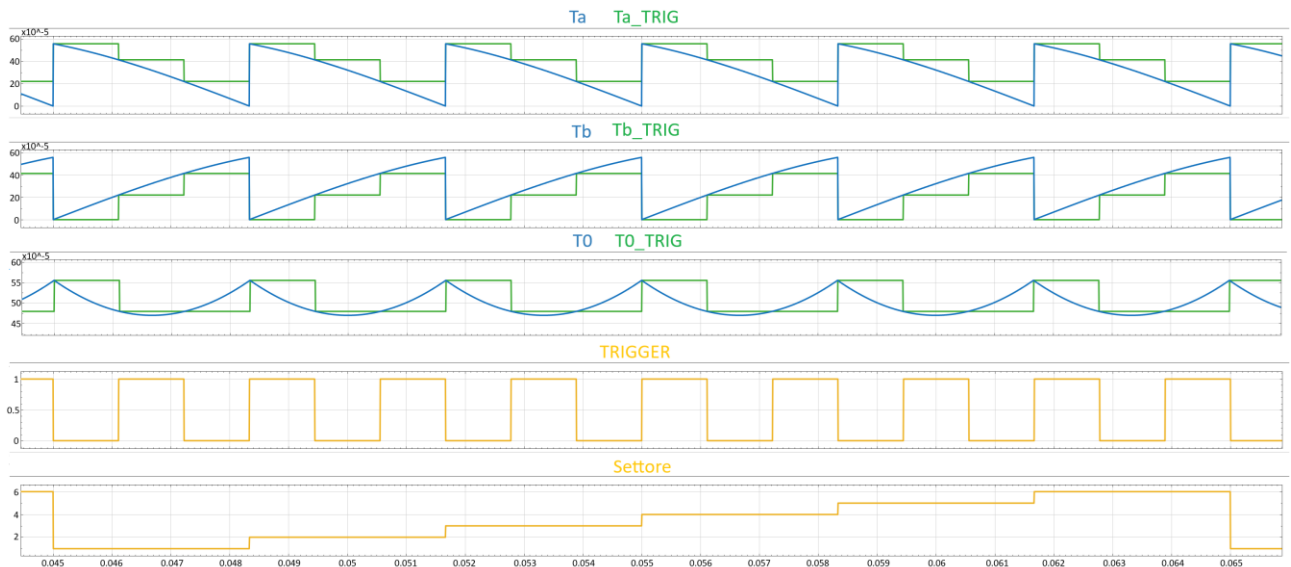


Figura 65.b – Esempi dei tempi di applicazione (blu-verde), trigger e settore di posizione del vettore di riferimento

Queste funzioni così generate vengono passate ad un macro-blocco contenente la mappatura completa degli stati così come già descritto precedentemente.

Il macro-blocco, evidenziato in Figura 66 nel caso del convertitore a 2 -livelli, è stato suddiviso per praticità in sei sotto-blocchi uno per ciascuno dei sei settori individuati nel piano $\alpha\beta$.

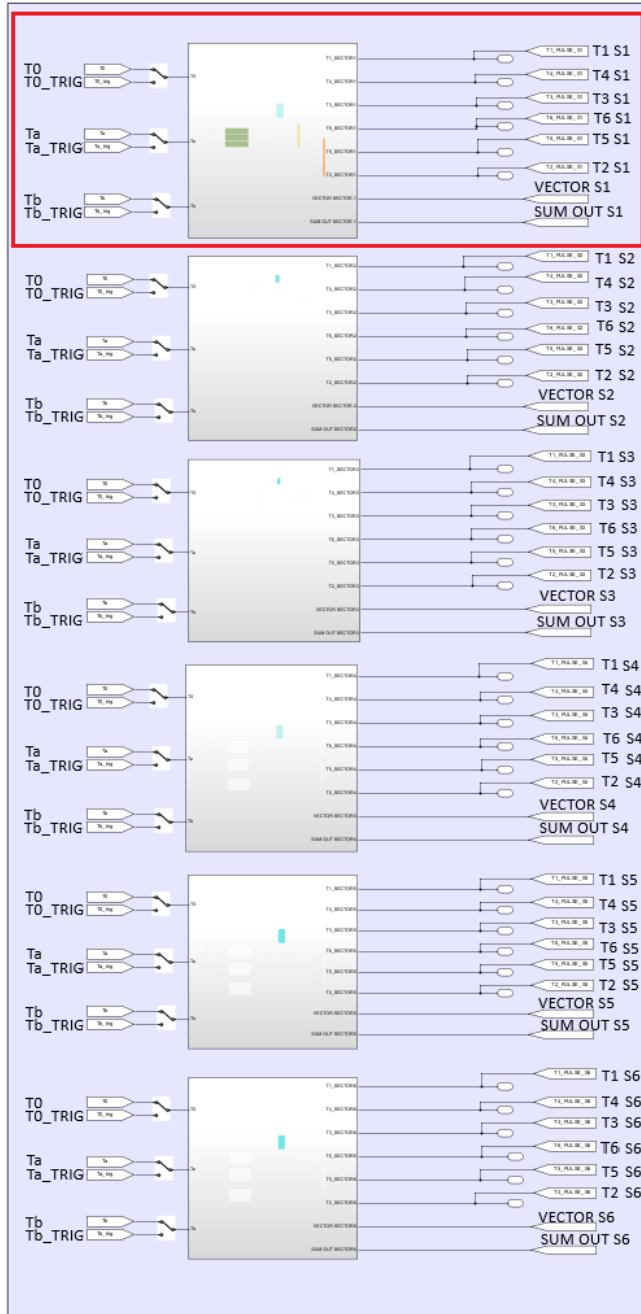


Figura 66 – Generazione delle accensioni degli interruttori statici per il convertitore a 2-livelli (inverter trifase)

Ognuno di questi sei sotto-blocchi produce in uscita i segnali delle accensioni (133), nel corrispondente settore di applicabilità, per gli interruttori statici che nel caso del convertitore a 2-livelli (inverter Figura 1) sono:

$$\begin{cases}
 T_1 PULSE \rightarrow \text{comando } S1 \\
 T_4 PULSE \rightarrow \text{comando } S4 \\
 T_3 PULSE \rightarrow \text{comando } S3 \\
 T_6 PULSE \rightarrow \text{comando } S6 \\
 T_5 PULSE \rightarrow \text{comando } S5 \\
 T_2 PULSE \rightarrow \text{comando } S2
 \end{cases}
 \quad (133)$$

come evidenziato successivamente in Figura 67 per il primo settore di posizione del vettore riferimento.



Figura 67 – Generazione delle accensioni degli interruttori statici per il convertitore a 2-livelli nel primo settore

Ognuno di questi sei sotto-blocchi presenta al suo interno:

- 1 *Sistema di comparazione* per il settore di posizione del vettore riferimento che abilita uscita digitale DIG =1
- 2 *Ingresso* dei tempi di applicazioni in uscita dal Blocco 7 di Figura 63
- 3 *Blocchi in cascata* che permettono di sequenziare i vettori di stato fino a una frequenza di commutazione pari a 900 Hz
- 4 *Blocco sommatore* digitale che permette di individuare eventuali salti o mancanze di uno dei vettori nella sequenza
- 5 *Blocco filtro* che azzerava ogni segnale se il settore non è quello di pertinenza
- 6 *Multi Port Switch* che riceve l'uscita del blocco sommatore e assegna in uscita il corretto vettore della sequenza
- 7 *Uscite digitali accensioni* generate per quel settore

La suddivisione di cui sopra viene meglio esemplificata graficamente in Figura 68:

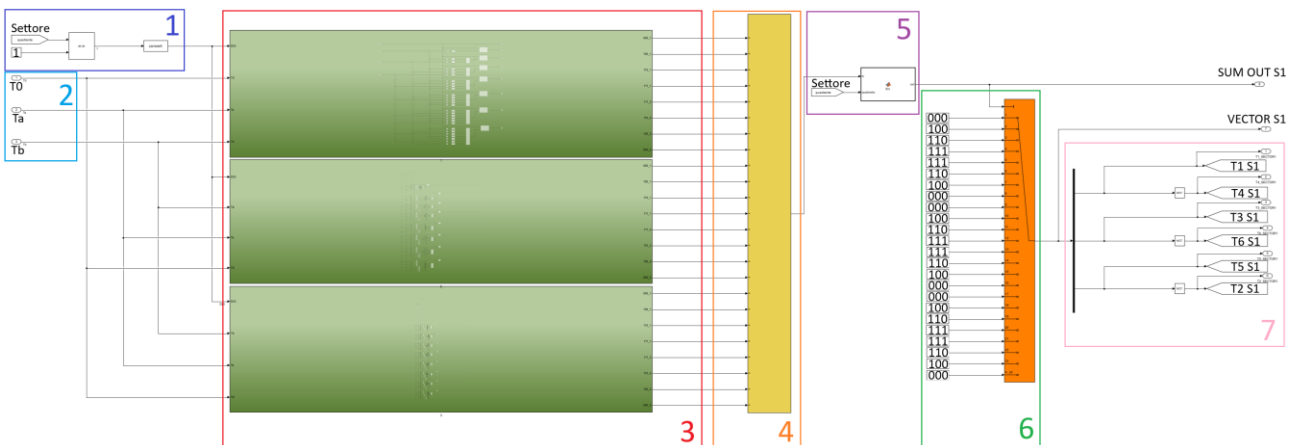


Figura 68 – Generazione delle accensioni degli interruttori statici per il convertitore a 2-livelli nel primo settore

6.2.2.2.1 Applicazione dei tempi ai vettori di sequenza

Una volta che l'algoritmo ha identificato la posizione del vettore riferimento e calcolato i tempi di applicazione, li invia al blocco 3 di Figura 68 che, secondo quanto già mostrato graficamente in Figura 38 per il sistema 2-livelli, genera una sequenza di uscite digitali passate in ingresso al blocco sommatore (blocco 4), secondo l'applicazione sequenziale dei tempi di ritardo.

Questo blocco, per via delle scelte effettuate alla (56), genera la sequenza evidenziata alla (58) a seconda del settore grazie all'ausilio di blocchi di ritardo del tipo *Transport Delay* (Figura 69) i quali ricevono in ingresso il segnale DIG = 1 e lo ripropongono in uscita solo dopo il ritardo t_0 calcolato da un blocco sommatore.

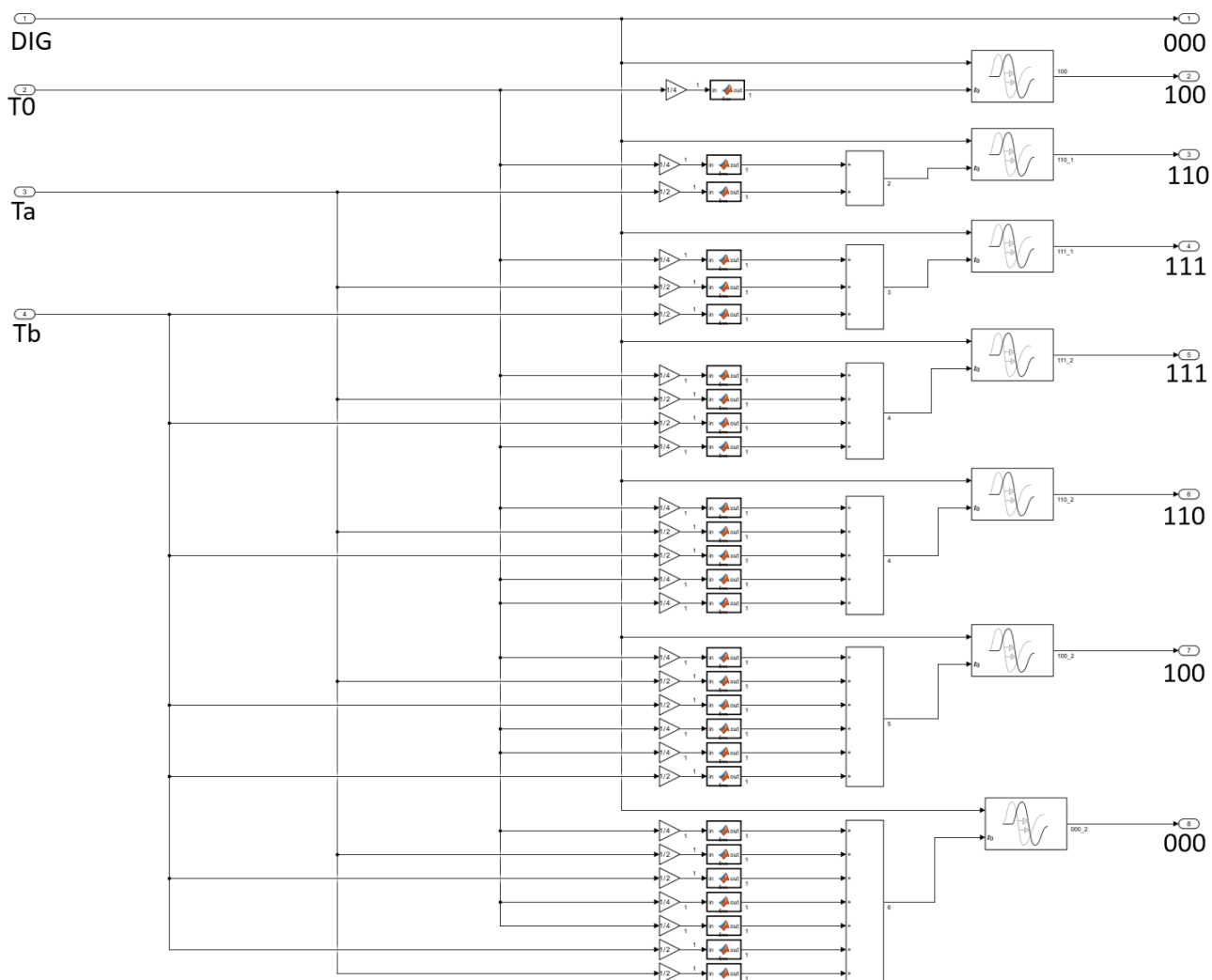


Figura 69 – Sotto-blocco di formazione della sequenza di accensione

A questo punto l'uscita del blocco 3 di Figura 68 viene mandata al blocco 4 che, sommando tutte le uscite digitali del blocco precedente, a sua volta crea in uscita un segnale gradinato dal valore numerico complessivo pari alla sequenza applicata.

Nel caso più semplice del convertitore a 2-livelli, supponendo di avere una frequenza del segnale di riferimento $F_{rif} = 50 \text{ Hz}$ e volendo generare un segnale simile a quello di Figura 38 per ogni settore, si avrà un segnale sommatoria di uscita SUM_OUT come quello mostrato in Figura 70, 71 e 72, in base alla scelta della frequenza di commutazione sul singolo interruttore:

$$F_{sw} = F_{rif} * (2N_{settori}) * n \quad 1 < n \leq 3 \quad (134)$$

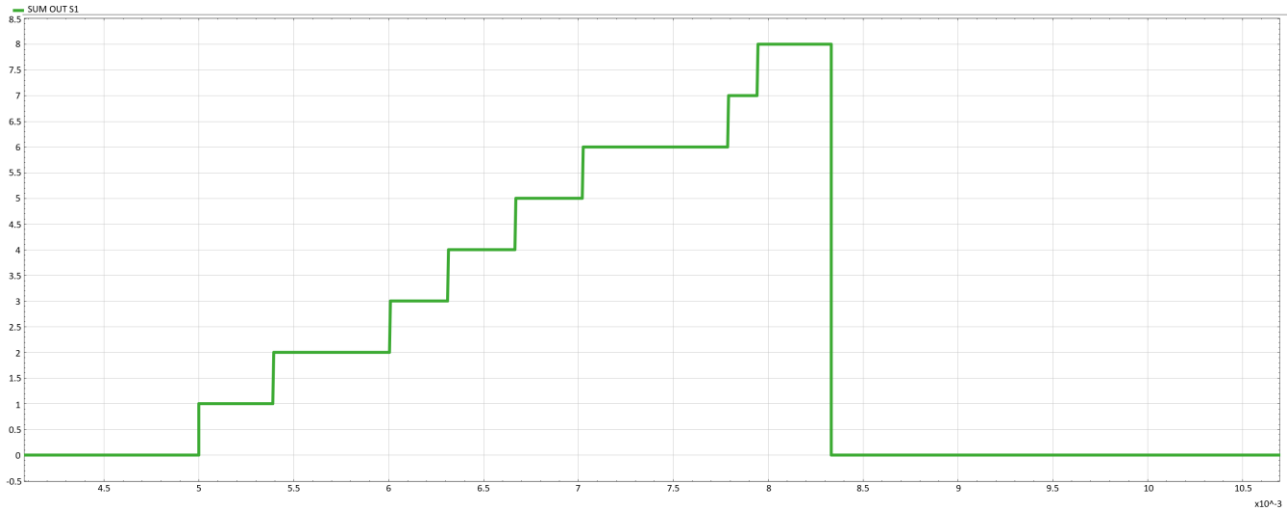


Figura 70 – Segnale gradinato SUM_OUT per $F_{sw} = 300 \text{ Hz}$ inviato alla Multi Port Switch

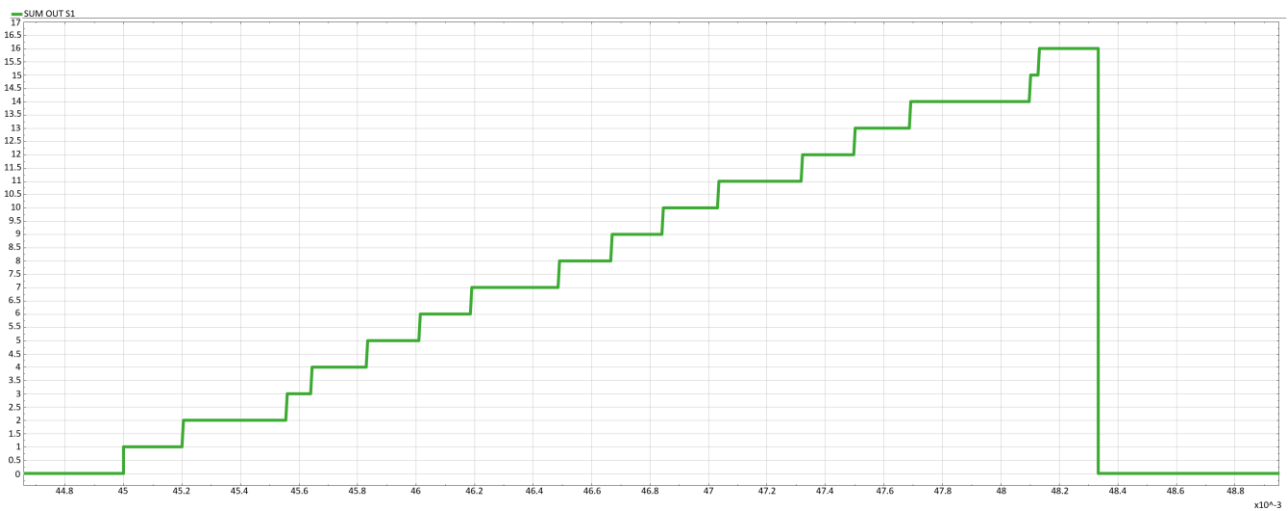


Figura 71 – Segnale gradinato SUM_OUT per $F_{sw} = 600 \text{ Hz}$ inviato alla Multi Port Switch

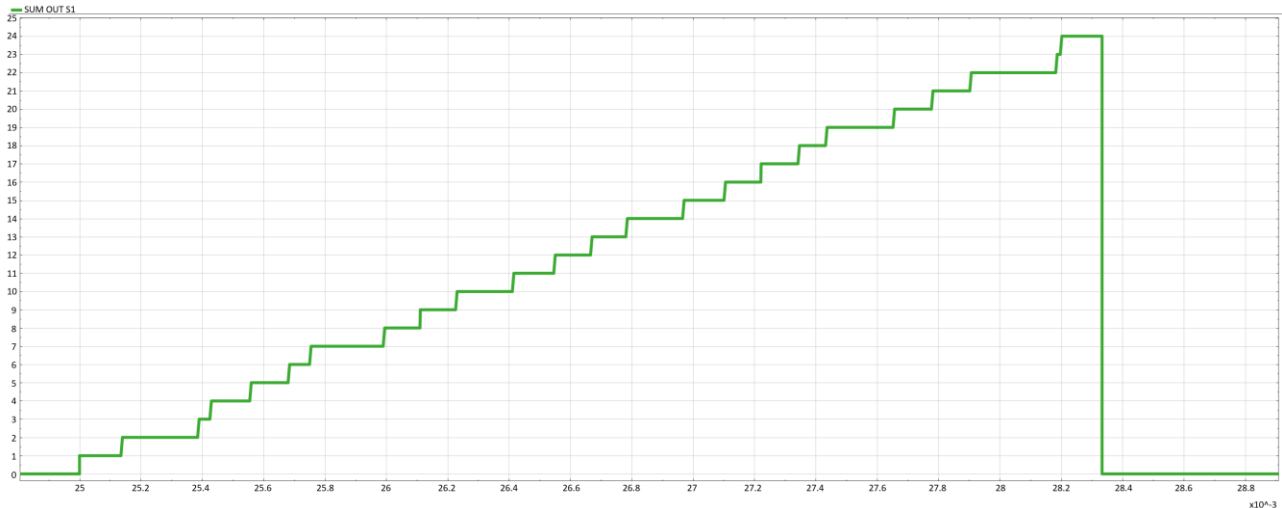


Figura 72 – Segnale gradinato SUM_OUT per $F_{sw} = 900 \text{ Hz}$ inviato alla Multi Port Switch

Tra un settore e l'altro il segnale gradinato SUM_OUT non varia nella forma e permette di calcolare correttamente la somma dei tempi verificandola analiticamente istante per istante.

A questo punto lo stesso segnale in uscita al blocco 4 viene filtrato dal sotto-blocco 5 al solo scopo di evitare possibili abilitazioni non volute durante le simulazioni (Figura 73)

```
function out = fcn (in,quadrante)
if quadrante == 1
out = in;
else
out = 0;
end
```

Figura 73 – Sotto-blocco di azzeramento uscita e filtraggio nel caso del primo settore

6.2.2.2.2 Accensione degli interruttori statici

Il segnale SUM_OUT filtrato in uscita dal blocco 5 arriva in ingresso al blocco 6 di Figura 68.

In Figura 74 è mostrata la *Multi Port Switch* (blocco 6), utilizzata per creare la sequenza dei vettori di stato fino a $F_{sw} = 900\text{Hz}$.

La prima porta di ingresso della stessa *Multi Port Switch* funziona come porta di controllo, lasciando passare i vettori inseriti sulle porte dati, all'incrementare del valore ricevuto in ingresso e fornito dal modulo sommatore.

All'uscita della stessa si ha il vettore, tra quelli presenti sulle porte dati, corrispondente al valore ricevuto sulla porta di controllo, e ciò al segnale generato dal blocco 4 di Figura 68.

Per ognuno dei sei settori viene utilizzato lo stesso principio di funzionamento fatta eccezione per l'inversione della sequenza dei tempi di applicazione già evidenziata al Capitolo 5 nelle transizioni tra i settori e per i vettori presenti nelle porte dati della *Multi Port Switch*.

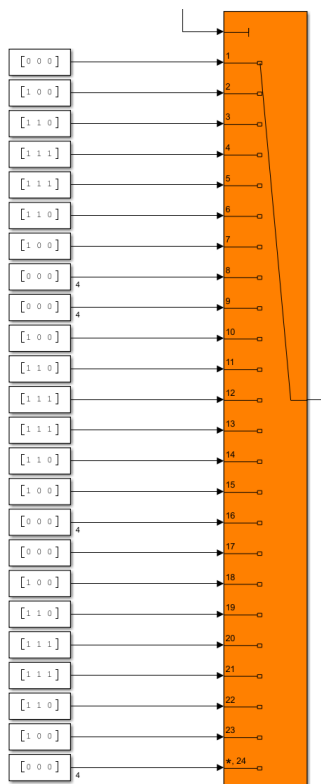


Figura 74 – Multi Port Switch del primo settore nel caso del convertitore a 2-livelli

Il vettore in uscita dalla *Multi Port Switch* viene mandato a un *Demultiplexer* che ne estrae gli elementi (Figura 75) e li invia al blocco sommatore di Figura 76.

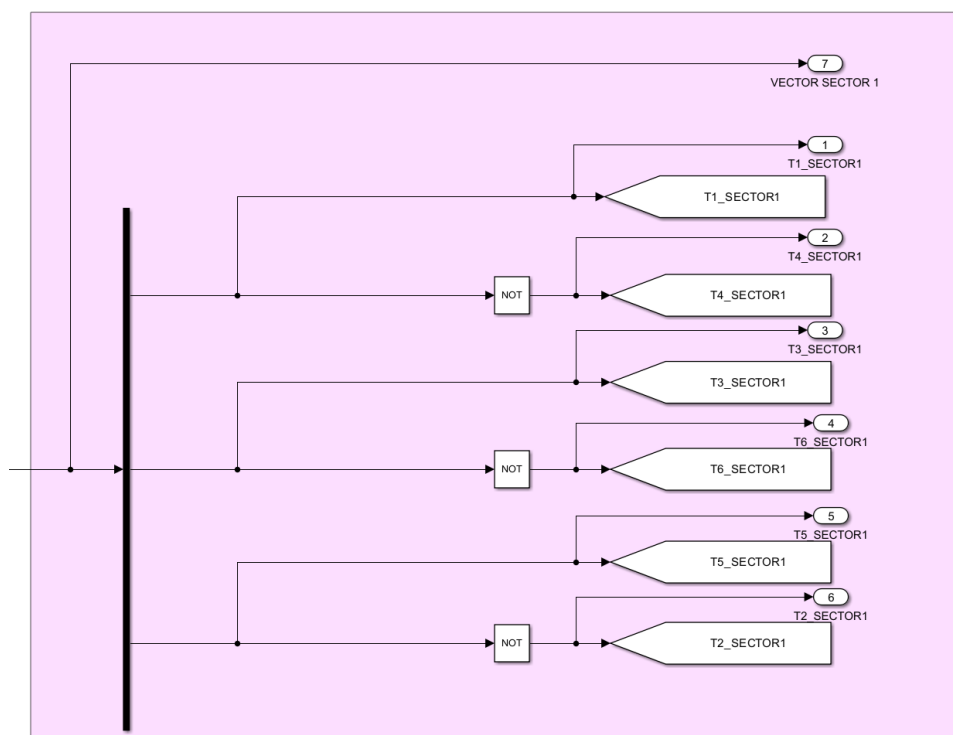


Figura 75 – Uscita della *Multi Port Switch* del primo settore nel caso del convertitore a 2-livelli

Per ogni settore viene applicato il medesimo principio all'interno dei blocchi di Figura 66 perciò, nel caso più semplice del convertitore a 2-livelli, si hanno sei segnali di comando. Questi vengono inviati ad un blocco sommatore che genera in uscita il segnale di accensione per il gate dell'interruttore statico come evidenziato in Figura 76 per lo switch S1 relativo alla configurazione di Figura 1.

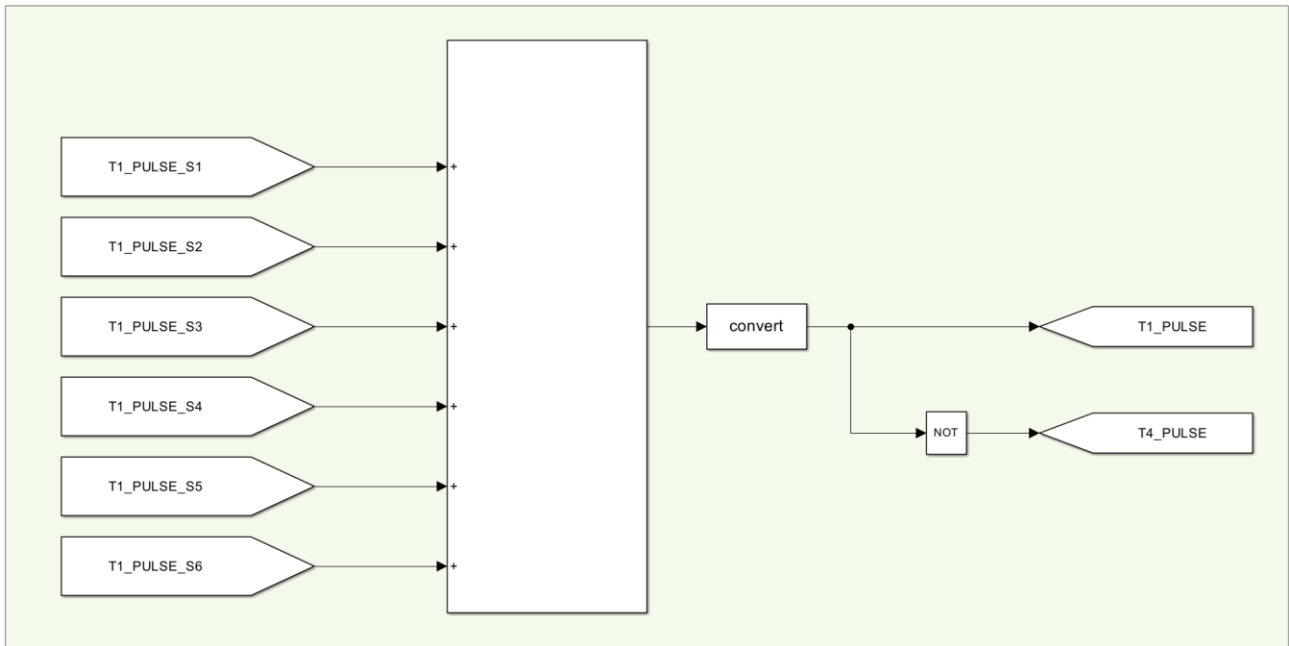


Figura 76 – Blocco di comando per la scheda di accensione dello Switch S1

Solo i comandi per gli interruttori “alti” dei singoli rami sono generati direttamente, mentre quelli per gli interruttori sottostanti sui medesimi rami sono creati, come di consueto nei sistemi di modulazione, negando i precedenti come mostrato in Figura 77.

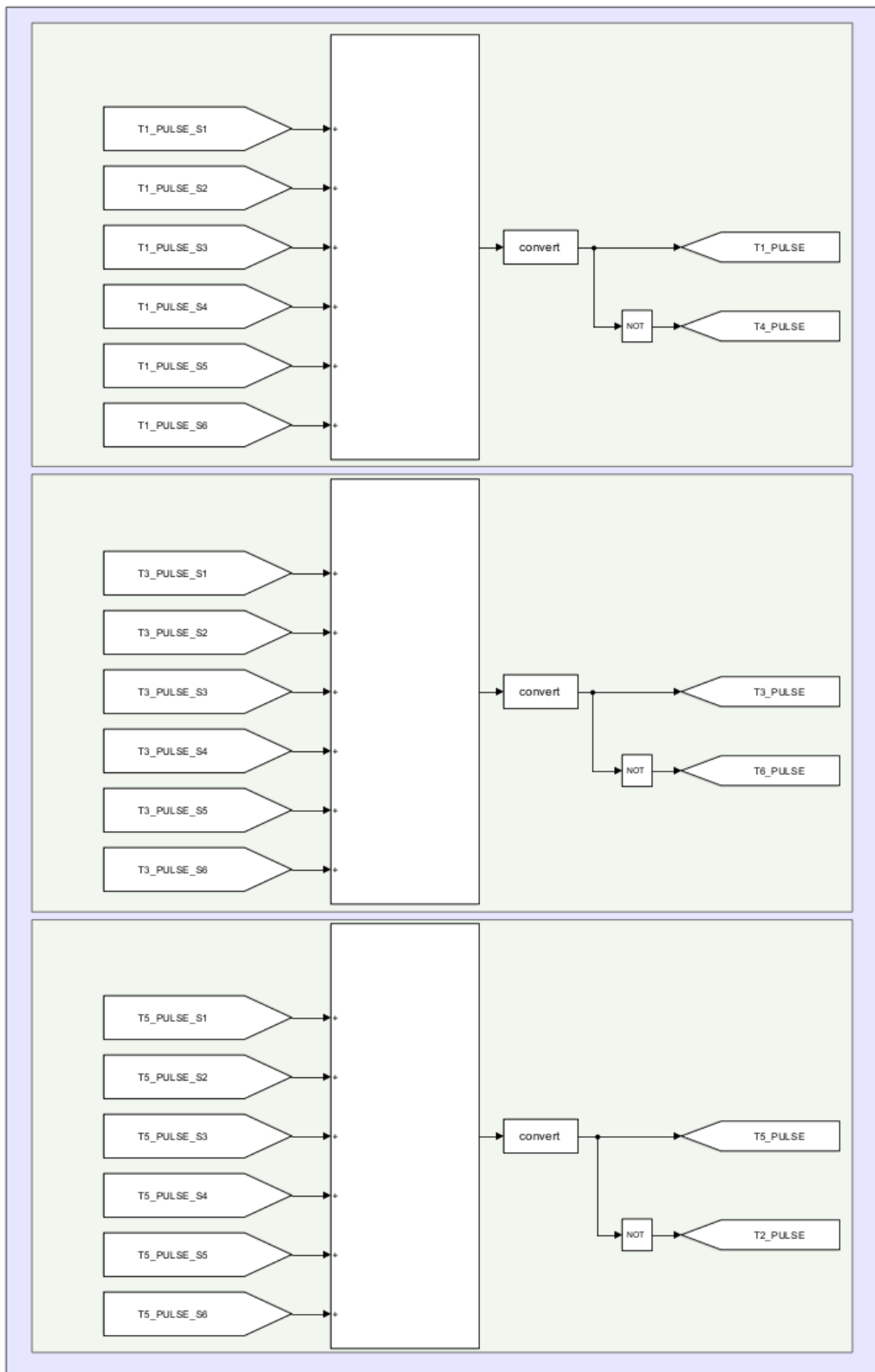


Figura 77 – Schema a blocchi dei comandi per le schede di accensione

6.3 Configurazione dei modelli

6.3.1 Introduzione

Nel laboratorio universitario Petra del DITEN è presente un convertitore a 9-livelli composto da 4 ponti ad H per fase, ognuno col proprio raddrizzatore non controllato a diodi che alimenta i carichi.

Partendo dalla necessità di creare un sistema di modulazione vettoriale da testare su tale configurazione sono state implementati in Matlab-Simulink, in maniera il più possibile generalizzata, diverse configurazioni topologiche:

1. inverter a 2-livelli
2. inverter a 3-livelli CHBMC con un Ponte H per fase
3. inverter a 5-livelli CHBMC con due Ponti H per fase
4. inverter a 9-livelli CHBMC con quattro Ponti H per fase

Inoltre, per semplificare ulteriormente la fase di validazione, è stata utile la creazione di due modelli per ciascuna delle configurazioni elencate sopra:

- a) Modello con sorgente ideale
- b) Modello con sorgente non ideale

Anche per la creazione della parte “hardware” in Matlab-Simulink è stato usato un approccio simile a quello utilizzato per la creazione e implementazione dell’algoritmo del modulatore.

6.3.2 Modellizzazione delle configurazioni con “sorgente ideale”

Nella modellizzazione con sorgente ideale sono state effettuate alcune scelte semplificative:

- a) è stato ipotizzato di lavorare con tensione al DC-link costante, perciò, in tutti i modelli sono state utilizzate sorgenti ideali di tensione.
- b) le simulazioni sono state effettuate su un carico resistivo-induttivo per non dover implementare modelli di macchine elettriche che avrebbero richiesto la modellizzazione di sistemi di regolazione e strategie di controllo dedicate.
- c) il modulatore riceve il riferimento in anello aperto non essendo stato implementato il sistema di regolazione e controllo per le ragioni viste al punto precedente.

Grazie all’applicazione di tali scelte è stato possibile studiare e analizzare il comportamento del modulatore separato dal sistema di regolazione.

Per tutti i modelli sono stati creati i seguenti blocchi:

1. *Blocco DC – source* : simula la sorgente;
2. *Blocco di conversione statica* : in funzione della configurazione hardware;
3. *Blocco Gate Signals generation* : interfaccia delle schede di pilotaggio degli interruttori statici che ricevono in ingresso i segnali di accensione;
4. *Blocco Load* : il carico;
5. *Blocco Measurement* : dove vengono elaborate le misure di tensione e corrente prelevate sul carico stesso

6.3.2.1 Convertitore a 2-livelli

Per il modulatore vettoriale dell'inverter a 2-livelli sono stati implementati i cinque blocchi, proprio come descritti nell'introduzione del Capitolo 6.3 (Figura 78).

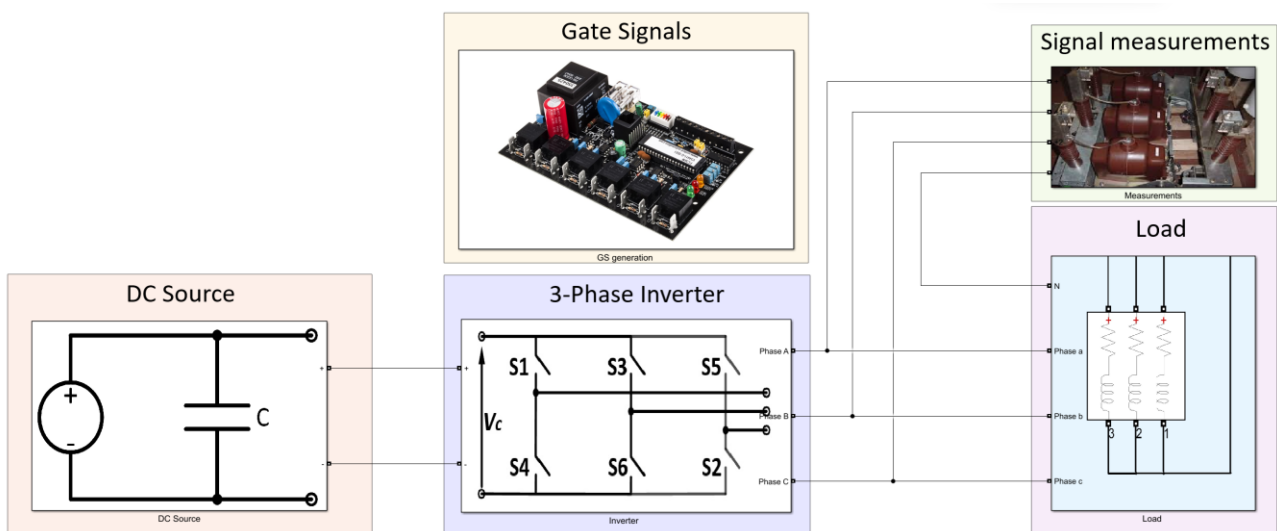


Figura 78 – Schema a blocchi del modello di convertitore a 2-livelli

1. *DC – Source* : simula la sorgente ideale in continua e contiene il segnale di retroazione necessario al modulatore per calcolare l'indice di modulazione di ampiezza m_a
2. *3 – Phase Inverter* : contiene i sei interruttori statici nella configurazione di Figura 79

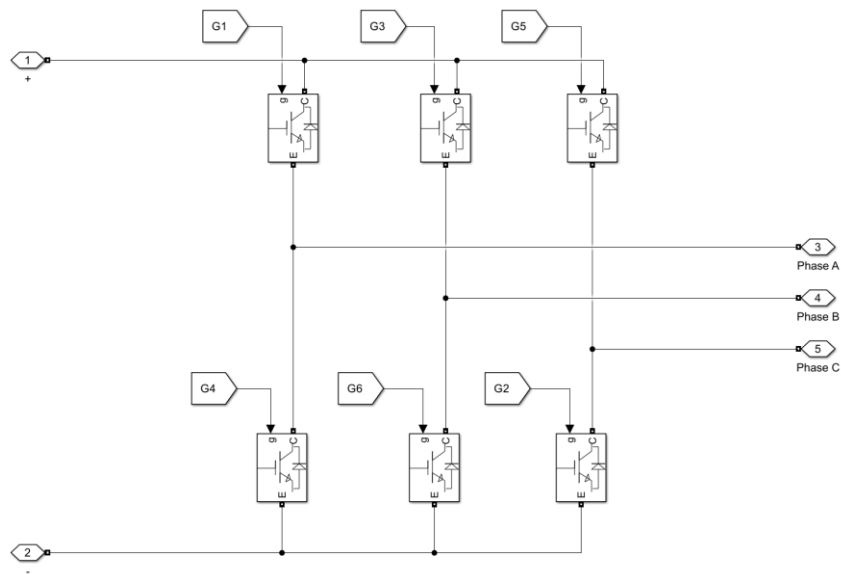


Figura 79 – Inverter a 2-livelli modello Simulink

3. *Blocco Gate Signals generation*
4. *Blocco Load* : simula il carico collegato a stella come rappresentato in Figura 80

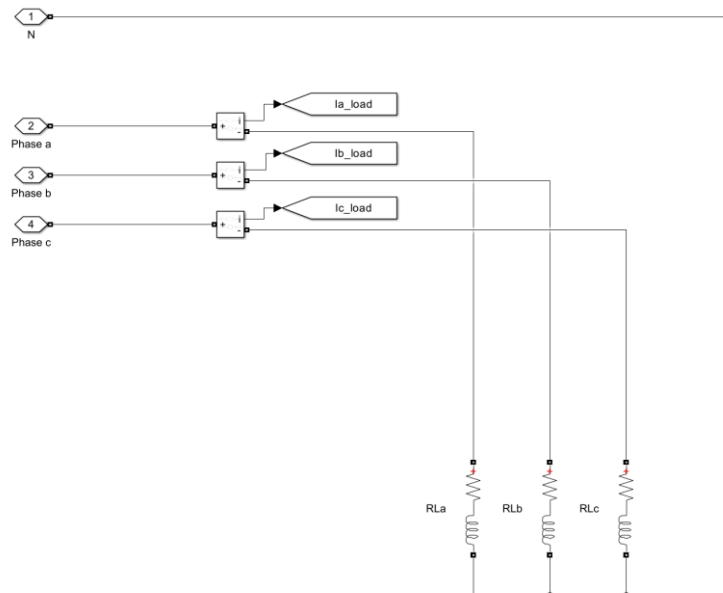


Figura 80 –Carico R-L modello Simulink

5. *Blocco Measurement*

6.3.2.2 Convertitore a 3-livelli (CHBMC)

Per il modulatore vettoriale del convertitore a 3-livelli sono stati implementati i cinque blocchi così come evidenziato in Figura 81.

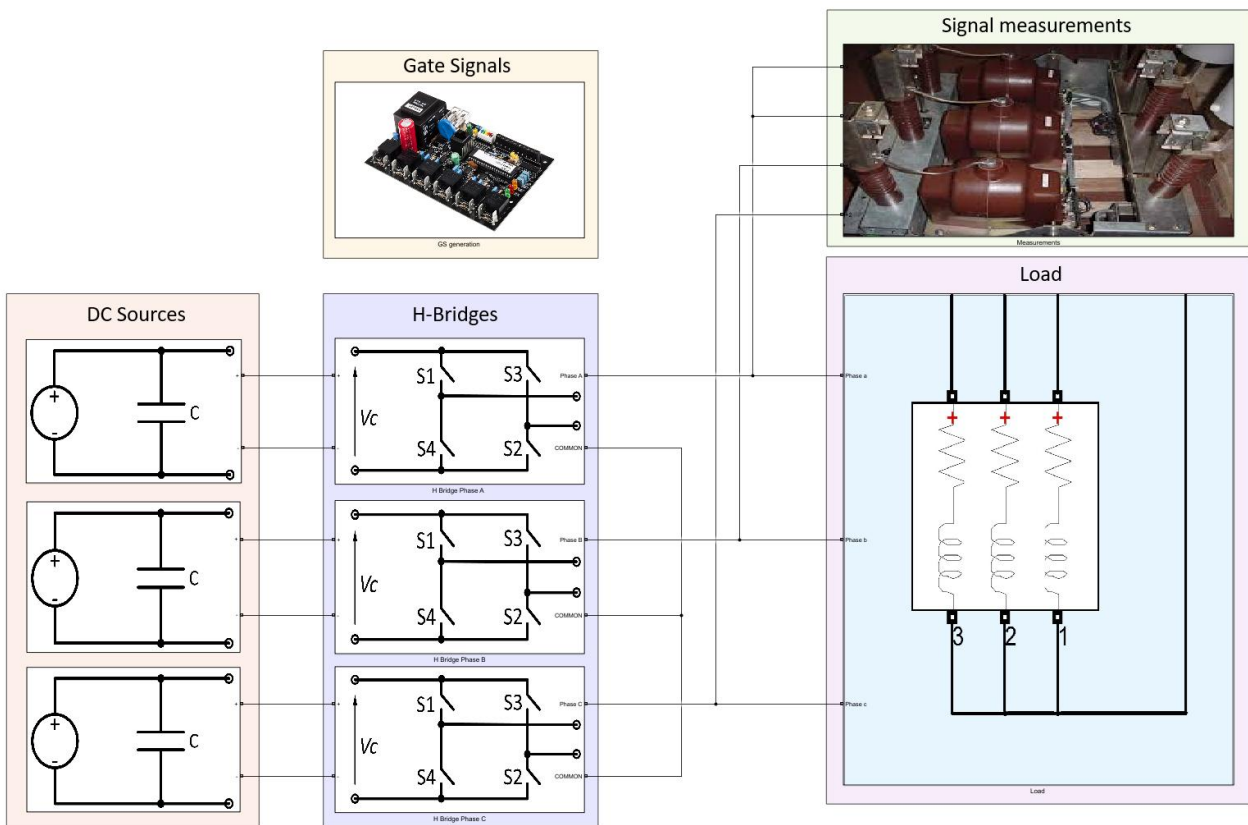


Figura 81 – Schema a blocchi del modello di convertitore a 3-livelli

1. *DC – Sources* : simula le 3 sorgenti ideali separate (DC-buses) in continua e contiene il segnale di retroazione necessario al modulatore per calcolare l'indice di modulazione di ampiezza m_a
2. *H – Bridges* : contiene i tre moduli (Ponti H), uno per fase, all'interno dei quali si trovano gli interruttori statici nella configurazione di Figura 82

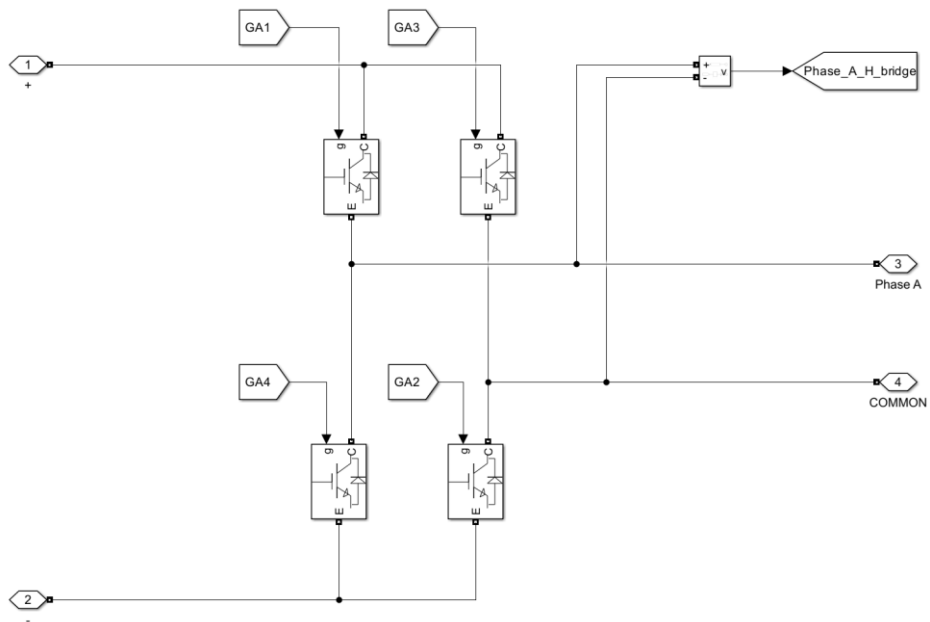


Figura 82 – Ponte H (Basic Cell) convertitore a 3-livelli modello Simulink

3. *Blocco Gate Signals generation*
4. *Blocco Load* : simula il carico collegato a stella come già rappresentato in Figura 80
5. *Blocco Measurement*

6.3.2.3 Convertitore a 5-livelli (CHBMC)

Pe il modulatore vettoriale del convertitore a 5-livelli, aumentando la complicazione dovuta alla connessione in serie su ogni fase di due Ponti H, sono stati implementati i cinque blocchi in maniera da separare graficamente le fasi, al fine di rendere tutto più individuabile in fase di simulazione e debugging (Figura 83).

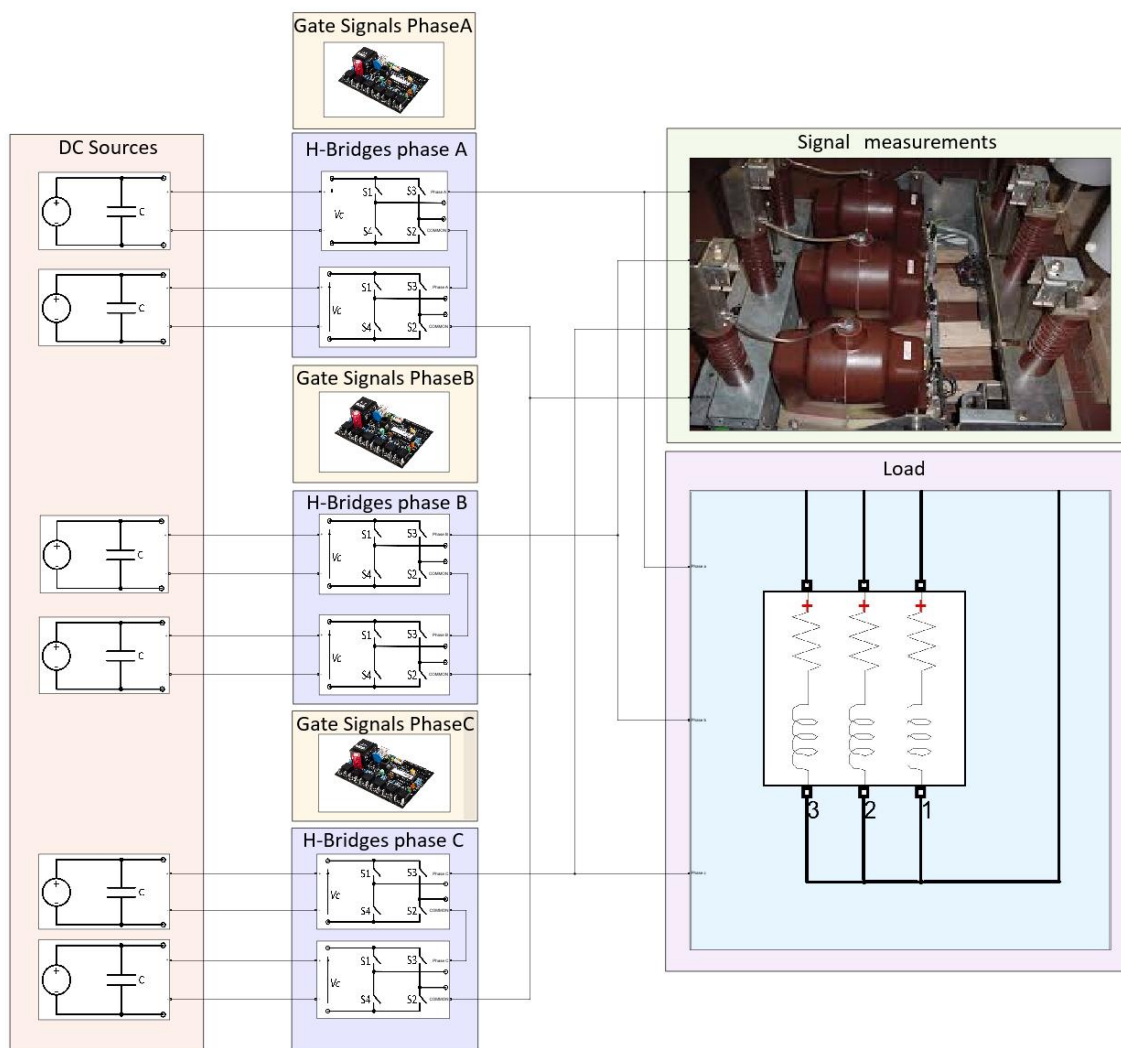


Figura 83 – Schema a blocchi del modello di convertitore a 5-livelli

1. *DC – Sources* : simula le 6 sorgenti ideali separate (DC-buses) in continua e contiene il segnale di retroazione necessario al modulatore per calcolare l'indice di modulazione di ampiezza m_a
2. *H – Bridges phase A – B – C* : contiene i 6 moduli (Ponti H), 2 per fase, all'interno dei quali si trovano gli interruttori statici nella medesima configurazione di Figura 82
3. *Blocco Gate Signals generation*
4. *Blocco Load* che simula il carico collegato a stella come già rappresentato in Figura 80
5. *Blocco Measurement*

6.3.2.4 Convertitore a 9-livelli (CHBMC)

Per il convertitore a 9-livelli, ultimo modellizzato in Simulink, sono stati implementati i cinque blocchi in maniera analoga a quanto visto per il precedente a 5-livelli (Figura 84).

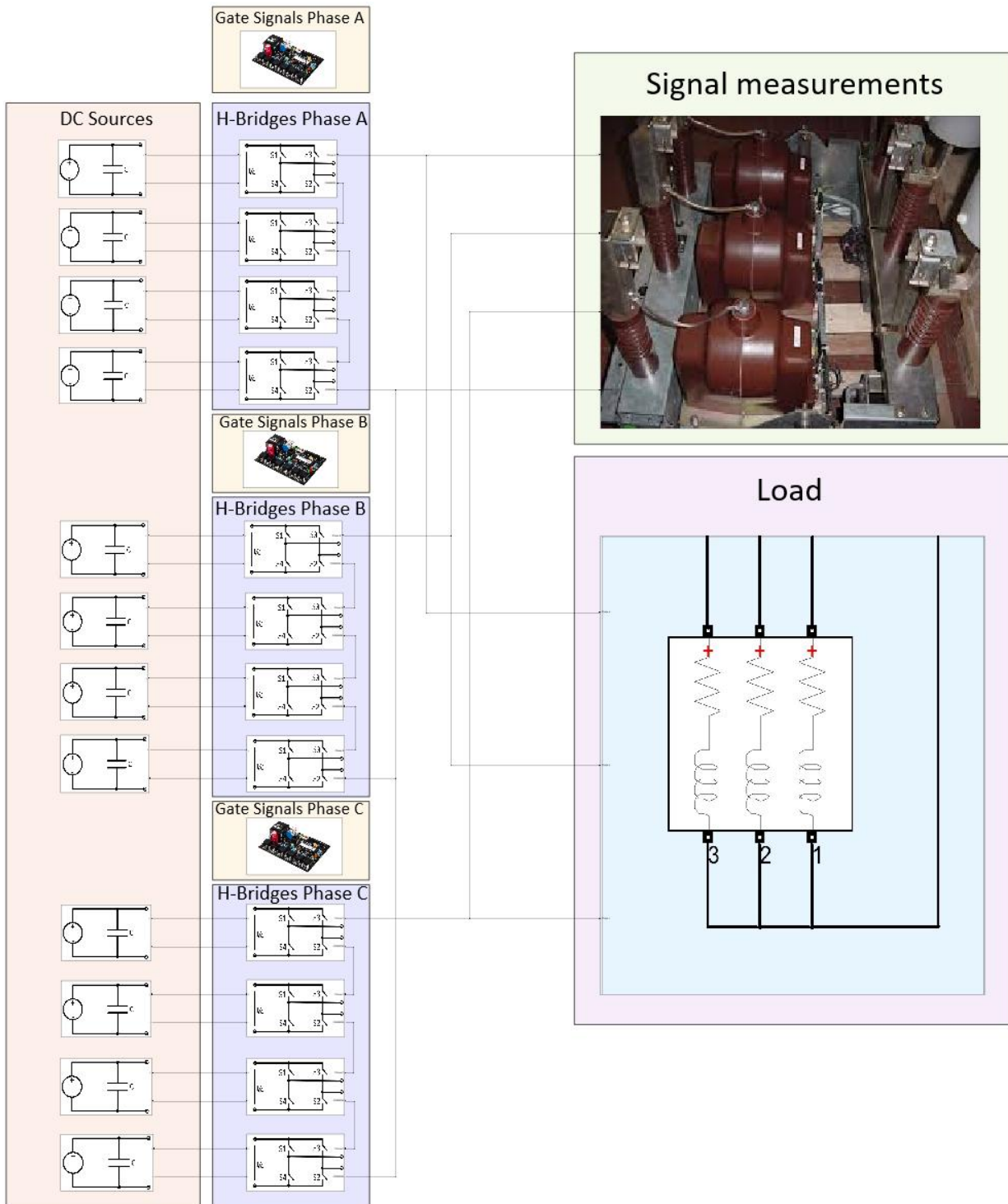


Figura 84 – Schema a blocchi del modello di convertitore a 9-livelli

1. *DC – Sources* : simula le 12 sorgenti ideali separate (DC-buses) in continua e contiene il segnale di retroazione necessario al modulatore per calcolare l'indice di modulazione di ampiezza m_a
2. *H – Bridges phase A – B – C* : contiene i 12 moduli (Ponti H), 4 per fase, all'interno dei quali si trovano gli interruttori statici nella medesima configurazione di Figura 82
3. *Blocco Gate Signals generation*
4. *Blocco Load* che simula il carico collegato a stella come già rappresentato in Figura 80
5. *Blocco Measurement*

6.3.3 Modellizzazione delle configurazioni con “sorgente non ideale”

Nella modellizzazione con sorgente “non ideale” sono state implementate alcune modifiche rispetto al caso precedente:

1. sostituzione della sorgente ideale con un *Blocco Grid* per simulare il comportamento di una rete prevalente trifase di alimentazione da 25kV e 50MVA
2. inserimento di un *Blocco Transformer 25/0.6 kV* dopo la rete prevalente
3. utilizzo di *Blocchi Rectifier* per simulare raddrizzatori non controllati a monte dei *DC – Link*
4. inserimento di induttore serie da $200\mu\text{H}$ e condensatore parallelo da $5000\mu\text{F}$, precaricato a una tensione di 775 V, nel *Blocco DC – Link*
5. inserimento di un *Blocco Filter* in uscita ai convertitori composto da un induttore di linea da 20mH e da un carico reattivo capacitivo da 7kVar connesso in derivazione
6. utilizzo di un *Blocco Load* per modellare un carico resistivo da 50kW
7. *Blocchi Measurement* dove sono stati inseriti i vari punti di prelievo delle misure

Con queste scelte implementate per tutti i modelli sono stati analizzati e confrontati i risultati ottenuti.

6.3.3.1 Convertitore a 2-livelli

I blocchi descritti sono stati implementati come evidenziato in Figura 85

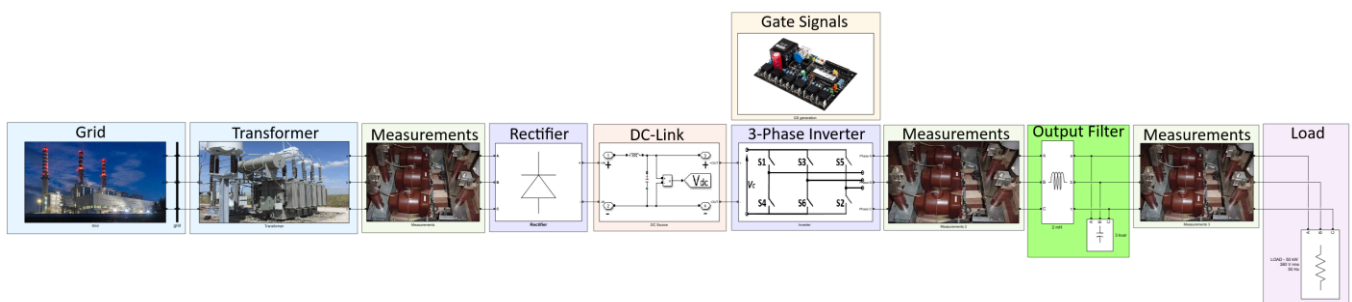


Figura 85 – Schema a blocchi del modello di convertitore a 2-livelli

6.3.3.2 Convertitore a 3-livelli (CHBMC)

I blocchi descritti sono stati implementati come evidenziato in Figura 86

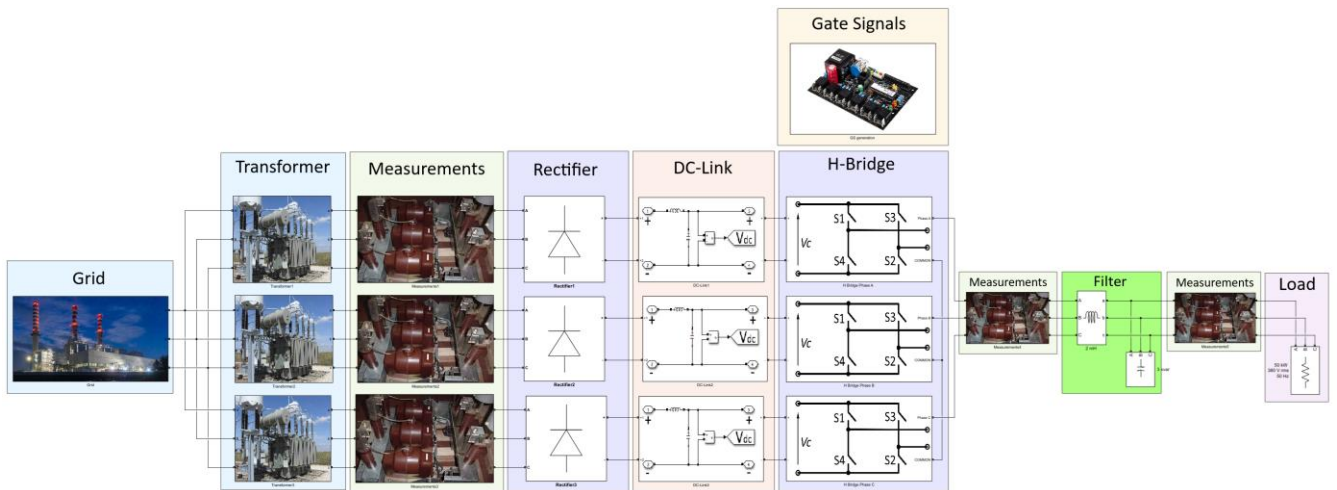


Figura 86 – Schema a blocchi del modello di convertitore a 3-livelli

6.3.3.3 Convertitore a 5-livelli (CHBMC)

I blocchi descritti sono stati implementati come evidenziato in Figura 87

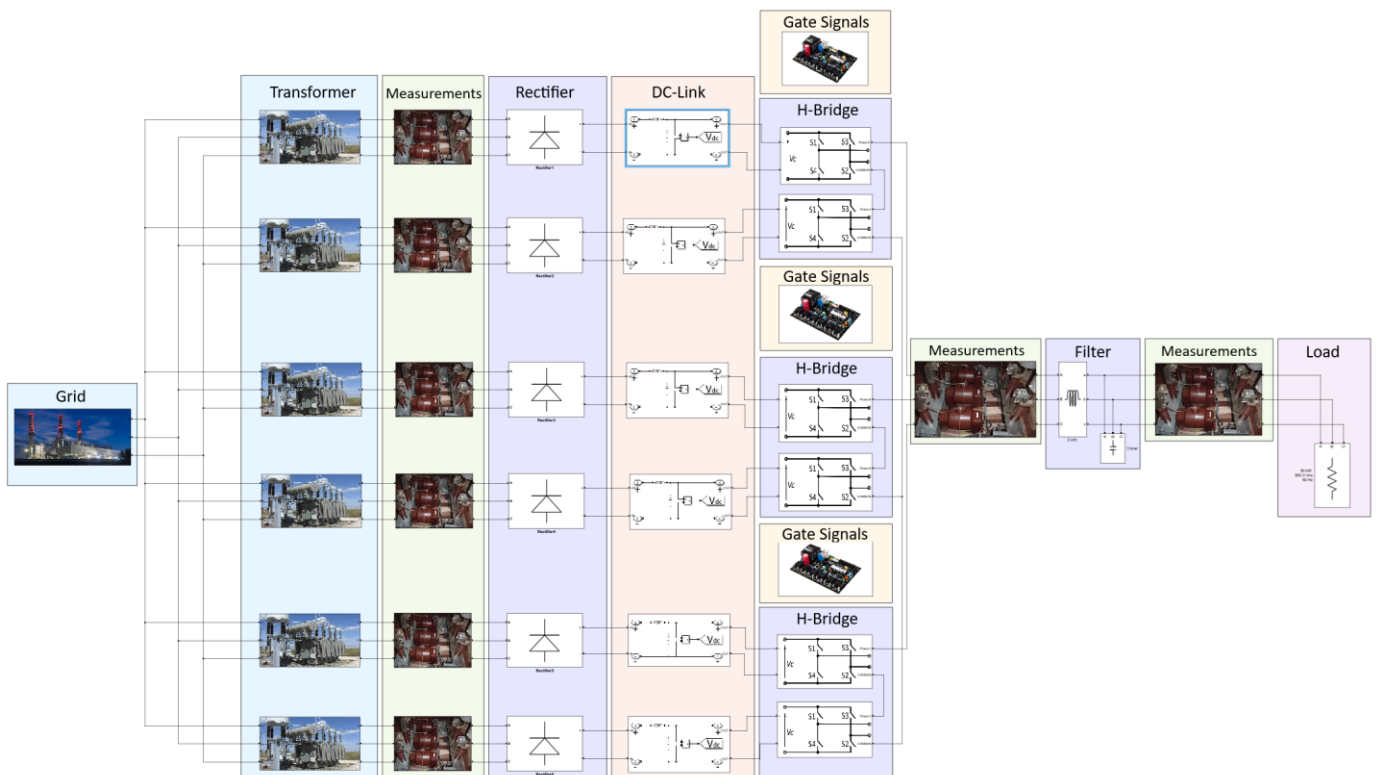


Figura 87 – Schema a blocchi del modello di convertitore a 5-livelli

6.3.3.4 Convertitore a 9-livelli (CHBMC)

I blocchi descritti sono stati implementati come evidenziato in Figura 88



Figura 88 – Schema a blocchi del modello di convertitore a 9-livelli

6.4 SVPWM per convertitore a 2-livelli

6.4.1 Introduzione

Lo studio della modulazione vettoriale partendo dal convertitore a 2-livelli, nel caso di applicazioni con inverter, è quantomeno utile se non addirittura necessario per comprendere meglio l'approccio di tale tecnica. È essenziale comprendere la difficoltà crescente della tecnica, proporzionalmente all'incremento dei livelli, soprattutto in previsione di uno studio generalizzato.

Risulta piuttosto complessa, oltre alla fase progettuale, anche quella di test e di debugging di tali sistemi modulanti.

Rispetto alle tecniche che utilizzano le intersezioni tra un segnale portante e uno modulante, introdotte in precedenza al Capitolo 4, in questo caso per poter valutare la corretta larghezza degli impulsi di accensione inviati agli interruttori statici, occorre confrontare la sommatoria dei tempi di applicazione, T_a , T_b e T_0 , calcolati dall'algoritmo con la larghezza dell'impulso di accensione così come raffigurato in Figura 38.

Istante per istante la posizione del vettore di riferimento V_{ref} in un definito triangolo, ovvero in una Regione individuata dal sistema integrato di calcolo della posizione, comporterà un numero d'impulsi definito dal numero di interruttori presenti.

Nel più semplice caso del convertitore a 2-livelli, avendo 6 interruttori statici, gli impulsi da gestire sono pari a 6.

Alla diminuzione del periodo di switching impostato nel software per ogni periodo del segnale modulante, che si vuole riprodurre, si avrà un numero crescente di impulsi di cui è utile poter verificare la corretta ampiezza (135):

$$N_{impulsi} = \frac{F_{sw}}{F_{mod}} * N_{Switch} \quad (135)$$

dove N_{Switch} è il numero di interruttori statici della configurazione, F_{sw} è la frequenza di switching impostata mentre F_{mod} è la frequenza del segnale modulante che si desidera replicare in uscita e dove $N_{impulsi}$ è proprio il numero totale di impulsi che si ottengono al variare dell'ampiezza del vettore riferimento e quindi dell'indice di modulazione m_a .

Questa valutazione iniziale è risultata necessaria per individuare un approccio conveniente che aiutasse a semplificare la fase di analisi dei dati successiva a quella progettuale.

Lo studio della funzionalità in "tempo discreto" dei modelli creati in Matlab-Simulink ha agevolato questa fase, permettendo una migliore valutazione dei risultati dell'algoritmo implementato oltre all'ottenimento di dati simulativi che si avvicinassero il più possibile alla realtà dell'hardware per cui la tecnica è stata studiata.

6.4.2 Analisi e studio

Per valutare la corretta esecuzione dei calcoli da parte dell'algoritmo è necessario tenere in considerazione, in linea di massima, che per ogni triangolo i vettori $V1'$ e $V2'$ possono assumere dei valori massimi che sono direttamente dipendenti dalla geometria della disposizione della Regione.

Nel convertitore a 2-livelli, tenendo conto del valore massimo dell'indice m_a^{Lim} in considerazione di quanto già descritto con la (52), si può evidenziare nel caso del singolo triangolo come vengano identificati i due punti $P1$ e $P2$ (Figura 89) che identificano il valore massimo dei vettori $V1'$ e $V2'$ (136):

$$\begin{cases} P_1 \rightarrow V_1' = m_a^{Lim} = v_\alpha^{MAX} = \frac{L_\Delta \cdot \sqrt{3}}{2} & \text{per } \vartheta_{ref, map} = 0 \\ P_2 \rightarrow V_2' = m_a^{Lim} = v_\alpha^{MAX} = \frac{L_\Delta \cdot \sqrt{3}}{2} & \text{per } \vartheta_{ref, map} = \frac{\pi}{3} \end{cases} \quad (136)$$

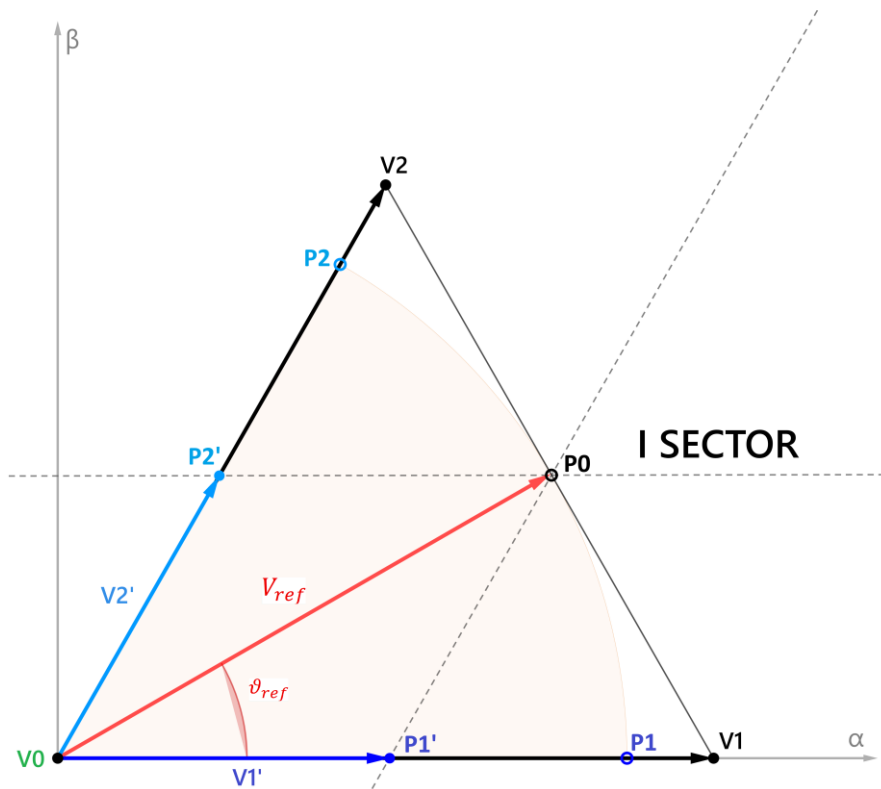


Figura 89 – Identificazione delle limitazioni di V_1' e V_2' nel caso del convertitore a 2-livelli

A mano a mano che si sale con il numero di livelli e si procede con la generalizzazione del metodo questa considerazione diventa sempre più utile al fine di verificare la corretta applicazione dei tempi da parte dell'algoritmo.

6.4.3 Implementazione e modellizzazione

Per la modellizzazione del convertitore a 2-livelli in Simulink non è strettamente necessario adottare gli algoritmi di identificazione della posizione nel piano utilizzando le linee di confine, essendo questo stesso composto da un semplice esagono suddiviso in sei triangoli equilateri.

Viene implementata la relativa parte di algoritmo al fine di effettuare la mappatura di tutti settori superiori rispetto al primo (Capitolo 5.10), così come è utilizzato il principio dell'inversione del senso ciclico di applicazione dei vettori in funzione del settore (Capitolo 5.9).

6.4.4 Risultati simulativi

6.4.4.1 Risultati modello con “sorgente ideale”

Le simulazioni sono state effettuate come introdotto al Capitolo 6.3.1 su un modello con sorgente ideale in cui è stato utilizzato un carico collegato a stella con valori di $R = 1 \Omega$ e $L = 5mH$ e una sorgente di tensione ideale che alimenta il DC-link con una tensione pari a $V_{dc} = \sqrt{3} * V_{ref}$ avendo scelto $V_{ref} = 100V$.

Tutte le simulazioni sono state effettuate in tempo discreto con un passo di integrazione pari a $\Delta t = 5e^{-7}s$.

La scelta degli indici di modulazione è stata fatta per ottenere il migliore raffronto possibile tra tutte le simulazioni (Figura 91 - Figura 93) sui diversi modelli a partire dalla regione più interna fino ad arrivare al limite della sovr modulazione (137).

$$\begin{cases} 1) m_a = 0.08 \\ 2) m_a = 0.50 \\ 3) m_a = 0.866 \end{cases} \quad (137)$$

Il controllo e la verifica dei tempi di applicazione effettuato grazie alle simulazioni in “tempo discreto” (Figura 90) è essenziale per confrontare le larghezze degli impulsi dei comandi determinate dall’algoritmo e inviate agli interruttori statici, con quanto effettivamente calcolabile in maniera analitica.

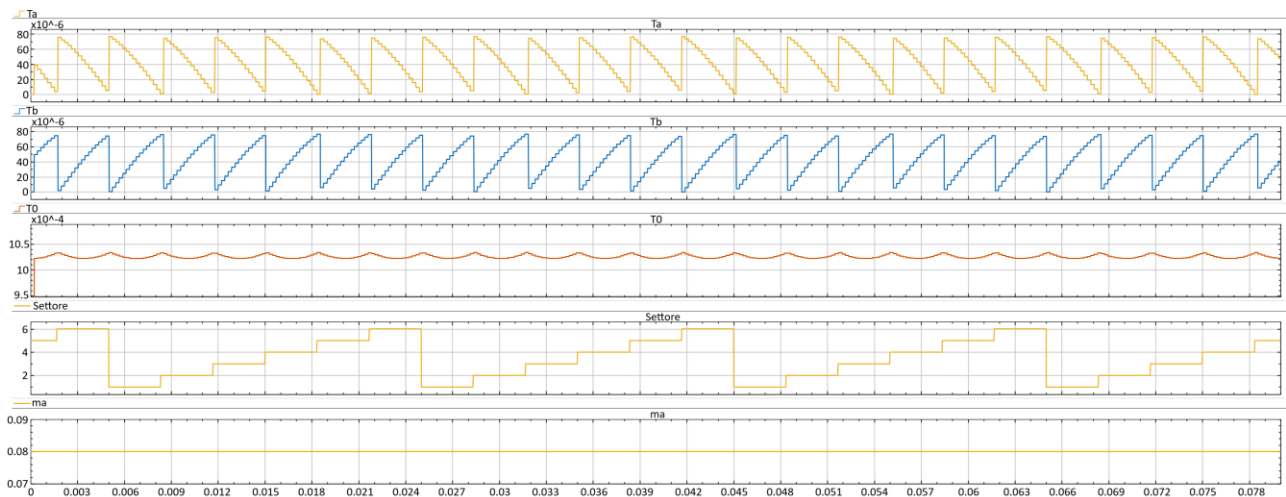


Figura 90 – Tempi di applicazione T_a, T_b, T_0 , settore di posizione del vettore V_{ref} e indice m_a

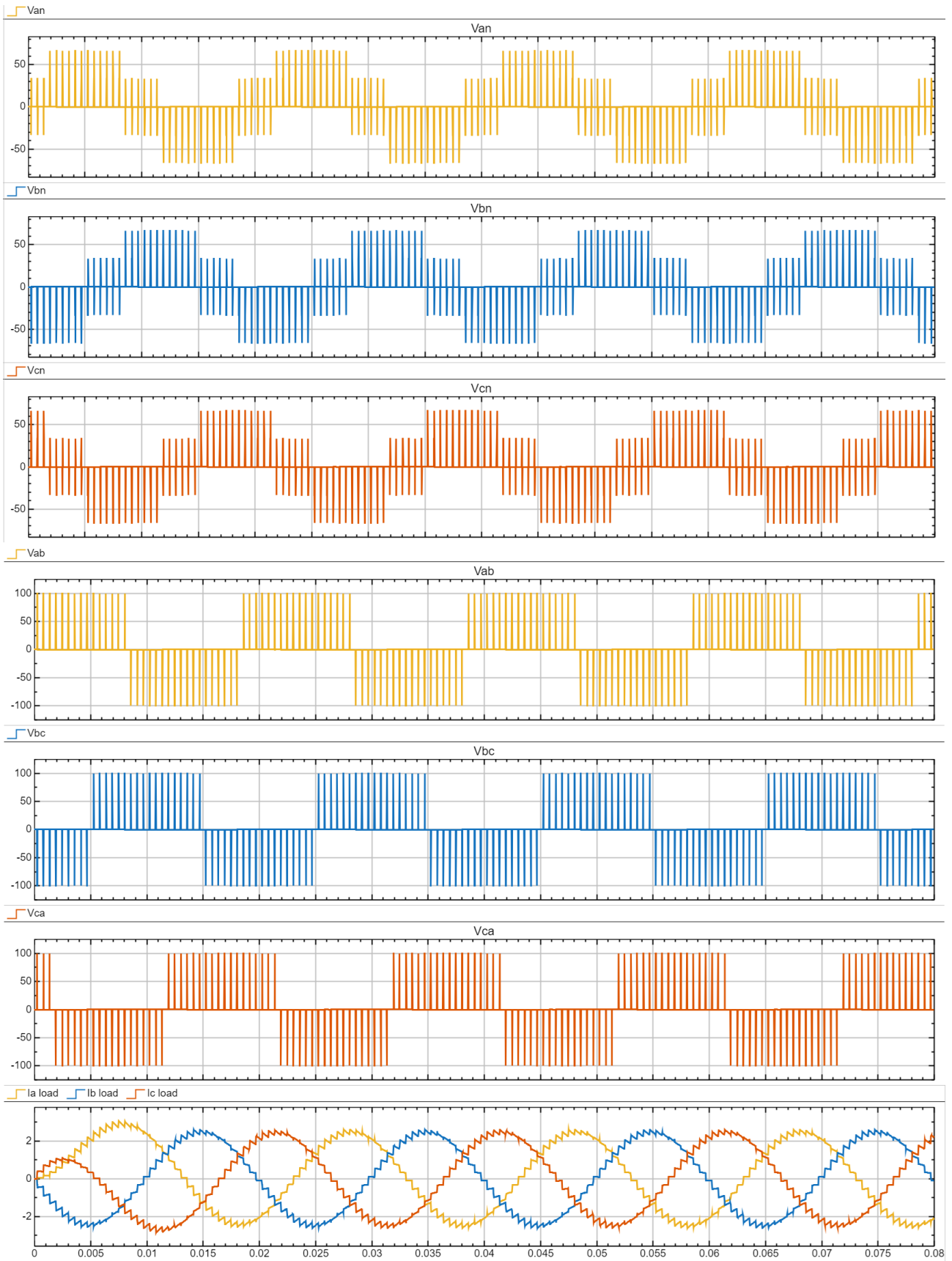


Figura 91 – Grafici delle tensioni di fase, tensioni fase-fase e delle correnti di fase per $m_a = 0.08$

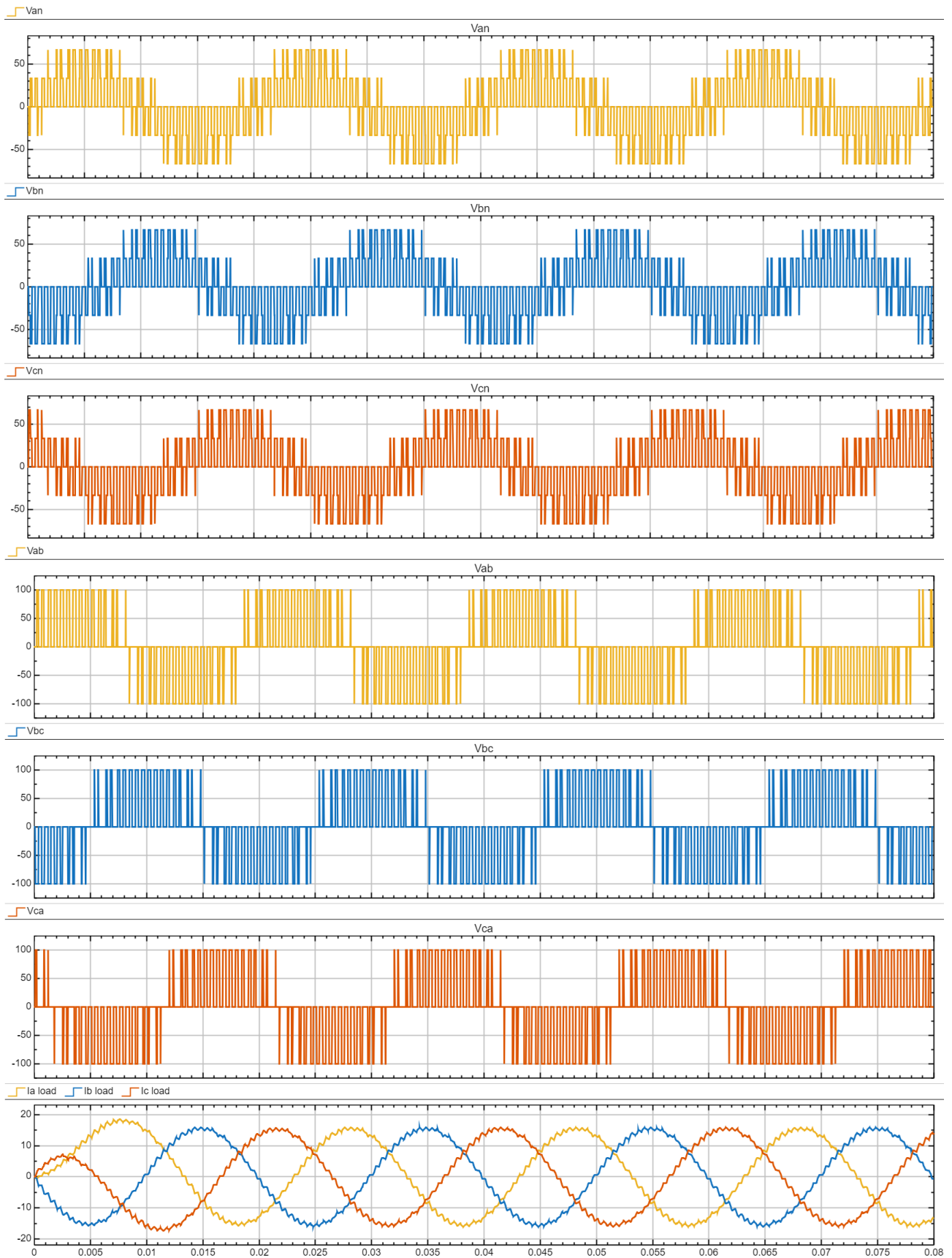


Figura 92 – Grafici delle tensioni di fase, tensioni fase-fase e delle correnti di fase per $m_a = 0.50$

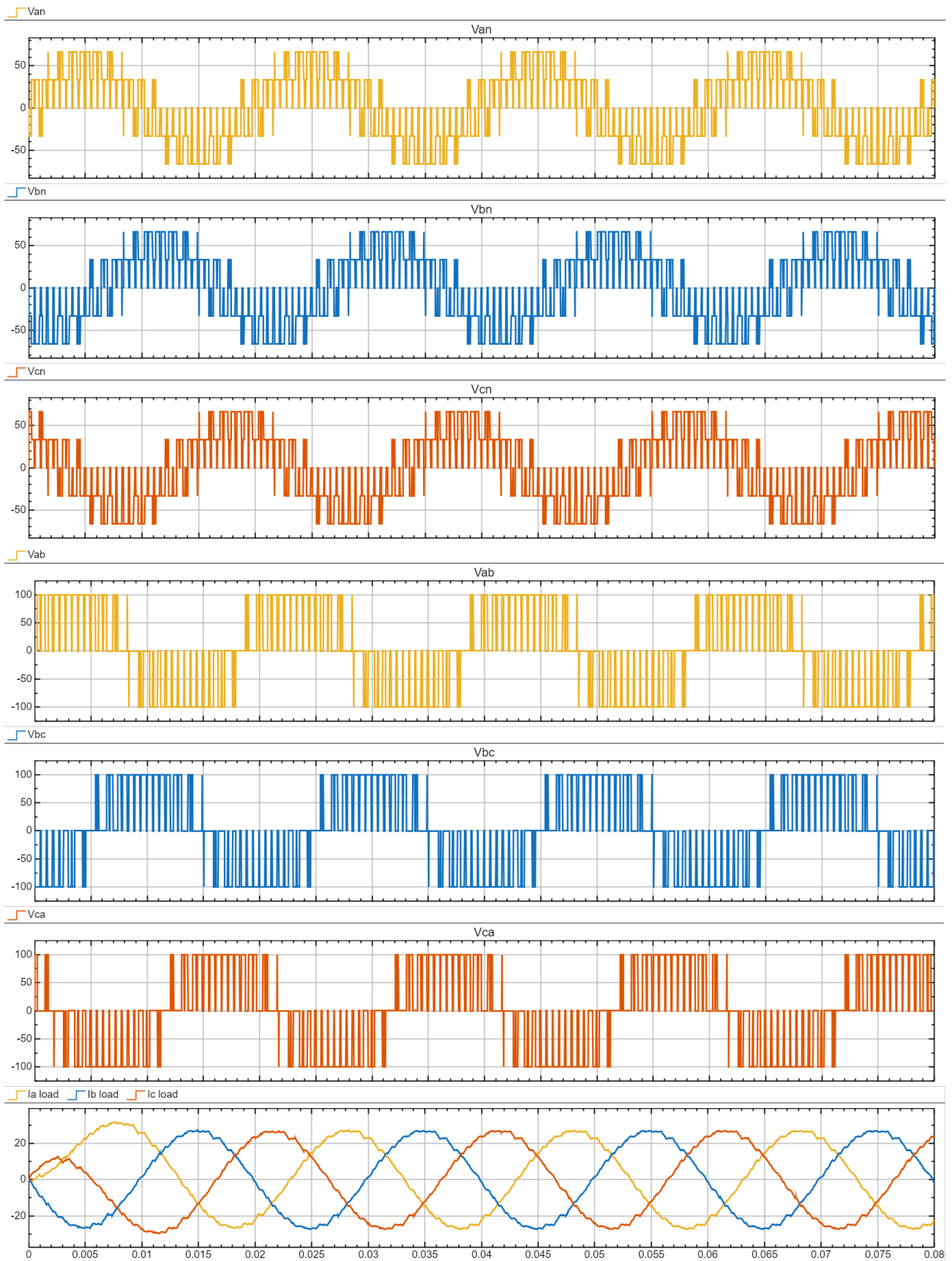


Figura 93 – Grafici delle tensioni di fase, tensioni fase-fase e delle correnti di fase per $m_a = 0.86$

6.4.4.2 Risultati modello con “sorgente non ideale”

Le simulazioni sono state effettuate in tempo discreto con lo stesso passo di integrazione pari a $\Delta t = 5e^{-7}$, sul modello con sorgente non ideale descritto e introdotto al Capitolo 6.3.3

La scelta del riferimento al modulatore è stata effettuata in previsione della necessità di ottenere valori e risultati che permettessero il raffronto tra le simulazioni fatte sui vari modelli (138):

$$V_{ref} = 40V \quad (138)$$

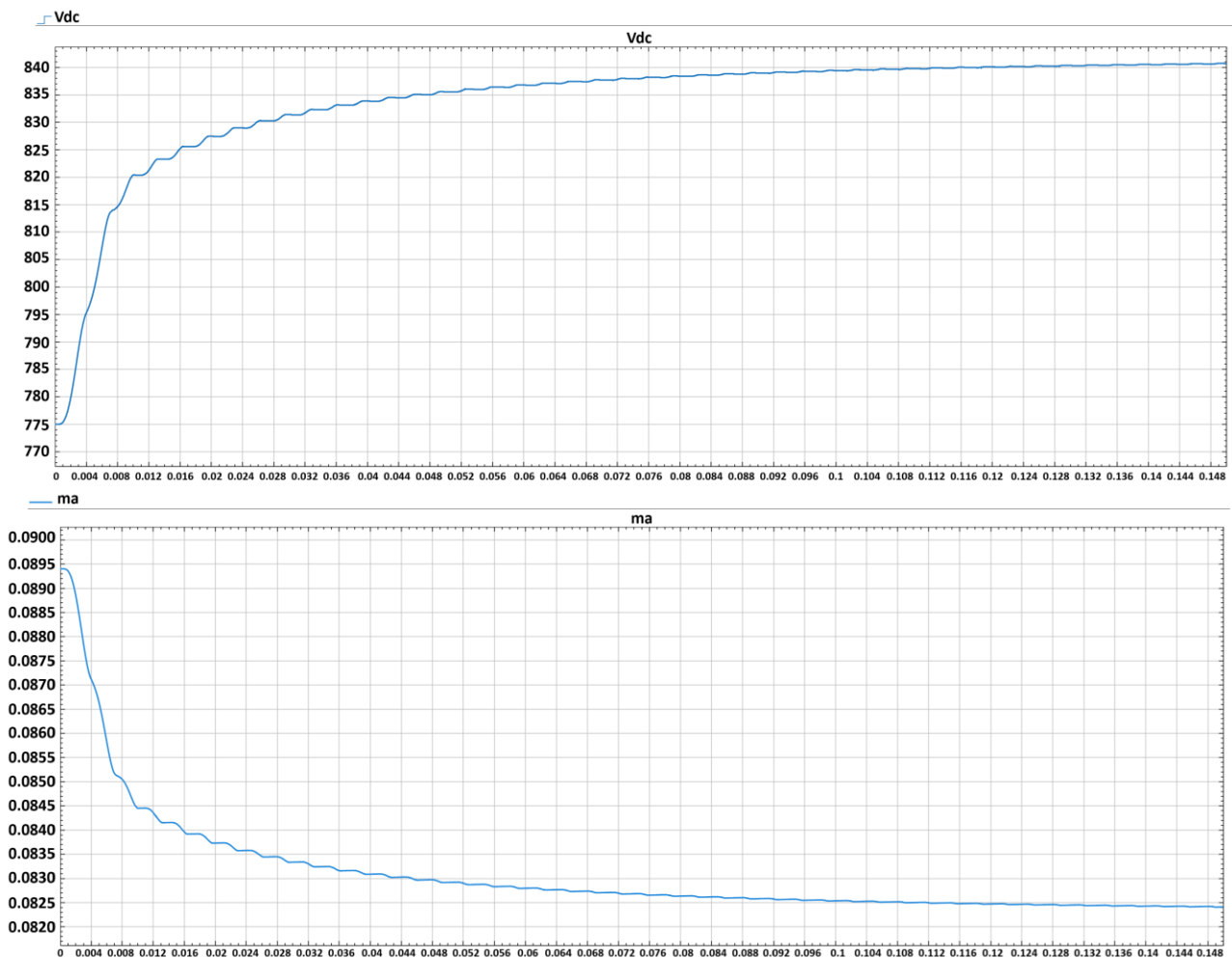


Figura 94 – Grafici della tensione al DC-link e dell'indice m_a

In Figura 94 si evidenzia come l'indice di modulazione dipenda direttamente dalla tensione al DC-link

In Figura 95 e Figura 96 viene evidenziato il risultato ottenuto con lo stesso indice di modulazione della simulazione di Figura 91 prima e dopo il filtro LC , posto in uscita all'inverter, che riduce il ripple sulle correnti di fase.

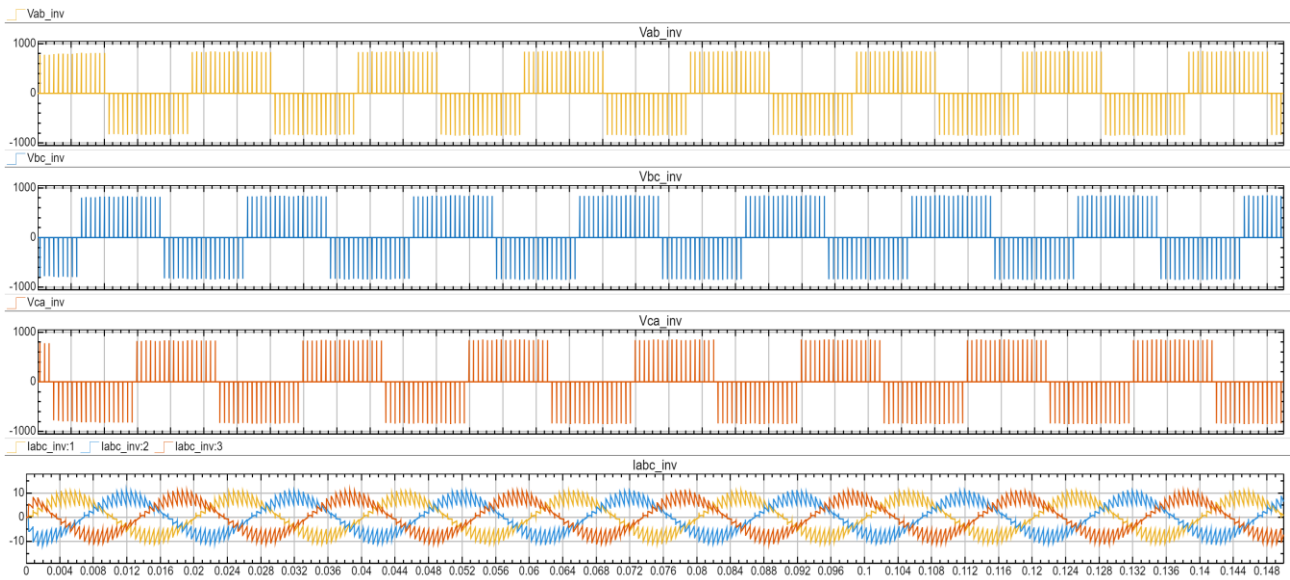


Figura 95 – Grafici delle tensioni fase-fase e delle correnti di fase in uscita all'inverter

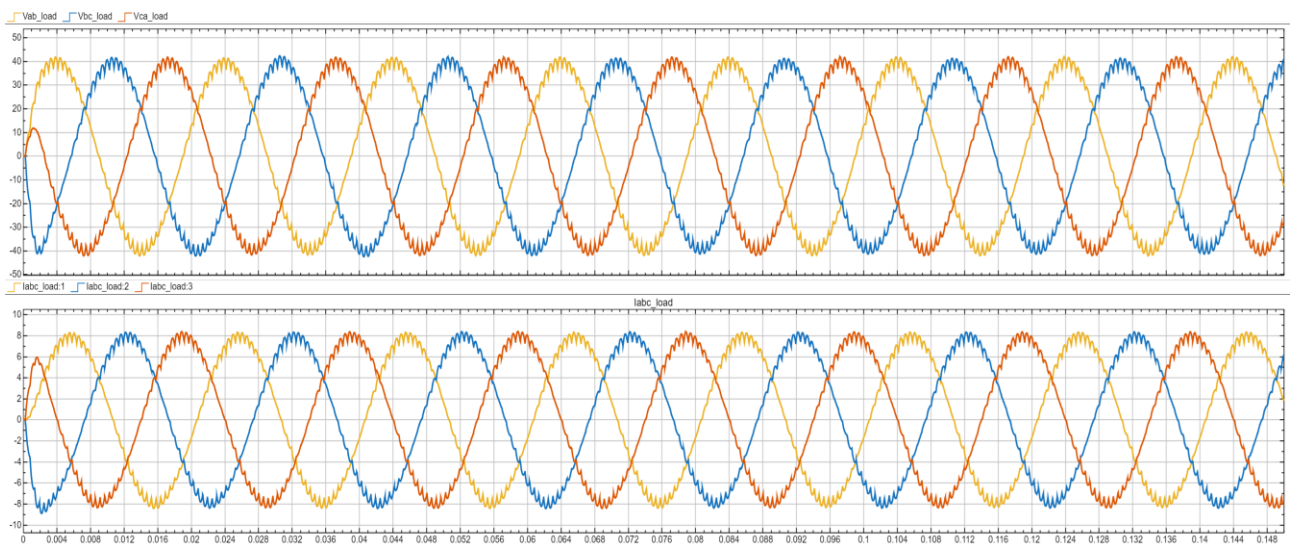


Figura 96 – Grafici delle tensioni fase-fase e delle correnti di fase in uscita al filtro LC

6.5 SVPWM per convertitore a 3-livelli (CHBMC)

6.5.1 Introduzione

Il passaggio dal convertitore a 2-livelli a quello a 3-livelli che impiega un ponte H per fase, è risultato necessario ma soprattutto utile per valutare l'approccio utilizzato nel caso precedente.

Con questa configurazione, ancorché molto più semplice rispetto alle successive in termini di implementazione, è stato possibile analizzare singolarmente i tempi di applicazione T_a , T_b e T_0 e le relative sommatorie inviate alle accensioni degli interruttori statici.

Per i convertitori che utilizzano ponti H sulle fasi il numero di interruttori da comandare risulta (139):

$$N_{switch} = N_{fasi} * (4 * N_{ponti_H}) \quad (139)$$

dove N_{ponti_H} è il numero di ponti connessi in serie sulla singola fase mentre N_{fasi} nel caso di studio è ovviamente pari a 3.

Secondo quanto introdotto con la (135) nel caso del 2-livelli, considerando che ovviamente il numero delle fasi rimane invariato e che la frequenza di commutazione viene appositamente selezionata, si avranno da gestire e controllare un numero di impulsi proporzionale al numero dei ponti H impiegati nelle diverse configurazioni (140):

$$N_{impulsi} \propto N_{ponti_H} \quad (140)$$

dove $N_{impulsi}$ è sempre il numero totale di possibili impulsi di comando che si ottengono al variare dell'ampiezza del vettore di riferimento e quindi dell'indice di modulazione m_a .

Sotto queste premesse l'analisi e lo studio di questo modello si sono basate proprio sulla necessaria validazione dell'algoritmo di calcolo dei tempi di applicazione e delle conseguenti sommatorie degli stessi che portano alla creazione dei comandi inviati agli interruttori statici.

6.5.2 Analisi e studio

Per questo modello la valutazione di una corretta esecuzione dei calcoli da parte dell'algoritmo dedicato deve tenere in considerazione che il valore m_a^{Lim} in corrispondenza del punto 5 di Figura 98 risulta il medesimo della configurazione a 2-livelli vista in precedenza, ma che l'introduzione della suddivisione in Regioni, descritta al Capitolo 5, comporta la creazione di ulteriori limiti interni alle stesse definiti dalla geometria del triangolo equilatero.

I vettori $V1'$ e $V2'$ nelle Regioni interne possono assumere dei valori massimi che sono dipendenti dal limite imposto dalla circonferenza che individua il punto oltre il quale la stessa porta allo sconfinamento in un'altra Regione attigua.

L'approccio, qui applicato alle 4 Regioni individuabili nel piano per ognuno dei 6 Settori, verrà utilizzato con il medesimo criterio anche ai modelli più complessi.

Per ognuna delle Regioni in cui può trovarsi istantaneamente il vettore di riferimento V_{ref} , si evidenziano diverse situazioni che occorre analizzare singolarmente.

Nel caso della Regione 1 si possono applicare con le medesime modalità le limitazioni viste nel caso del convertitore a 2-livelli, tenendo conto di quanto introdotto dalla (62) circa le misure dei lati dei singoli triangoli (141) e applicando la numerazione dei vertici vista in Figura 42:

$$\text{REGIONE 1} \rightarrow \begin{cases} V'_{1\text{MAX}} = l_{\Delta} \\ V'_{2\text{MAX}} = l_{\Delta} \end{cases} \quad \begin{array}{l} \text{per } \vartheta_{ref,map} = 0 \\ \text{per } \vartheta_{ref,map} = \frac{\pi}{3} \end{array} \quad (141)$$

Percorrendo l'arco di circonferenza $A1'$ per $\vartheta_{ref,map} = 0$ si avrà infatti $V_{ref} = V'_1 = V_1$ in corrispondenza del punto 2 e pertanto $V'_{1\text{MAX}} = l_{\Delta}$ mentre per $\vartheta_{ref,map} = \frac{\pi}{3}$ si avrà infatti $V_{ref} = V'_2 = V_2$ in corrispondenza del punto 4 e pertanto ancora $V'_{2\text{MAX}} = l_{\Delta}$, andando a lavorare invece in Regione 3 per $0 < \vartheta_{ref,map} < \frac{\pi}{3}$ come evidenziato in Figura 97.

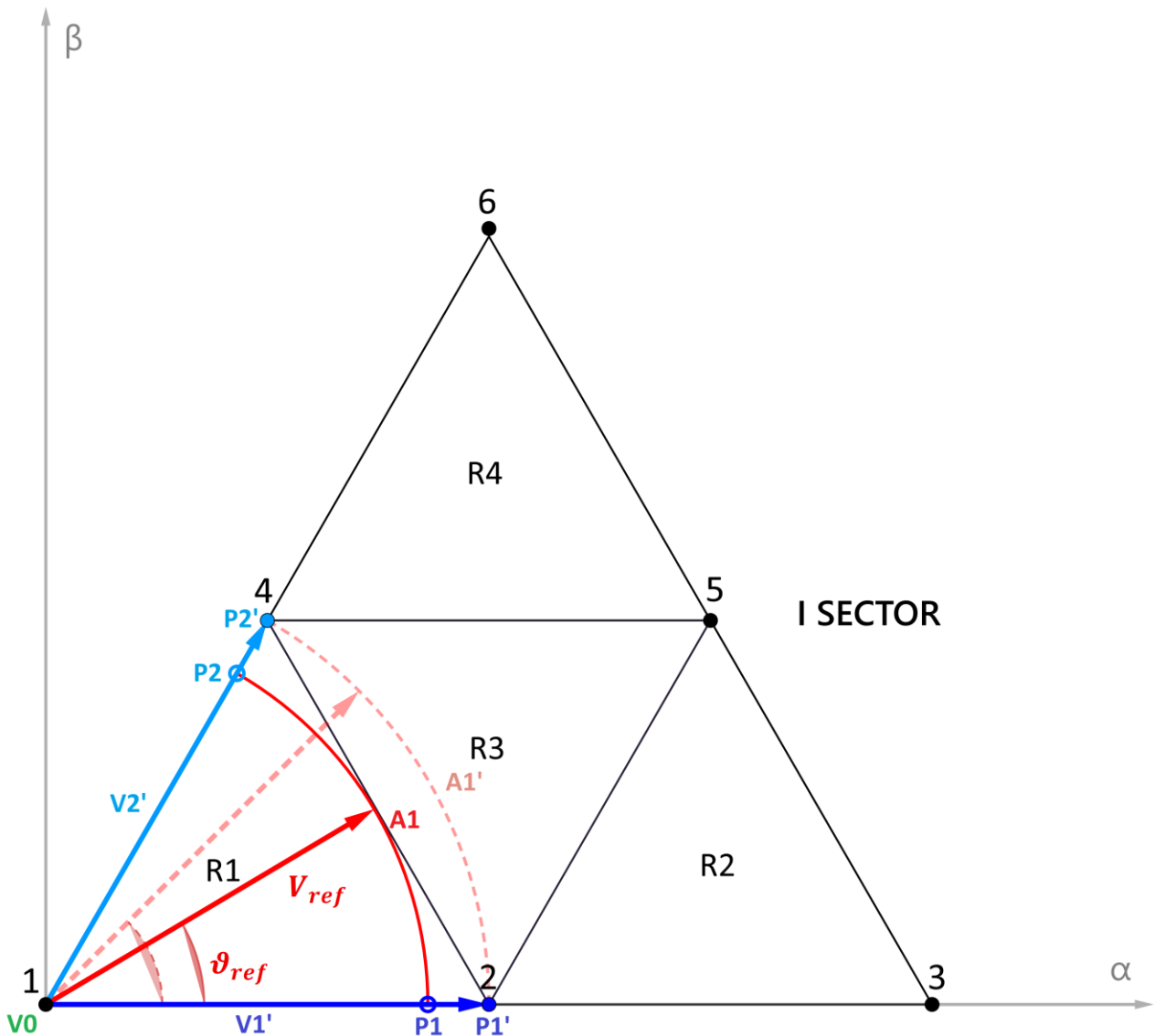


Figura 97 – Limitazioni di V'_1 e V'_2 nella Regione 1 per il convertitore a 3-livelli

In considerazione della limitazione imposta dalla (52), all'aumento dell'indice di modulazione, percorrendo la circonferenza $A1$ che tocca il punto 5 quanto $\vartheta_{ref,map} = \frac{\pi}{6}$, (Figura 98), si può evidenziare l'andamento speculare che i valori istantanei dei vettori V'_1 e V'_2 possono assumere nella Regione 2 rispetto alla Regione 4.

Questo andamento deriva proprio dalla (62) che individua la dimensione massima del lato del singolo triangolo equilatero e della Regione nel piano $\alpha - \beta$.

Nella Regione 2 (Figura 98) per un angolo $\vartheta_{ref, map}$ del vettore di riferimento originario V_{ref} compreso tra 0 e $\frac{\pi}{6}$ si avranno, con un nuovo angolo ϑ'_{ref} del vettore V'_{ref} (calcolato nel nuovo riferimento dall'algoritmo come descritto al Capitolo 5.13.1) compreso tra 0 e $\frac{\pi}{3}$, i valori (142)

$$REGIONE\ 2 \rightarrow \begin{cases} P_1 \rightarrow V'_{1\ MAX} = \frac{l_{\Delta} \cdot \sqrt{3}}{2} & \text{per } \vartheta'_{ref} = 0 \\ P_2 \rightarrow V'_{2\ MAX} = l_{\Delta} & \text{per } \vartheta'_{ref} = \frac{\pi}{3} \end{cases} \quad (142)$$

Nella Regione 4 (Figura 98) per un angolo $\vartheta_{ref, map}$ del vettore di riferimento originario V_{ref} compreso tra $\frac{\pi}{6}$ e $\frac{\pi}{3}$ si avranno, con un nuovo angolo ϑ'_{ref} del vettore V'_{ref} (calcolato nel nuovo riferimento dall'algoritmo come descritto al Capitolo 5.13.1) compreso tra 0 e $\frac{\pi}{3}$, i valori (143)

$$REGIONE\ 4 \rightarrow \begin{cases} P_1 \rightarrow V'_{1\ MAX} = l_{\Delta} & \text{per } \vartheta'_{ref} = 0 \\ P_2 \rightarrow V'_{2\ MAX} = \frac{l_{\Delta} \cdot \sqrt{3}}{2} & \text{per } \vartheta'_{ref} = \frac{\pi}{3} \end{cases} \quad (143)$$

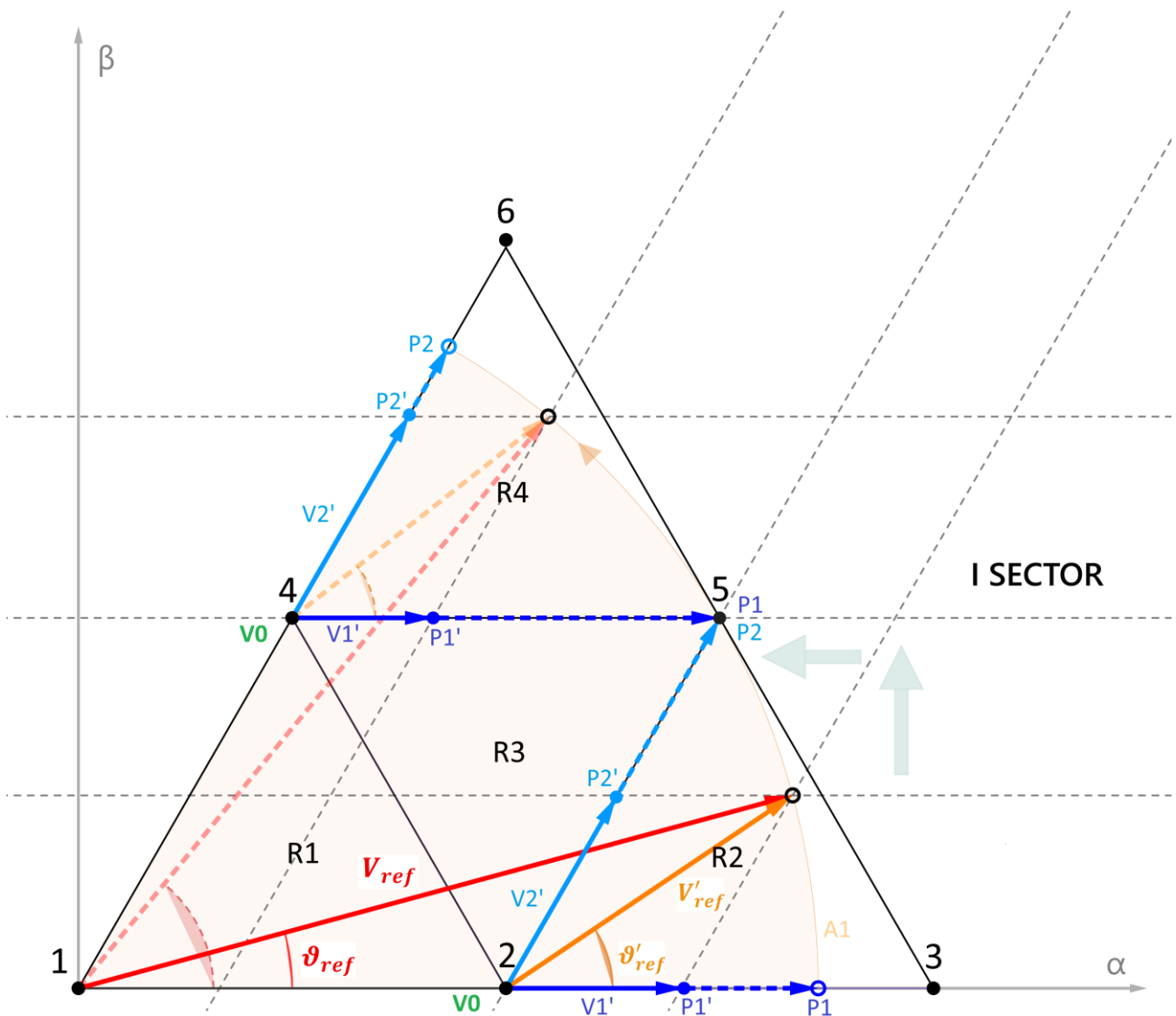


Figura 98 – Limitazioni di V'_1 e V'_2 nelle Regioni 2 e 4 per il convertitore a 3-livelli

In Figura 99 sono mostrati gli andamenti istantanei dei valori di V'_1 e V'_2 descritti dalla (142) e (143) al variare della posizione del vettore di riferimento individuata dall'algorithm.

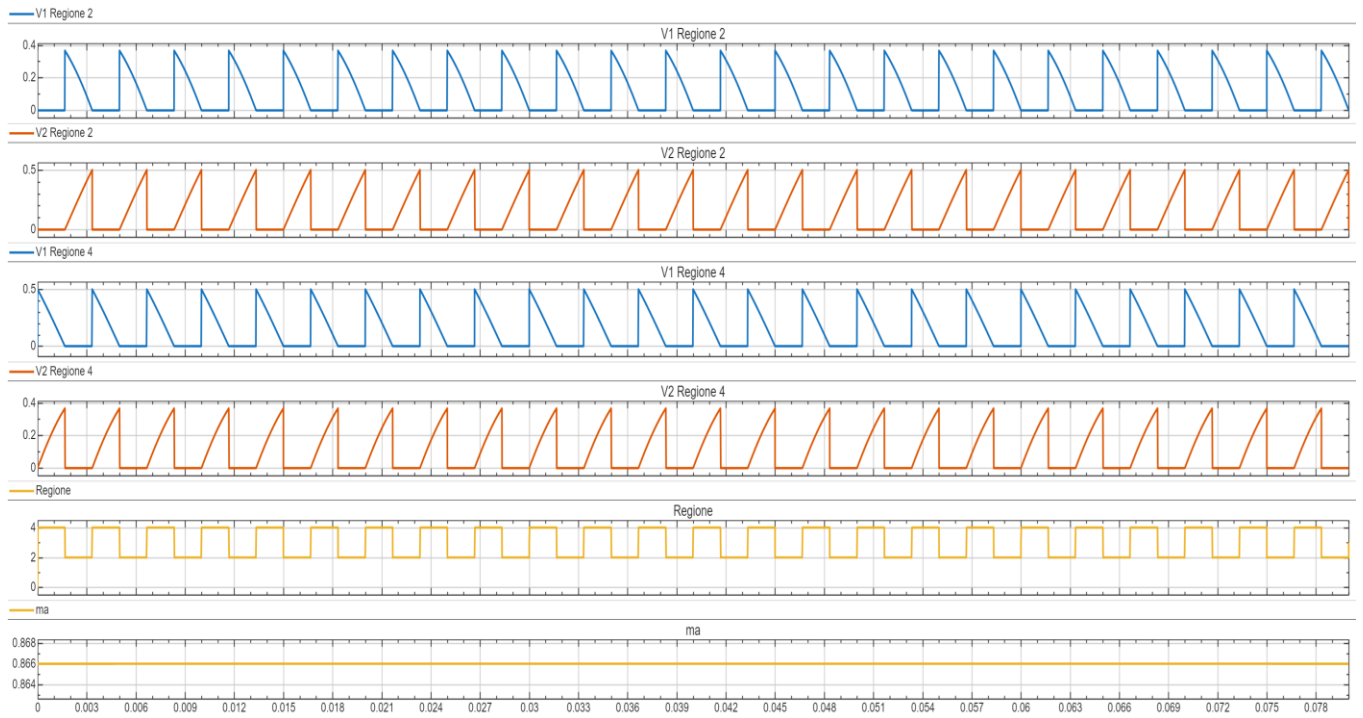


Figura 99 – Grafico dei valori istantanei dei vettori di V'_1 e V'_2 nelle Regioni 2 e 4 con $m_a = 0.866$ per il convertitore a 3-livelli

Nella Regione 3 analizzando il settore circolare che individua le limitazioni dei medesimi vettori V'_1 e V'_2 , se il vettore originario variasse in ampiezza si otterrebbe nel nuovo riferimento individuato un vettore V'_{ref} con un angolo ϑ'_{ref} che sarà a sua volta compreso tra 0 e $\frac{\pi}{3}$, un caso analogo (Figura 100) a quello del convertitore a 2-livelli (144)

$$REGIONE 3 \rightarrow \begin{cases} P_1 \rightarrow V'_{1 MAX} = \frac{l_{\Delta} * \sqrt{3}}{2} & \text{per } \vartheta'_{ref} = 0 \\ P_2 \rightarrow V'_{2 MAX} = \frac{l_{\Delta} * \sqrt{3}}{2} & \text{per } \vartheta'_{ref} = \frac{\pi}{3} \end{cases} \quad (144)$$

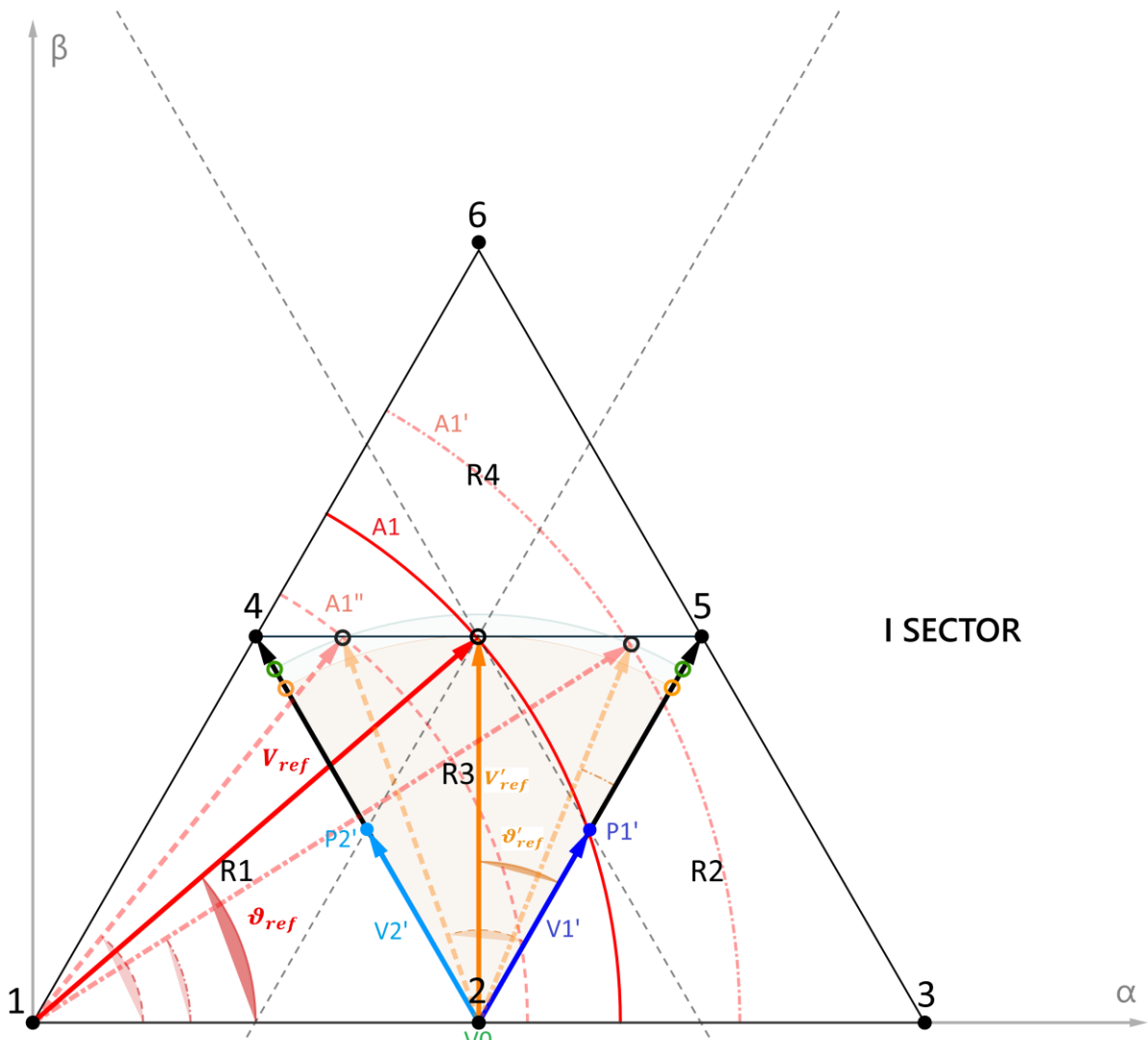


Figura 101 – Limitazioni di V'_1 e V'_2 per il convertitore a 3-livelli nella Regione 3

6.5.3 Implementazione e modellizzazione

Per la modellizzazione può risultare efficace iniziare a usare la tecnica generalizzata delle linee di confine come descritto al Capitolo 5.12 per l'individuazione della posizione del vettore riferimento nel piano $\alpha - \beta$. Viene implementato l'algoritmo di mappatura di tutti settori superiori rispetto al primo (Capitolo 5.10), e anche il principio dell'inversione del senso ciclico di applicazione dei vettori in funzione del settore (Capitolo 5.9).

6.5.4 Risultati simulativi

6.5.4.1 Risultati modello con "sorgente ideale"

Le simulazioni sono state effettuate, come già descritto al Capitolo 6.3.2, su un modello con sorgente ideale in cui è stato utilizzato un carico collegato a stella con valori di $R = 1 \Omega$ e $L = 5mH$ e una sorgente di tensione ideale che alimenta il DC-link con una tensione pari a $V_{dc} = \sqrt{3} * V_{ref}$ avendo scelto $V_{ref} = 100V$.

Applicando il medesimo passo di integrazione ($\Delta t = 5e^{-7} s$), sono stati scelti gli stessi indici di modulazione delle simulazioni precedenti (Figura 102 - Figura 104) (146):

$$\begin{cases} 1) m_a = 0.08 \\ 2) m_a = 0.50 \\ 3) m_a = 0.866 \end{cases} \quad (146)$$

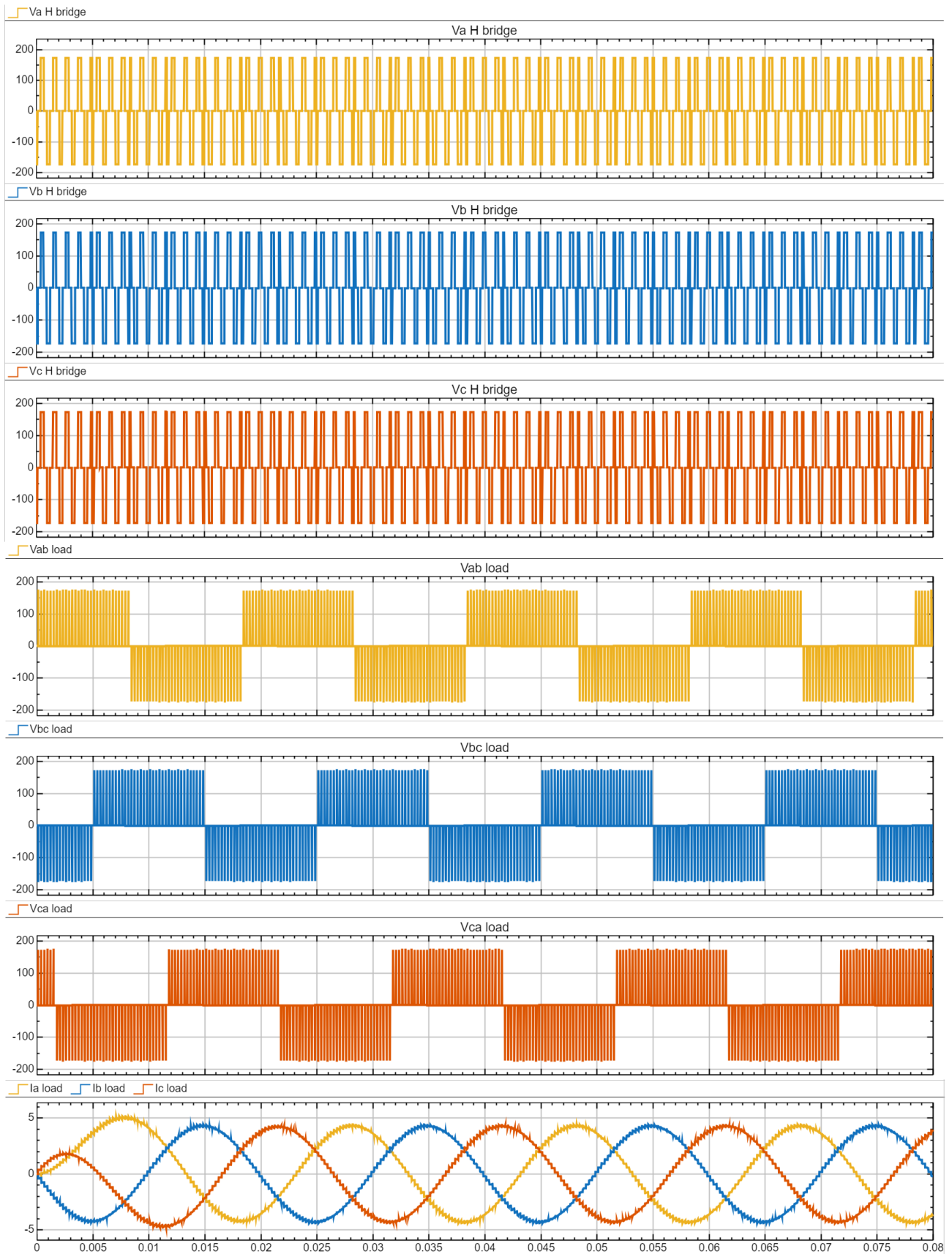


Figura 102 – Grafici delle tensioni di fase, tensioni fase-fase e delle correnti di fase per $m_a = 0.08$

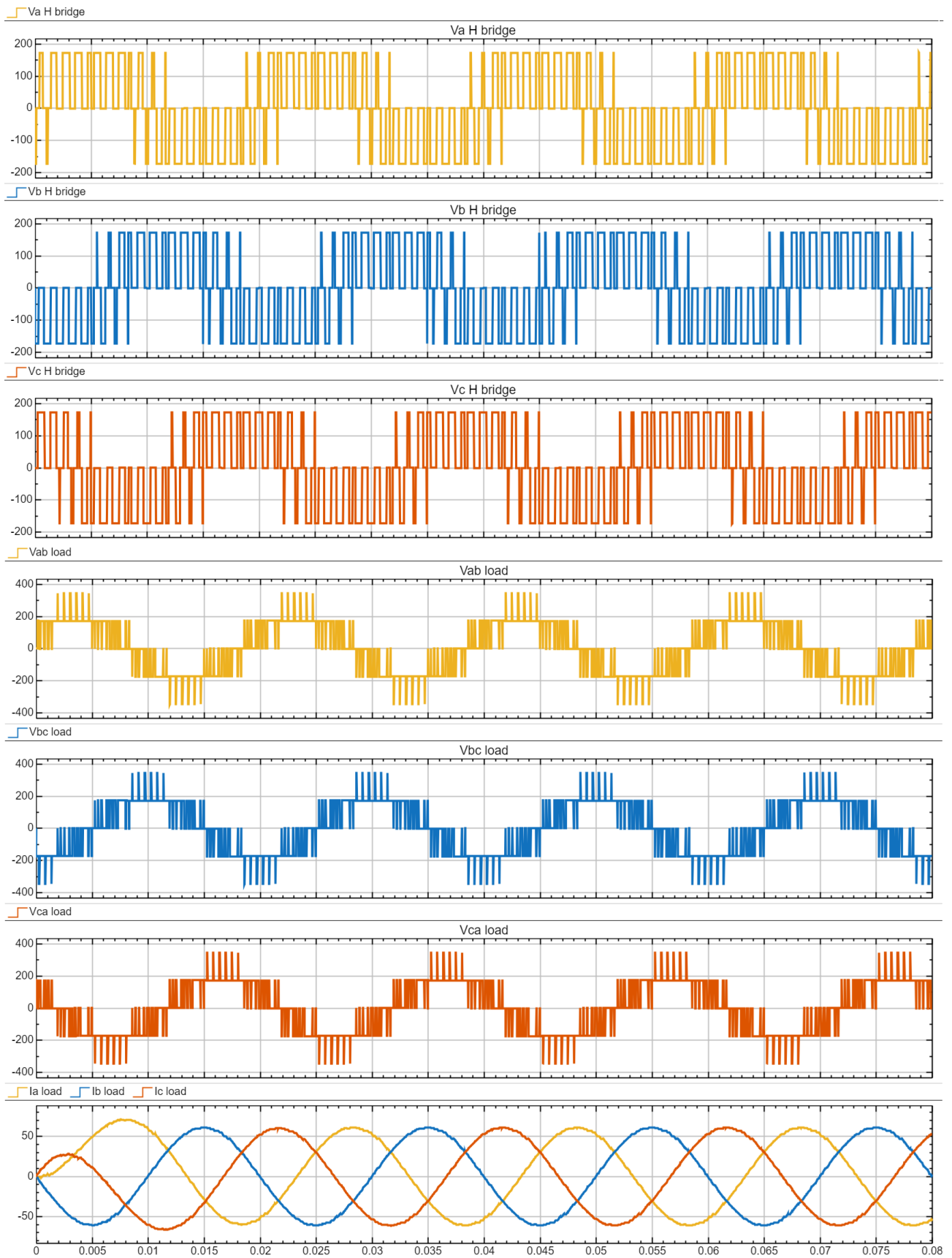


Figura 103 – Grafici delle tensioni di fase, tensioni fase-fase e delle correnti di fase per $m_a = 0.50$

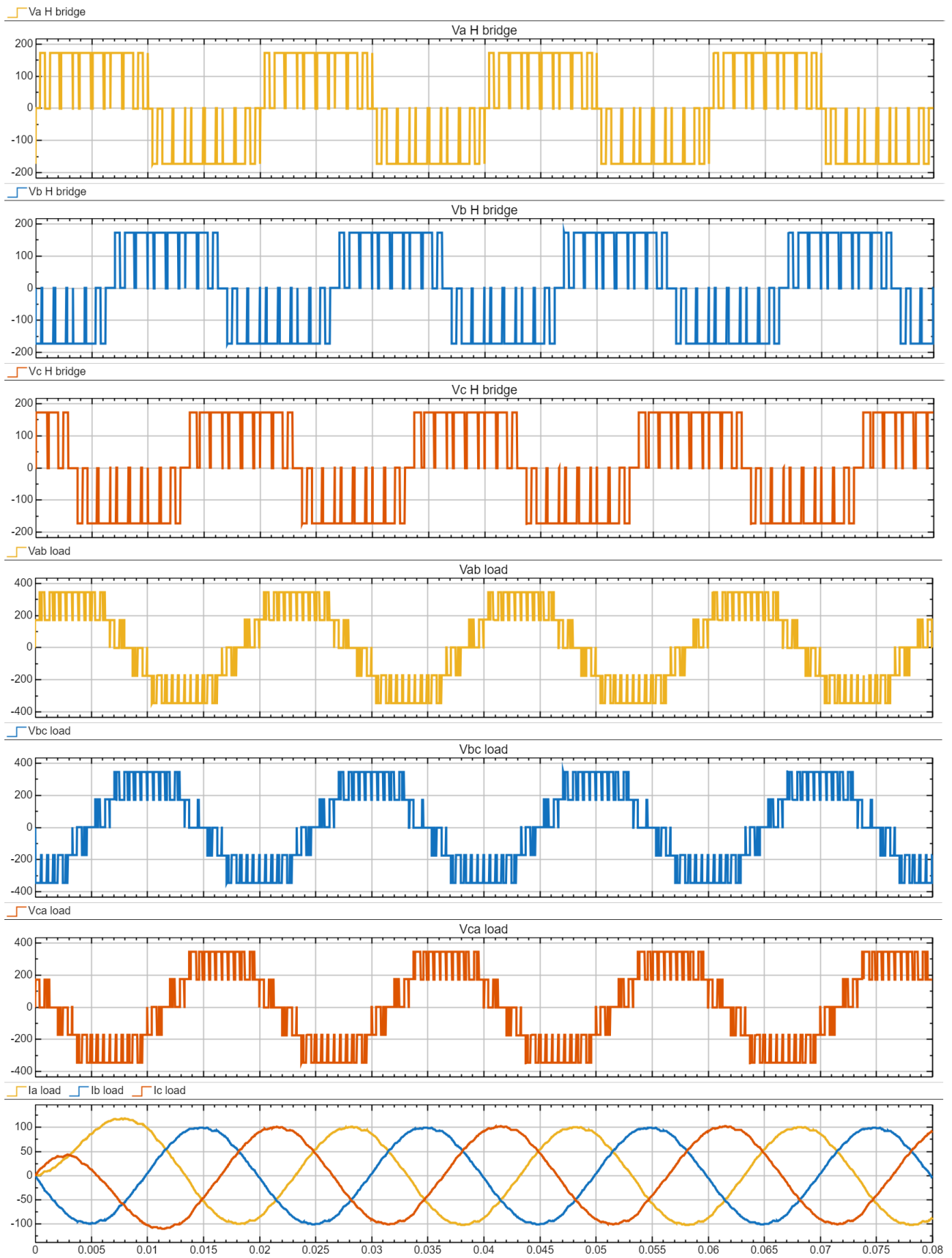


Figura 104 – Grafici delle tensioni di fase, tensioni fase-fase e delle correnti di fase per $m_a = 0.866$

6.5.4.2 Risultati modello con “sorgente non ideale”

Le simulazioni, effettuate con la scelta dello stesso passo di integrazione, sono state effettuate su un modello con sorgente non ideale in cui sono state implementate le modifiche già descritte al Capitolo 6.3.3

La scelta dell'indice di modulazione è stata effettuata sempre per ottenere confrontabilità dei risultati (147):

$$V_{ref} = \frac{100}{\sqrt{3}} V \quad (147)$$

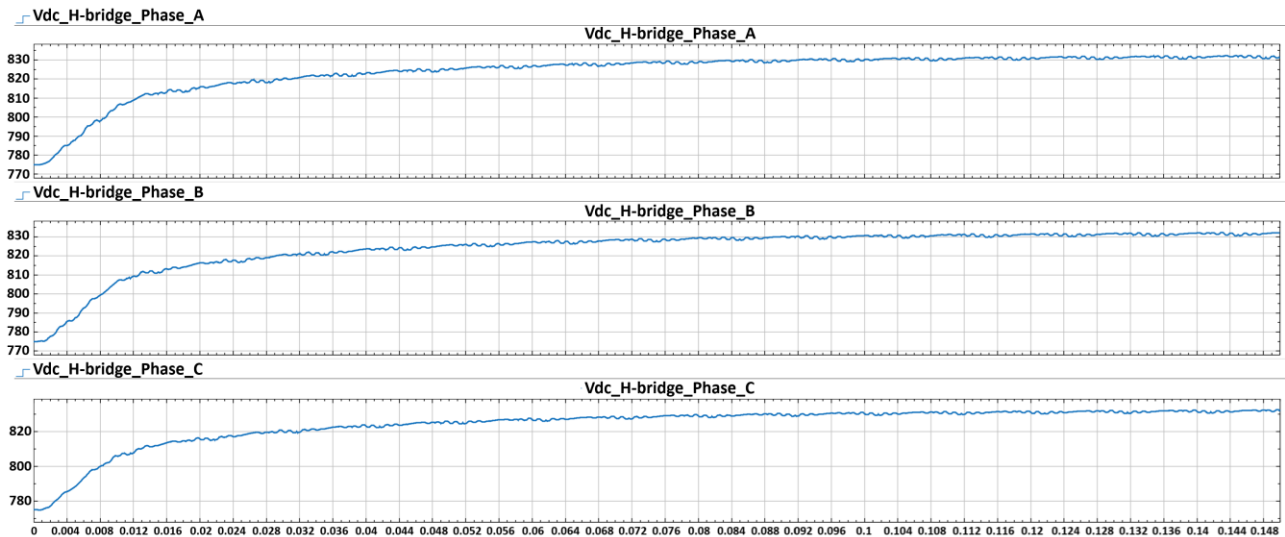


Figura 105 – Grafici delle tensioni ai DC-link nelle tre fasi

In Figura 105 viene mostrato l'andamento delle tensioni sui DC-link nelle tre fasi.

Le Figura 106 e Figura 107 evidenziano il risultato ottenuto prima e dopo il filtro LC sull'uscita dell'inverter che riduce il ripple sulle correnti di fase.

Si può notare, confrontando i risultati di Figura 96 con quelli di Figura 107, come l'andamento e la qualità ottenuta sulle correnti di fase migliori in maniera apprezzabile già nel passaggio dal caso dell'inverter a 2-livelli a quello del convertitore a 3-livelli.

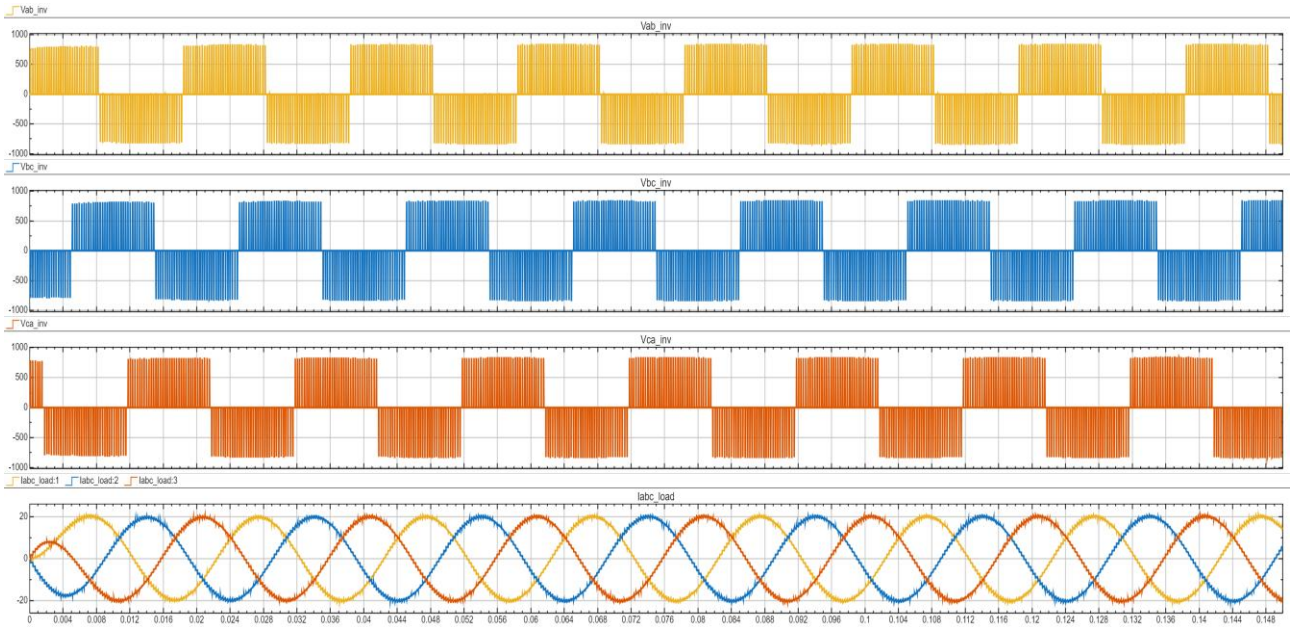


Figura 106 – Grafici delle tensioni fase-fase e delle correnti di fase in uscita all’inverter

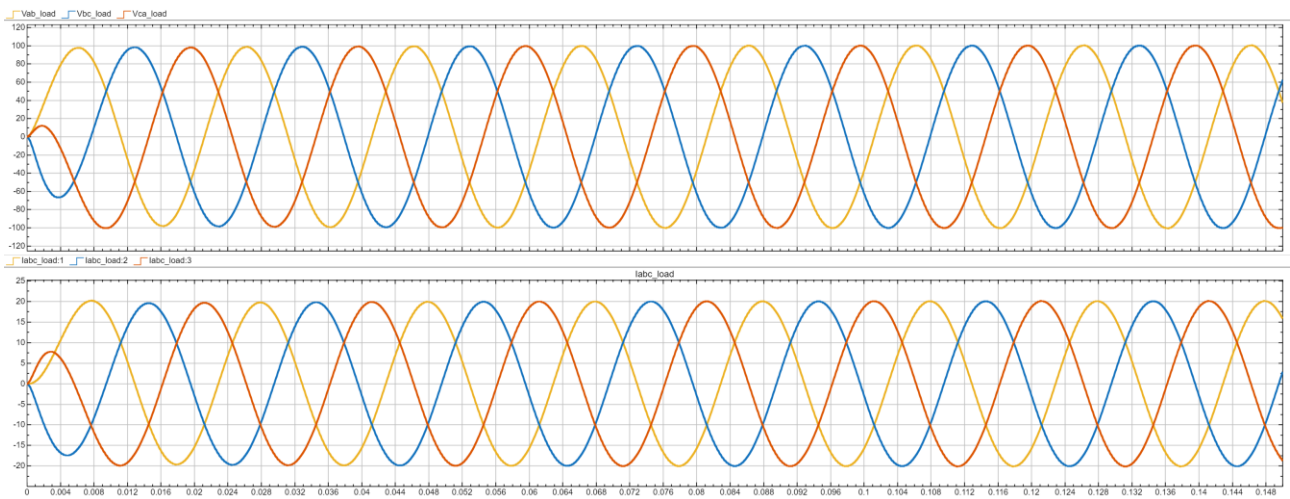


Figura 107 – Grafici delle tensioni fase-fase e delle correnti di fase in uscita al filtro LC

6.6 SVPWM per convertitore a 5-livelli (CHBMC)

6.6.1 Introduzione

Studiato e analizzato il comportamento del sistema di modulazione implementato e i risultati ottenuti nel caso del convertitore a 3-livelli, il passaggio intermedio a quello con 2 ponti H sulle fasi è stato utile soprattutto per procedere alla “traduzione” dei *Blocchi* descritti al Capitolo 6.2.2.2, in codice C al fine di poter generare la versione finale del modulatore.

Infatti, il lavoro è stato incentrato sulla programmazione della parte di codice dell’algoritmo che genera gli impulsi per gli interruttori statici.

Una successiva fase di validazione ha permesso il confronto con i risultati ottenuti anche con i modelli precedenti, visto che la parte restante dell’algoritmo risulta identica in tutte le modellizzazioni implementate.

6.6.2 Analisi e studio

Per la valutazione della corretta esecuzione dei calcoli da parte dell’algoritmo applicato al convertitore a 5-livelli si deve comunque tenere in considerazione che il valore m_a^{Lim} , in corrispondenza dell’arco di circonferenza $A1'$ di Figura 108, risulta sempre lo stesso delle configurazioni a 2-livelli e 3-livelli viste in precedenza (52).

Come per il convertitore a 3-livelli, i vettori $V1'$ e $V2'$ nelle Regioni all’interno delle 4 Aree, identificate in Figura 44, possono quindi assumere a loro volta valori massimi che sono sempre dipendenti dalla geometria dei triangoli e dalla misura dei lati degli stessi.

L’approccio usato per ognuno dei 6 settori, vista la necessità di preparare il modello generalizzato per il convertitore a 9-livelli, è stato di creare una macro Zona suddivisa in 4 Aree a loro volta composte da quattro triangoli rettangoli (Regioni) come anticipato al Capitolo 5.11.2.

All’aumentare dell’indice di modulazione e muovendosi sugli archi concentrici (Figura 108) rispetto all’origine, il limite di delimitazione tra le diverse Aree viene individuato proprio dalle circonferenze a cui appartengono.

Applicata la medesima numerazione dei vertici introdotta in Figura 44, nel caso di Area1-Regione1 si applicano ai vettori $V1'$ e $V2'$ le stesse limitazioni viste nel caso del convertitore a 3-livelli con le medesime considerazioni della (141), benché la Regione sia delimitata come evidenziato nella (136) e mostrato in Figura 89 nel caso del convertitore a 2-livelli.

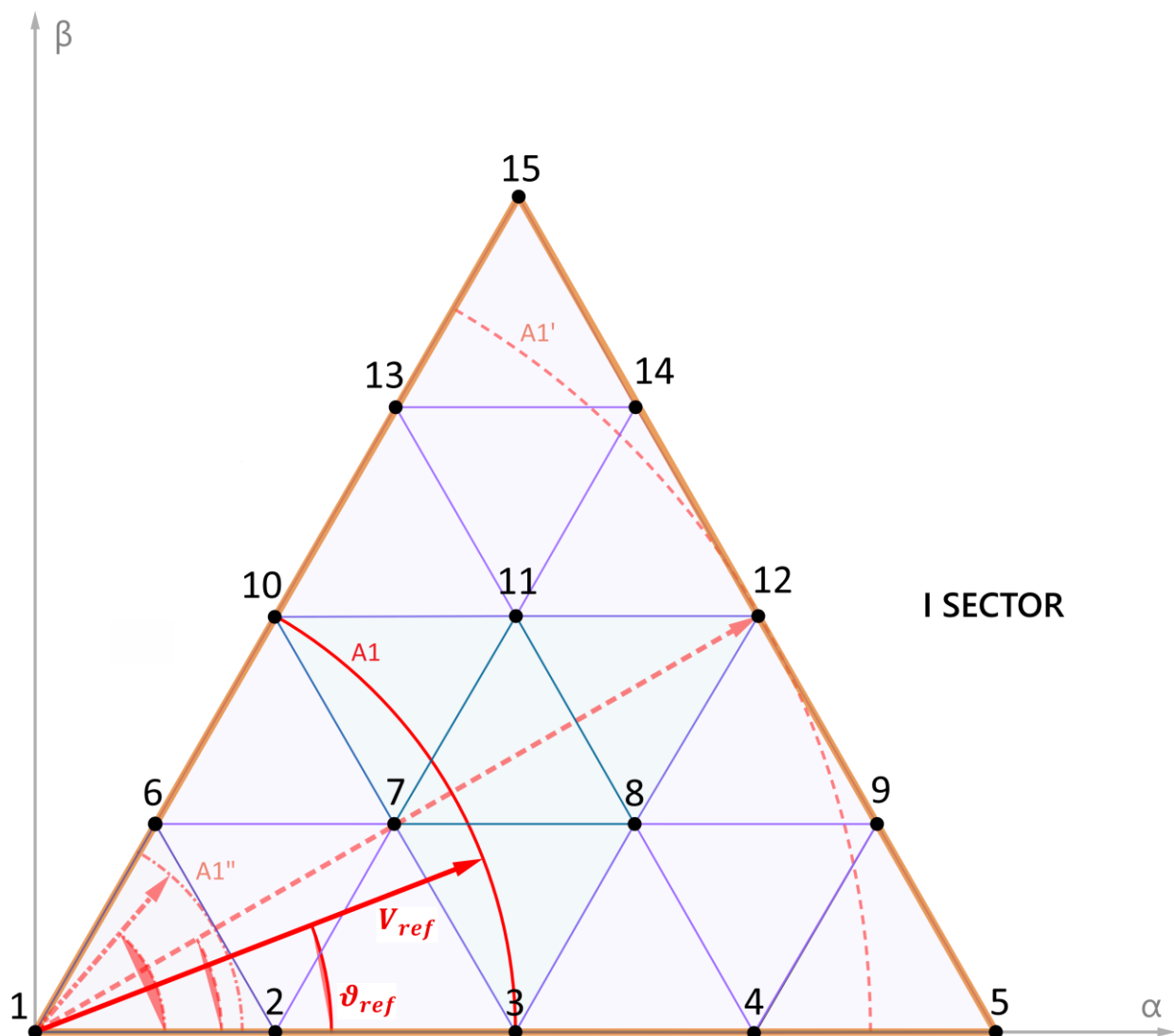


Figura 108 – Archi concentrici di limitazione dei vettori V_1' e V_2' per il convertitore a 5-livelli

Quando l'indice di modulazione aumenta si avrà lo sconfinamento nelle Aree superiori alla prima (148):

$$\begin{aligned}
 m_a = 0.5 &\rightarrow [AREA3 \\
 0.5 < m_a < \frac{\sqrt{3}}{2} &\rightarrow [AREA2 - AREA3 - AREA4 \\
 m_a = \frac{\sqrt{3}}{2} &\rightarrow [AREA2 - AREA4
 \end{aligned}
 \tag{148}$$

In Figura 109 viene mostrato il risultato prodotto sui tempi di applicazione T_a, T_b e T_0 al variare della posizione del vettore di riferimento calcolata dall'algoritmo per un indice $m_a = 0.866$.

Per tale indice di modulazione passando direttamente da Area2 ad Area4, percorrendo l'arco di circonferenza che tocca il punto 12 di Figura 108, il sistema rileva il passaggio del vettore di riferimento attraverso la Regione2, Regione3 ed infine Regione4 per ognuno dei 6 Settori, invertendo il tempo di permanenza applicando il medesimo principio del convertitore a 3 -livelli già descritto nella Figura 98 e Figura 99.

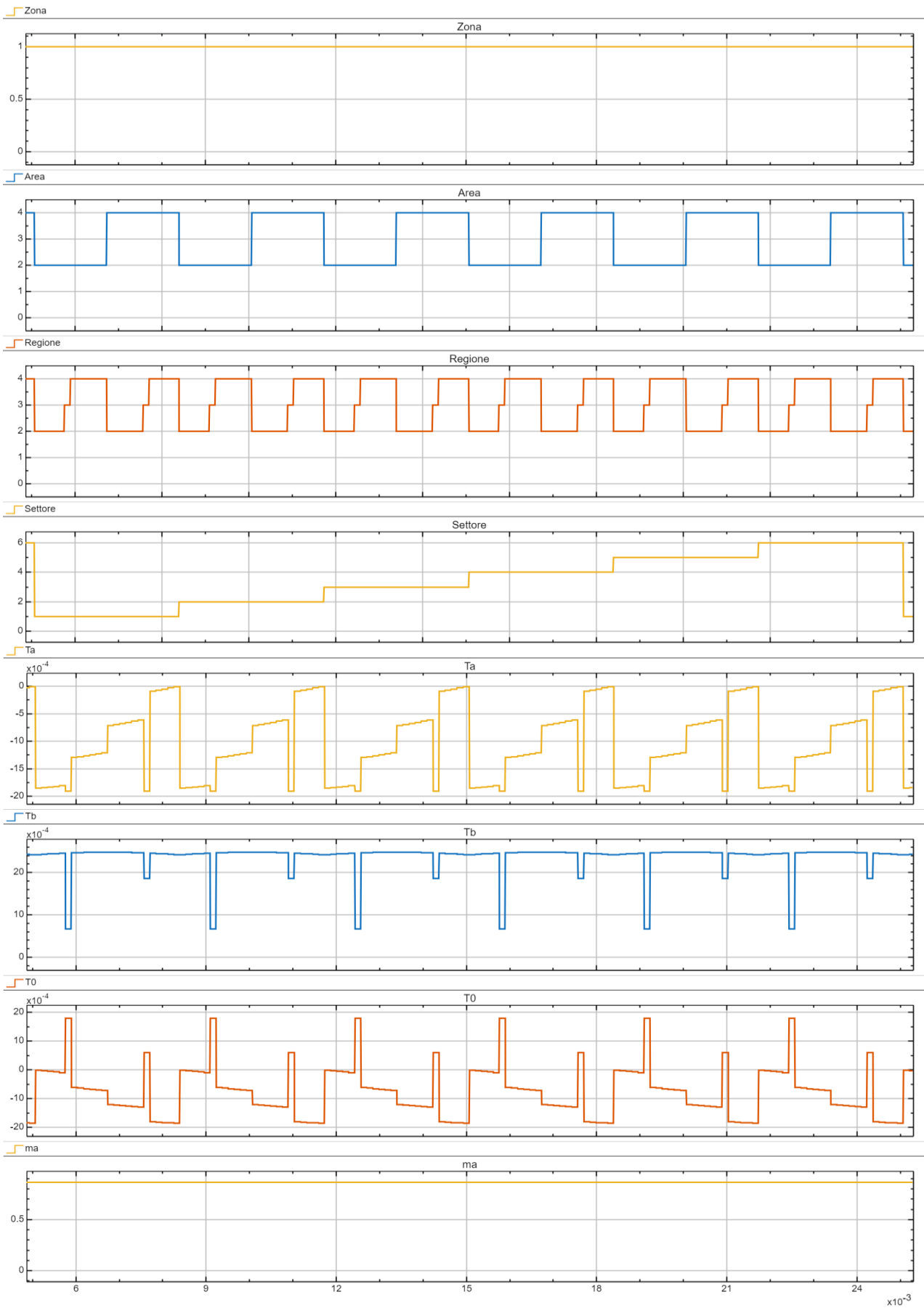


Figura 109 – Zona, Area, Regione, Settore di posizione del vettore V_{ref} e tempi di applicazione T_a , T_b, T_0 per $m_a = 0.866$ (7200 Hz)

6.6.3 Implementazione e modellizzazione

Vista la crescente complessità all'aumentare dei livelli dei convertitori, diventa sempre più conveniente sfruttare la tecnica generalizzata delle linee di confine definita al Capitolo 5.12 per l'individuazione della posizione del vettore riferimento nel piano $\alpha - \beta$.

Come già negli altri casi mostrati, viene implementato l'algoritmo di mappatura di tutti settori superiori rispetto al primo (Capitolo 5.10) così come il principio dell'inversione del senso ciclico di applicazione dei vettori in funzione del settore (Capitolo 5.9).

Per poter semplificare la fase di analisi e studio dell'algoritmo e il suo debugging, è stata effettuata la suddivisione in blocchi all'interno dei quali sono state inserite le diverse funzioni descritte ai capitoli precedenti implementate in codice C all'interno dei modelli Matlab-Simulink.

- 1 *Macro blocco* (Figura 110) contenente sotto-blocchi che genera in uscita i segnali di Duty Cycle inviati ai blocchi PWM Matlab-Simulink mostrati in Figura 111

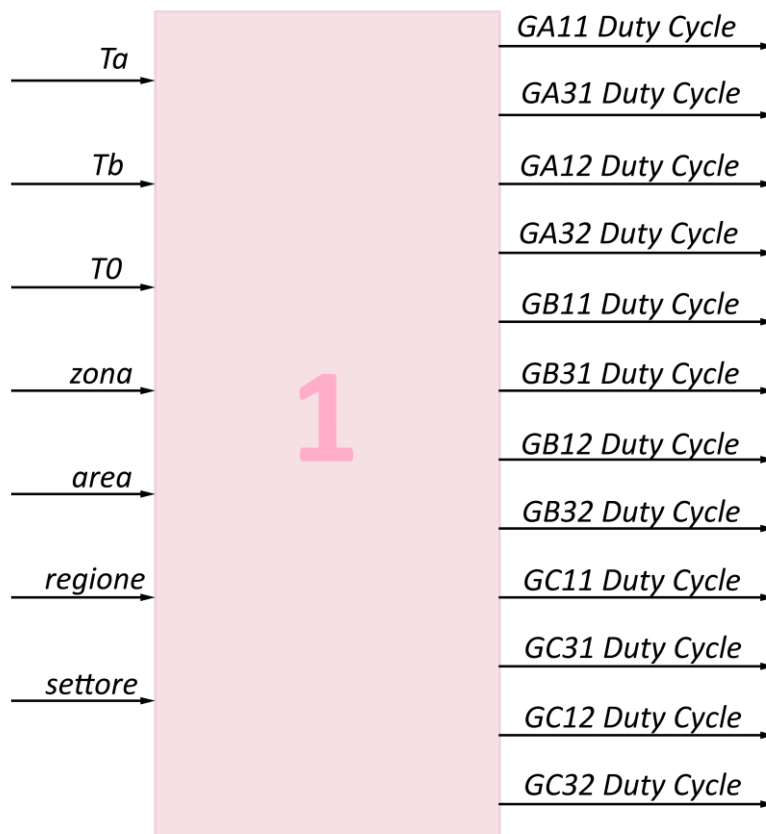


Figura 110 – Macro-blocco di generazione Duty Cycle per i blocchi PWM Matlab-Simulink

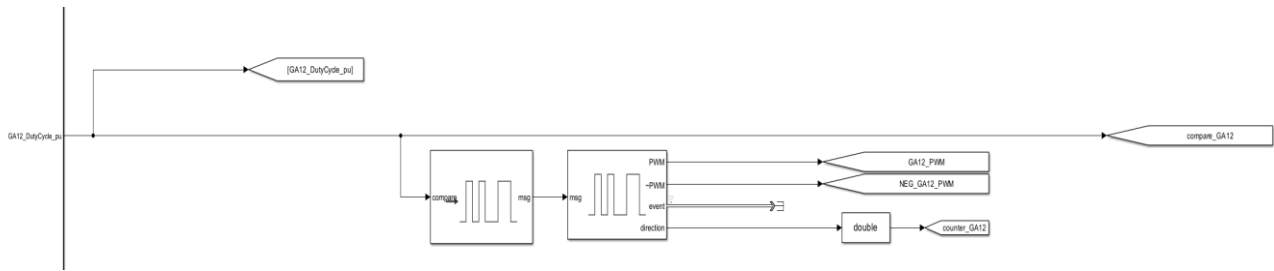


Figura 111 – Blocco *PWM Write* che genera il segnale per il blocco *PWM Interface* di Matlab-Simulink

Questo blocco, che genera i segnali in uscita secondo la numerazione mostrata in Figura 41, riceve in ingresso i segnali introdotti al Capitolo 6.2.1 nello schema a blocchi generalizzato:

- a) segnale in uscita dall’algoritmo di rilevamento della posizione del vettore di riferimento (Blocco 6)
- b) segnali dei tempi di applicazione (Blocco 7) generati dall’algoritmo come descritto al Capitolo 5
- c) segnale del settore di riferimento mappato (Blocco 4)

- 2 *Sotto – blocco che definisce, per ogni Area, le matrici di sequenza* descritte al Capitolo 5.14.2 (Figura 112)

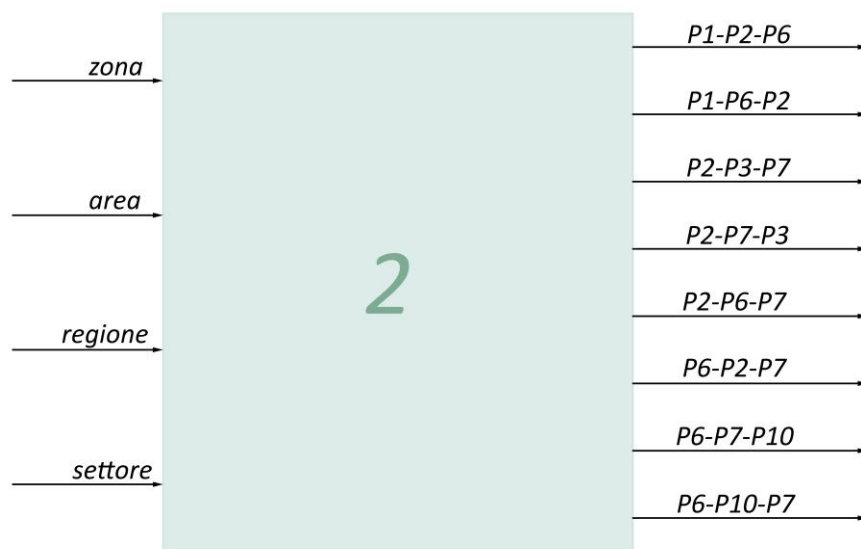


Figura 112 – Blocco di creazione delle matrici di sequenza Area1

- 3 *Sotto – blocco che genera i vettori di sequenza per le singole fasi* descritti al Capitolo 5.14.3 (Figura 113)

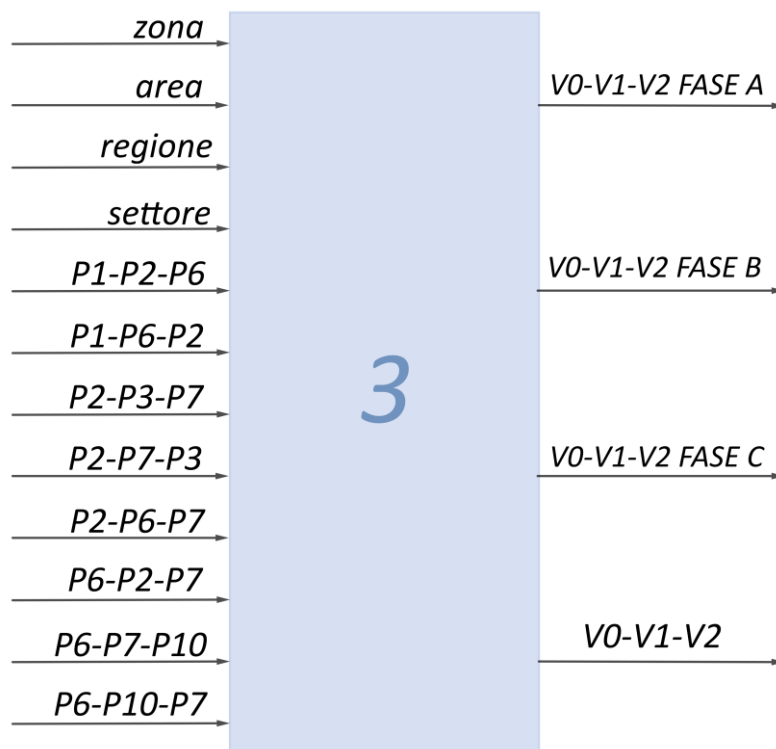


Figura 113 – Blocco di creazione dei vettori di sequenza

Il blocco riceve in ingresso i *segnali delle matrici di sequenza* dal blocco precedente in aggiunta ai segnali di Zona, Area, Regione e Settore di posizione del vettore di riferimento.

- 4 *Sotto* – blocco che genera in uscita un numero intero denominato $N_{regione}$ pari alla lunghezza del *vettore di sequenza* in ingresso (Figura 114), per ogni Zona, Area, Regione, Settore

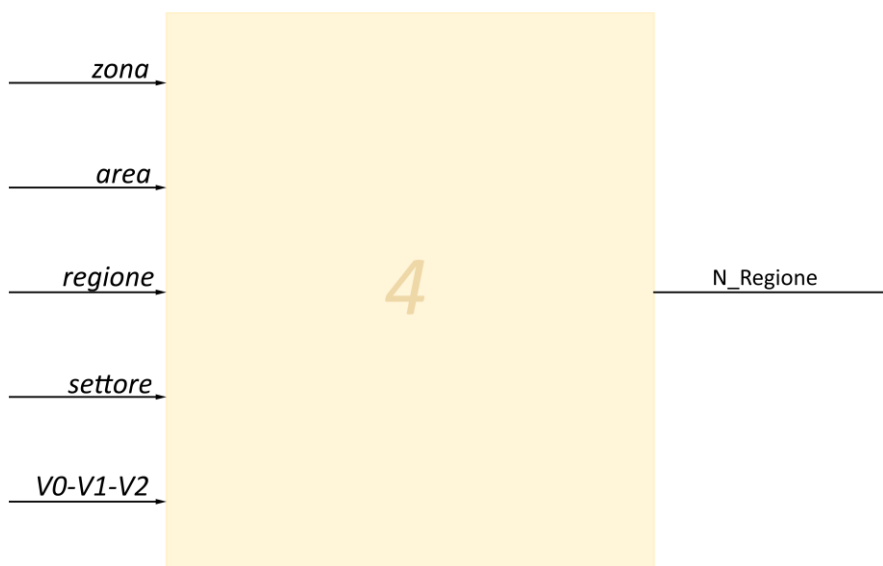


Figura 114 – Blocco di rilevazione della dimensione dello specifico vettore di sequenza

5 *Sotto – blocco* di generazione dei Duty Cycle inviati, come uscita del *Macro – Blocco 1*, ai blocchi PWM Matlab-Simulink

Riceve in ingresso i seguenti segnali:

- a) Segnali provenienti dal *Sotto-blocco 3*
- b) Segnale proveniente dal *Sotto-blocco 4*
- c) Zona, Area, Regione, Settore
- d) Tempi di applicazione T_a , T_b , T_0 generati dall'algoritmo dedicato

6.6.4 Risultati simulativi

6.6.4.1 Risultati modello con “sorgente ideale”

Le simulazioni sono state effettuate sullo stesso modello precedentemente utilizzato con carico collegato a stella con valori di $R = 1 \Omega$ e $L = 5mH$ e una sorgente ideale che alimenta il DC-link con una tensione pari a $V_{dc} = \sqrt{3} * V_{ref}$ avendo scelto $V_{ref} = 100V$.

Il passo di integrazione applicato è il medesimo delle simulazioni precedenti ($\Delta t = 5e^{-7}s$) e la funzionalità del nuovo algoritmo implementato in codice C è stata validata scegliendo un indice di modulazione (149) al fine di lavorare nella regione più interna (Figura 115):

$$m_a = 0.08 \tag{149}$$

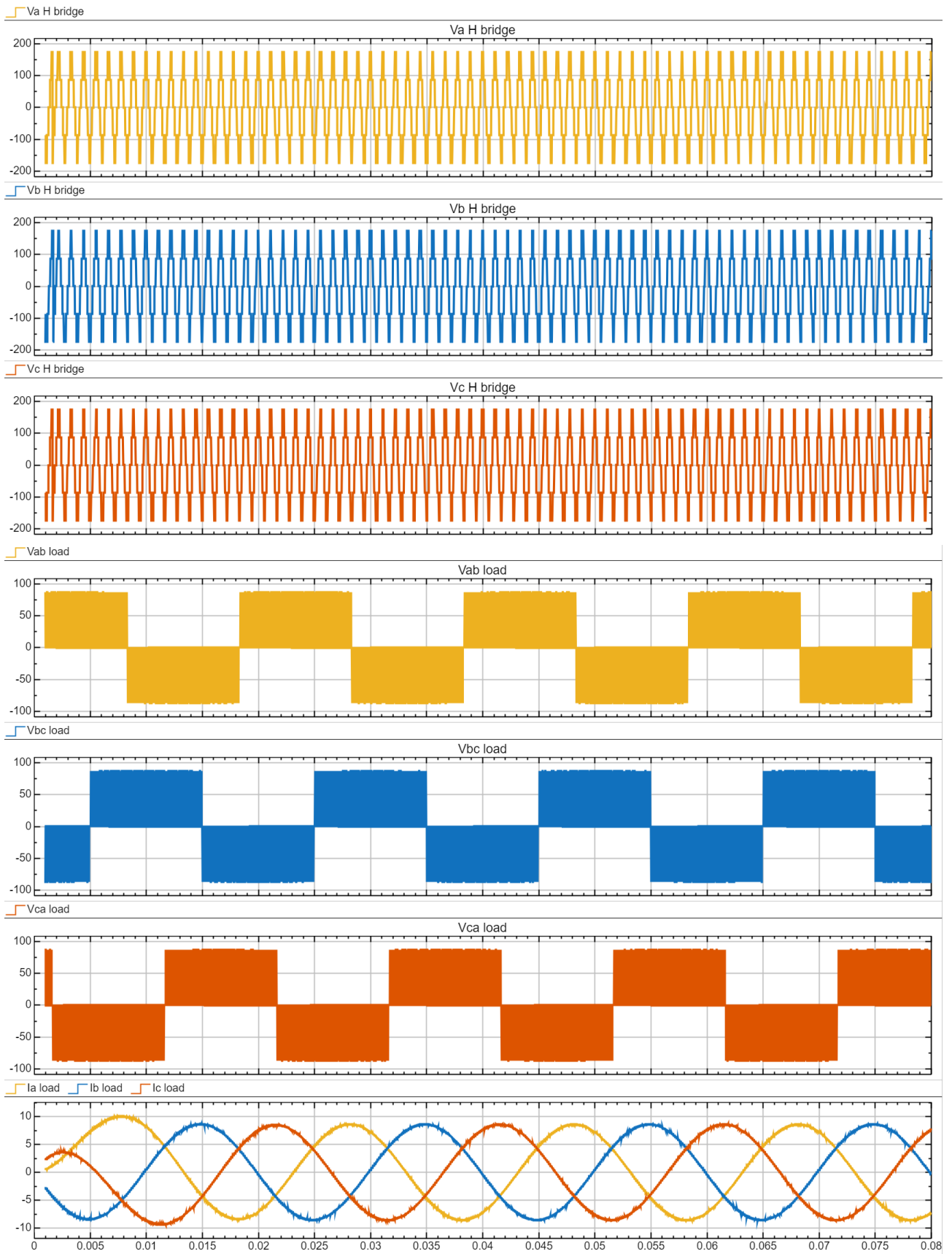


Figura 115 – Grafici delle tensioni di fase, tensioni fase-fase e delle correnti di fase per $m_a = 0.08$

6.6.4.2 Risultati modello con “sorgente non ideale”

Le simulazioni sono state effettuate in tempo discreto ($\Delta t = 5e^{-7}s$) su un modello in cui sono state implementate le scelte descritte al Capitolo 6.3.2.3 scegliendo un indice di modulazione pario a (150):

$$V_{ref} = \frac{100}{\sqrt{3}} V \quad (150)$$

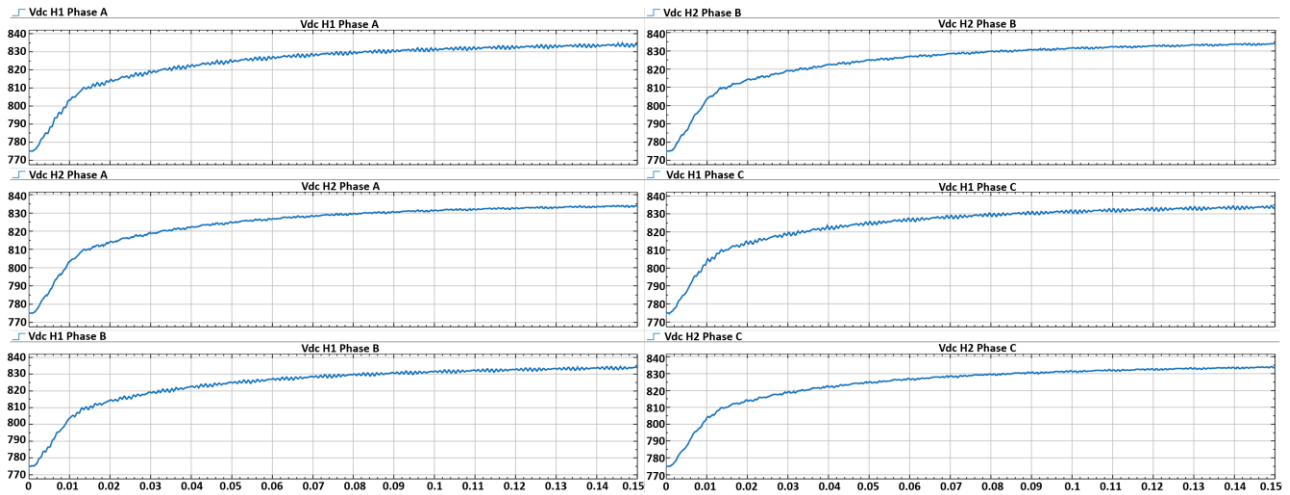


Figura 116 – Grafici delle tensioni ai DC-link nelle tre fasi

In Figura 116 sono graficate le tensioni sui DC-link nelle tre fasi, mentre in Figura 117 e Figura 118 viene mostrato il risultato ottenuto prima e dopo il filtro LC sull’uscita dell’inverter.

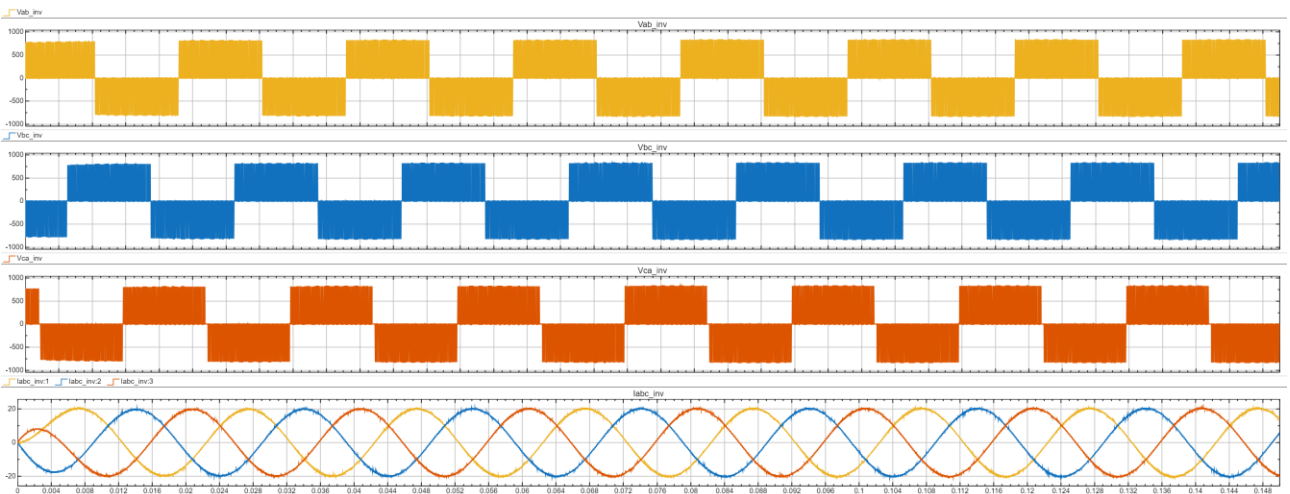


Figura 117 – Grafici delle tensioni fase-fase e delle correnti di fase in uscita all’inverter

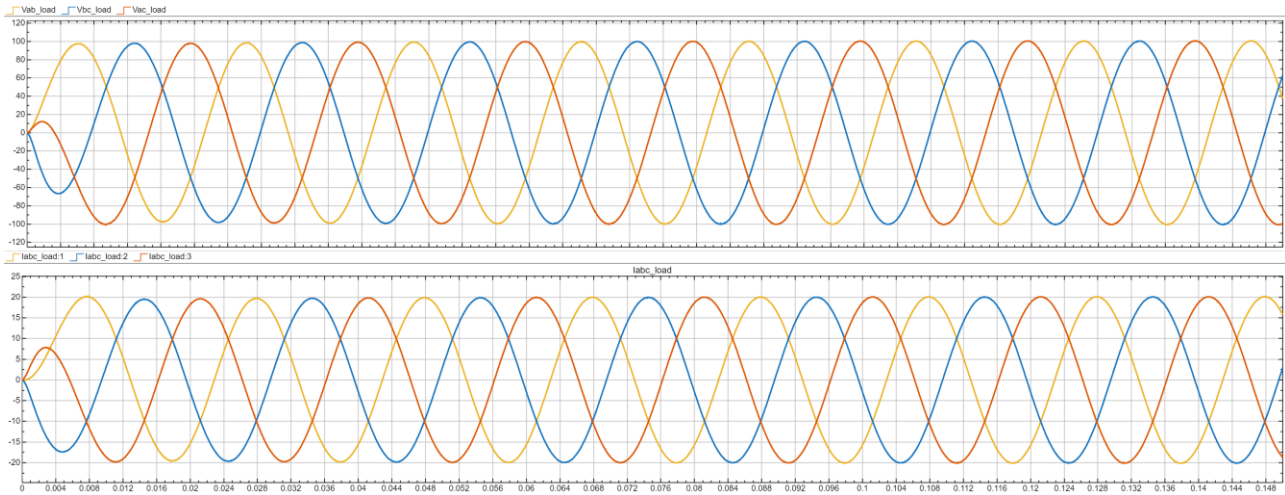


Figura 118 – Grafici delle tensioni fase-fase e delle correnti di fase in uscita al filtro LC

6.7 SVPWM per convertitore a 9-livelli (CHBMC)

6.7.1 Introduzione

La fase successiva ha previsto l'implementazione della tecnica descritta al Capitolo 5 per il modello finale del convertitore a 9-livelli.

Il lavoro è stato finalizzato completando l'implementazione del Macro-blocco del Capitolo 6.6.3 per la gestione delle matrici e dei vettori di sequenza relativa al convertitore con 4 ponti H per fase.

La fase conclusiva di validazione dell'algoritmo ha permesso il confronto dei risultati ottenuti con quanto fatto in precedenza.

6.7.2 Analisi e studio

Il valore m_a^{Lim} in corrispondenza dell'arco di circonferenza $A1'$ di Figura 119 risulta sempre lo stesso delle configurazioni a 2-livelli, 3-livelli e 5-livelli viste in precedenza (52).

Partendo dalla suddivisione in 4 Zone di Figura 48, passando da una configurazione a 5-livelli a quella a 9-livelli, l'area dell'intero Settore nel piano $\alpha - \beta$ della prima corrisponde esattamente alla Zona 1 della seconda nel medesimo piano.

Questo tenendo conto della nuova misura dei lati dei singoli triangoli equilateri imposta dalla (62)

Le rette β_5, β_9 e β_{17} (Figura 49), passanti per i punti 1,5 e 31 di Figura 119, individuano proprio la Zona 1 permettendo di estendere il metodo generalizzato anche al convertitore a 9-livelli.

A questo punto i vettori $V1'$ e $V2'$ nelle Regioni delle 4 Aree interne alle 4 Zone possono assumere i valori massimi come nei casi precedentemente analizzati.

Gli archi, facenti parte delle circonferenze concentriche rispetto all'origine (Figura 119), delimitano le diverse Zone, Aree e infine Regioni del piano.

Applicata la numerazione dei vertici già vista ma riproposta in Figura 119 per chiarezza, nel caso di Zona1 - Area1 - Regione1 si applicano le stesse limitazioni viste nel caso del convertitore a 3-livelli e successivamente a 5-livelli con la (141), con medesime considerazioni nei casi in cui per $\vartheta_{ref,map} = 0 \rightarrow V_{ref} = V'_1 = V_1$ in corrispondenza del punto 2 e pertanto $V'_{1MAX} = l_{\Delta}$ mentre per $\vartheta_{ref,map} = \frac{\pi}{3} \rightarrow V_{ref} = V'_2 = V_2$ in corrispondenza questa volta del punto 10 e pertanto ancora $V'_{2MAX} = l_{\Delta}$, andando a lavorare invece in Zona1 - Area1 - Regione3 per $0 < \vartheta_{ref,map} < \frac{\pi}{3}$.

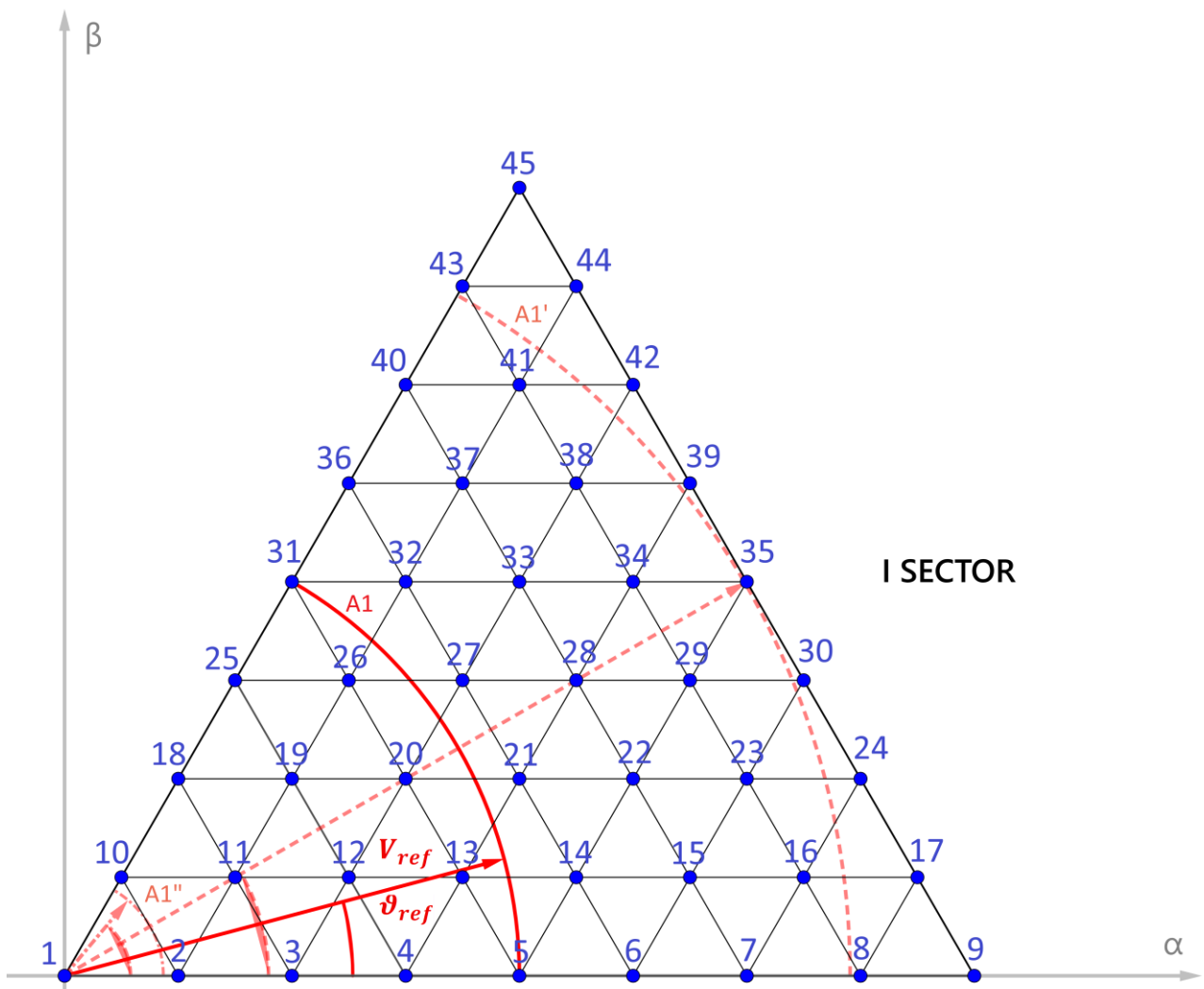


Figura 119 – Archi concentrici di limitazione dei vettori V'_1 e V'_2 per il convertitore a 9-livelli

Quando l'indice di modulazione aumenta si avrà lo sconfinamento nelle Zone superiori alla prima (151) utilizzando la medesima numerazione vista per le Aree nel convertitore a 5-livelli:

$$\begin{aligned}
m_a = 0.5 &\rightarrow [ZONA3 \\
0.5 < m_a < \frac{\sqrt{3}}{2} &\rightarrow [ZONA2 - ZONA3 - ZONA4 \\
m_a = \frac{\sqrt{3}}{2} &\rightarrow [ZONA2 - ZONA4
\end{aligned}
\tag{151}$$

In Figura 120 viene mostrato il risultato prodotto dell' algoritmo sui tempi di applicazione T_a, T_b e T_0 al variare della posizione del vettore di riferimento nei 6 Settori per un indice $m_a = 0.866$.

Passando da *Zona 2* a *Zona 4*, percorrendo l' arco di circonferenza $A1'$ che tocca il punto 35 di Figura 119, il sistema rileva il passaggio attraverso l' *Area 2*, *Area3* ed infine *Area 4*.

Si evidenzia l' inversione del tempo di permanenza nelle diverse *Aree* attraversate proprio come avveniva nel caso del convertitore a 5-livelli al passaggio tra diverse *Regioni* (Figura 109).

Si può notare come dentro le singole *Aree* anche la numerazione delle *Regioni* ripercorra quando già descritto in Figura 48.

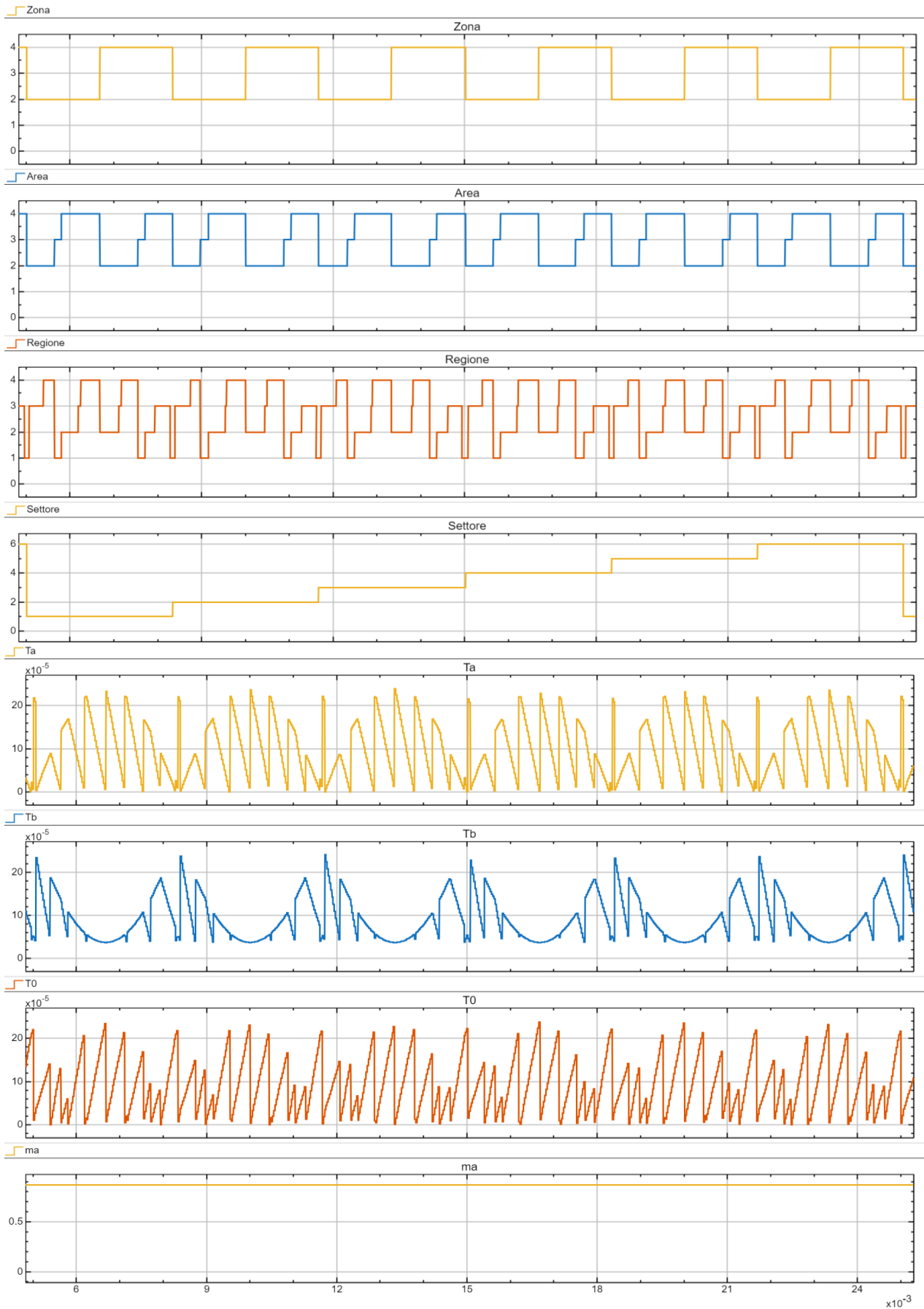


Figura 120 – Zona, Area, Regione, Settore di posizione del vettore V_{ref} e tempi di applicazione T_a , T_b , T_0 per $m_a = 0.866$

6.7.3 Implementazione e modellizzazione

Oltre alle modifiche per estendere l'applicabilità del codice al nuovo modello, è stata implementata anche la versione completa del sistema di rilevamento della posizione del vettore di riferimento come descritto al Capitolo 5.11.3 per il convertitore a 9-livelli.

Restano invece invariati l'algoritmo di mappatura di tutti settori superiori rispetto al primo (Capitolo 5.10) e l'inversione del senso ciclico di applicazione dei vettori in funzione del settore (Capitolo 5.9).

6.7.4 Risultati simulativi

6.7.4.1 Risultati modello con "sorgente ideale"

Vengono ancora utilizzati il carico collegato a stella con valori di $R = 1 \Omega$ e $L = 5mH$ e una sorgente che alimenta il DC-link con una tensione pari a $V_{dc} = \sqrt{3} * V_{ref}$ avendo scelto $V_{ref} = 100V$.

È stato ancora applicato un passo di integrazione pari a $\Delta t = 5e^{-7}$ e sono stati scelti i medesimi indici di modulazione usati in precedenza (152):

$$\begin{cases} 1) m_a = 0.08 \\ 2) m_a = 0.50 \\ 3) m_a = 0.866 \end{cases} \quad (152)$$

I risultati ottenuti dalle simulazioni sono mostrati in Figura 121, Figura 122 e Figura 123.

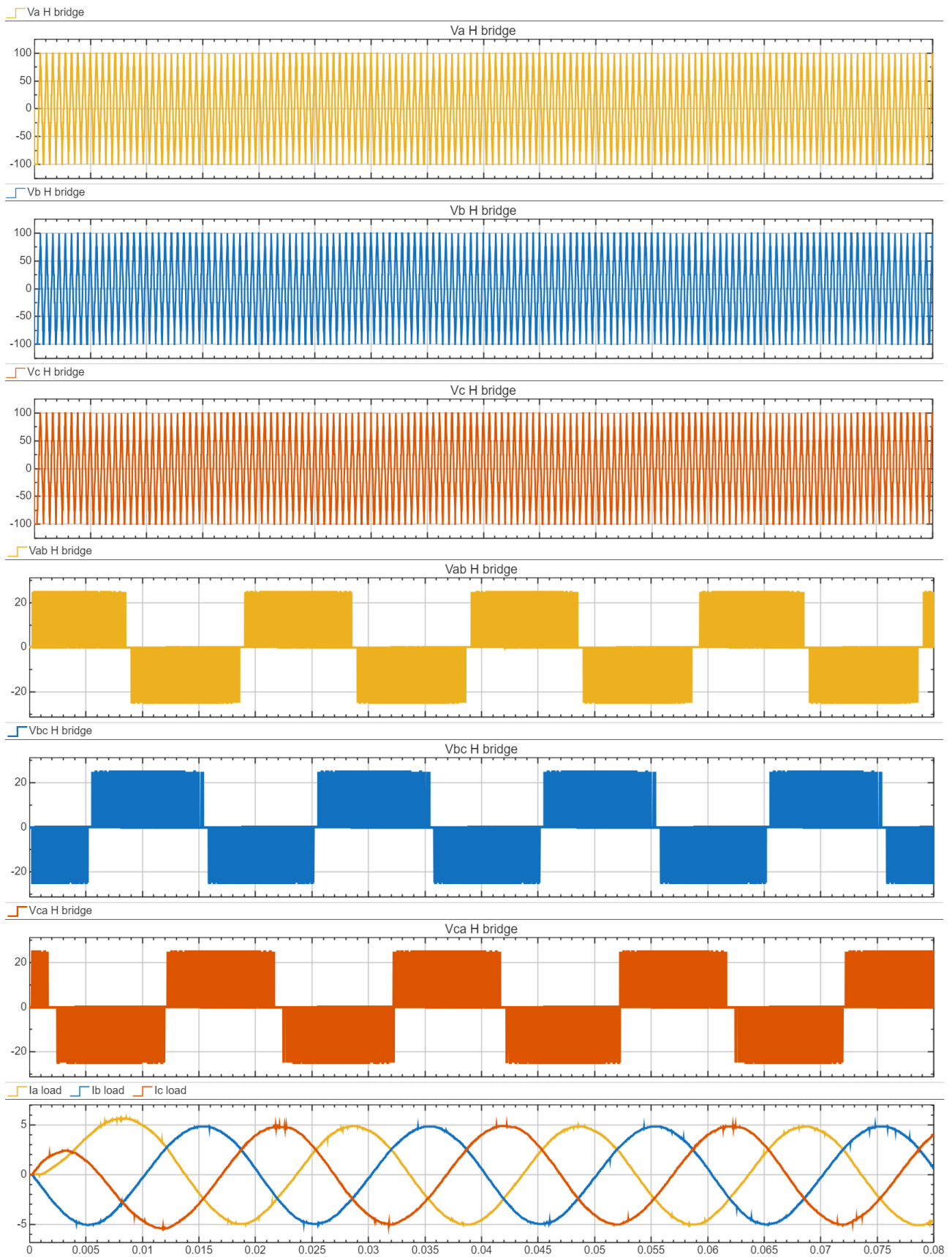


Figura 121 – Grafici delle tensioni di fase, tensioni fase-fase e delle correnti di fase per $m_a = 0.08$

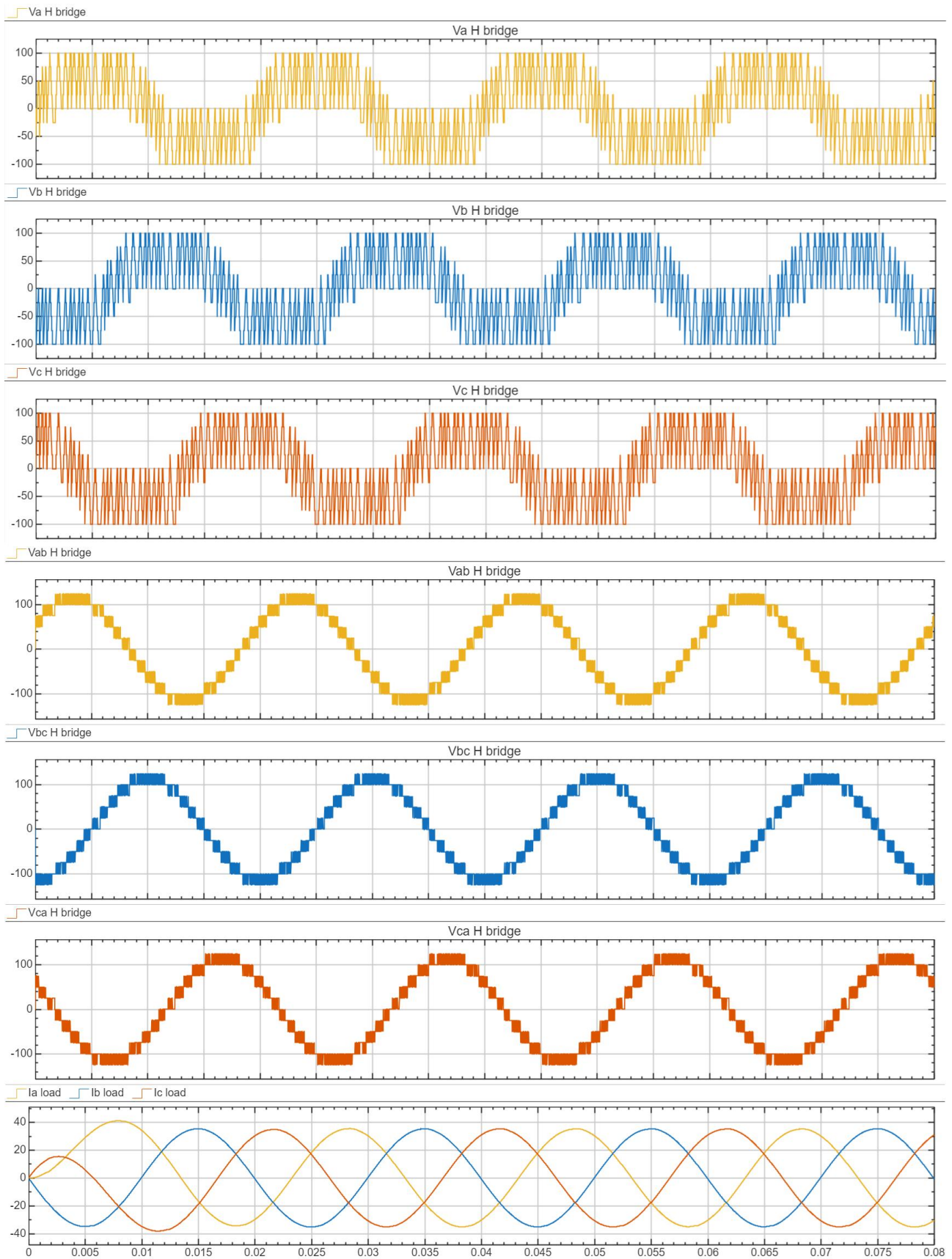


Figura 122 – Grafici delle tensioni di fase, tensioni fase-fase e delle correnti di fase per $m_a = 0.50$

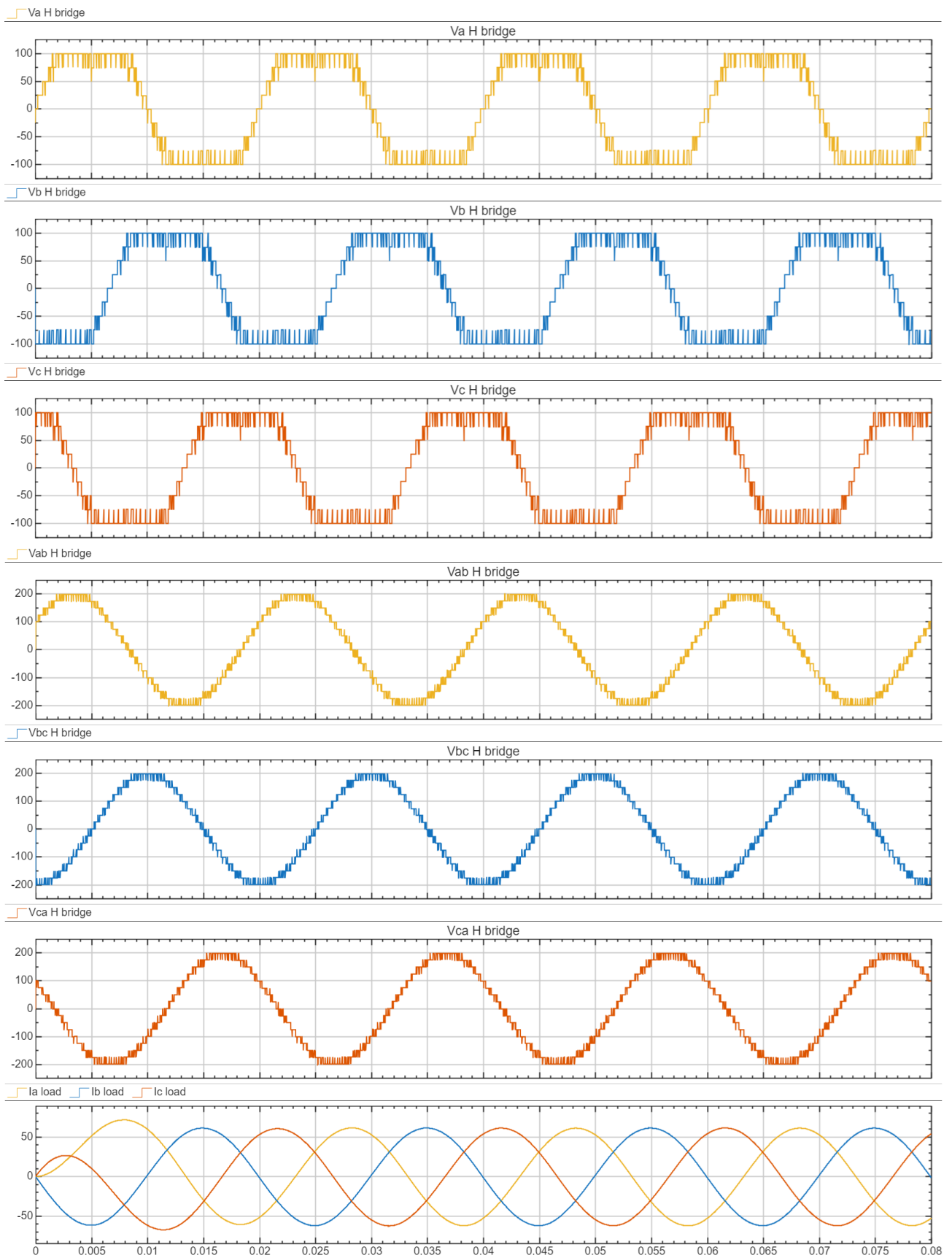


Figura 123 – Grafici delle tensioni di fase, tensioni fase-fase e delle correnti di fase per $m_a = 0.866$

6.7.4.2 Risultati modello con “sorgente non ideale”

Le simulazioni sono state effettuate, in tempo discreto, sul modello presentato al Capitolo 6.3.2.4 con un passo di integrazione pari a $\Delta t = 5e^{-7}$ e l'indice di modulazione è stato impostato come precedentemente (153):

$$V_{ref} = \frac{100}{\sqrt{3}} V \quad (153)$$

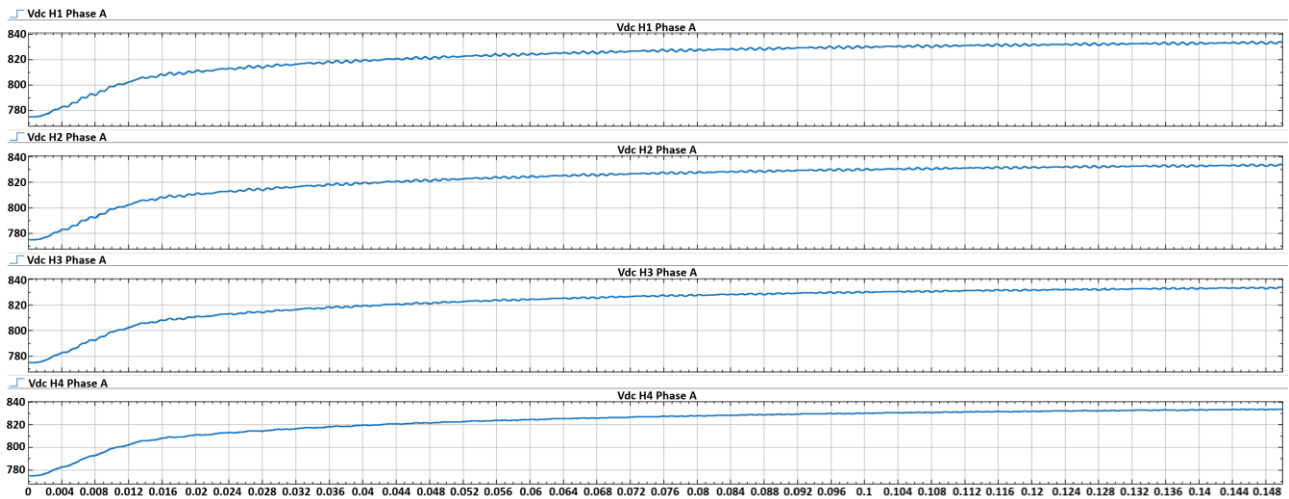


Figura 124 – Grafici delle tensioni sui DC-link nella fase A

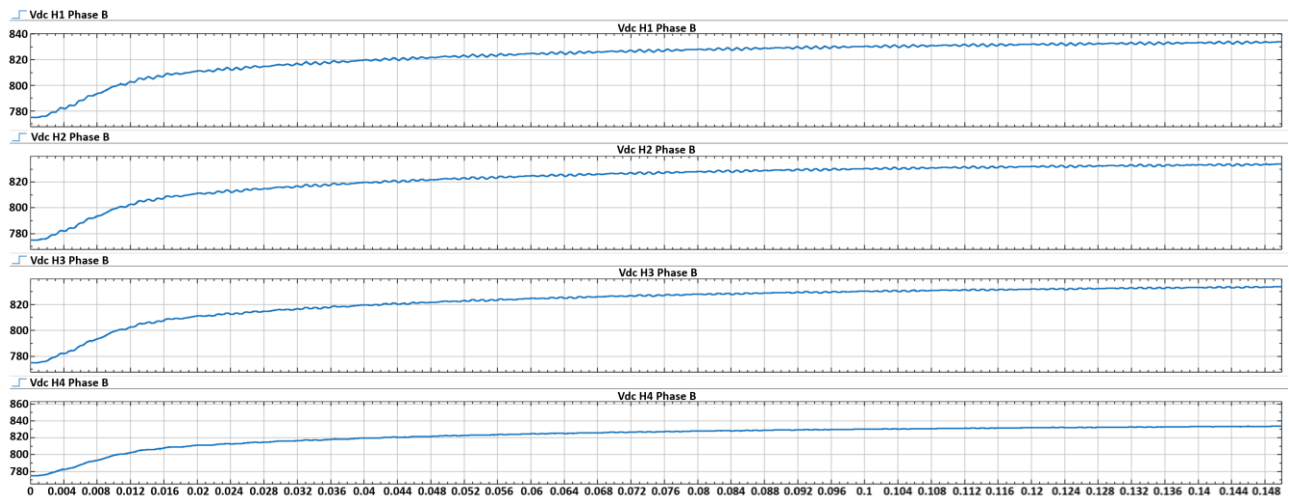


Figura 125 – Grafici delle tensioni sui DC-link nella fase B

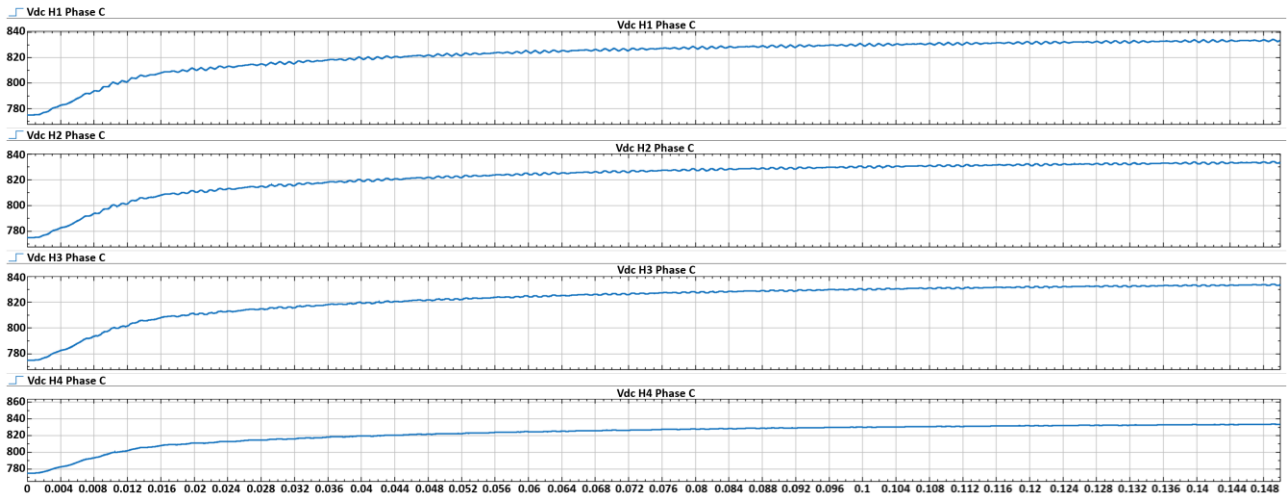


Figura 126 – Grafici delle tensioni sui DC-link nella fase C

In Figura 124, Figura 125 e Figura 126 sono graficate le tensioni sui DC-link nelle singole fasi, mentre in Figura 127 è rappresentato l'andamento dei tempi di applicazione unitamente all'indice di modulazione m_a al variare della posizione rilevata del vettore riferimento V_{ref} .

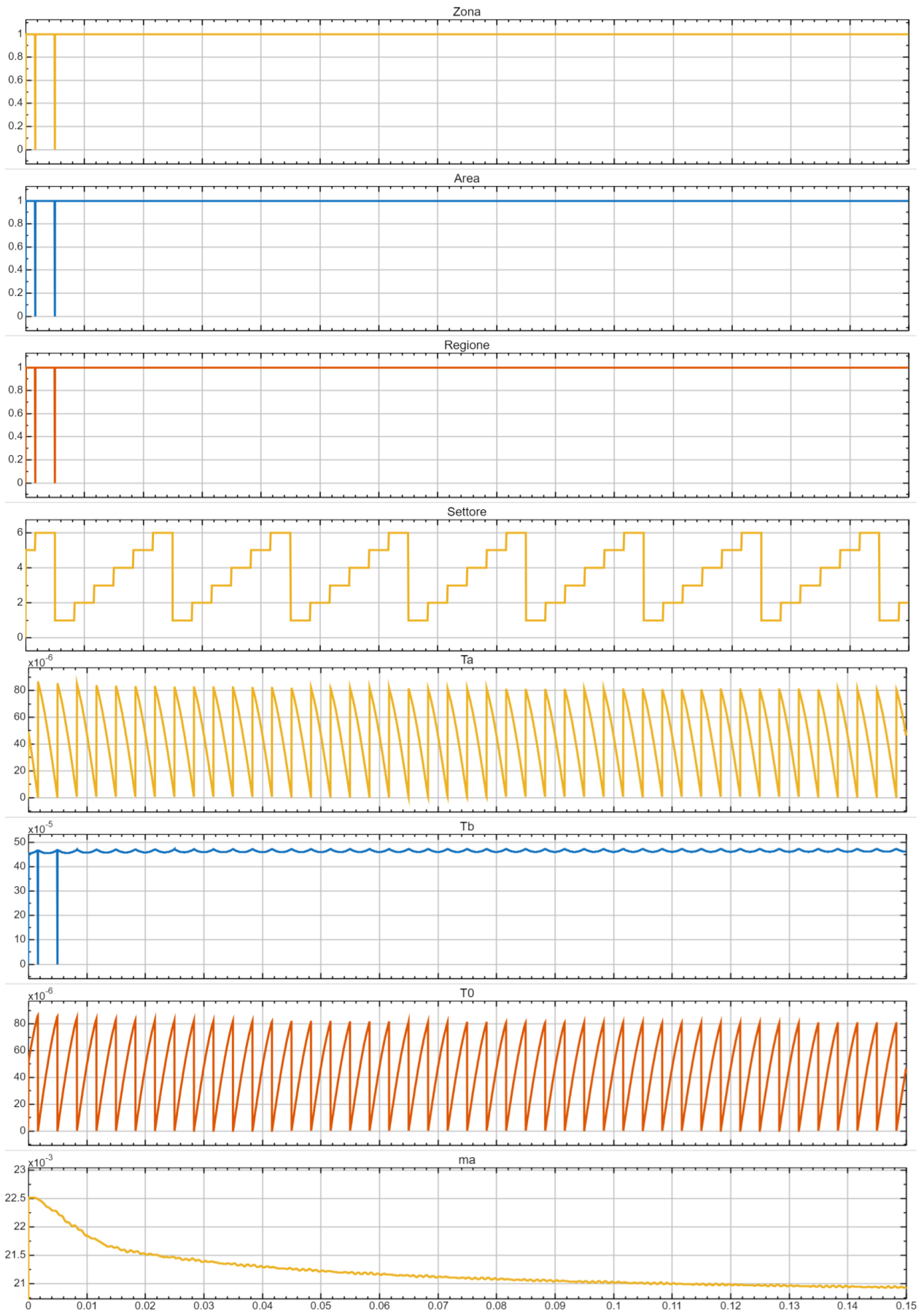


Figura 127 – Zona, Area, Regione, Settore di posizione del vettore V_{ref} , tempi di applicazione T_a , T_b , T_0 e indice m_a

In Figura 128 e Figura 129 viene mostrato il risultato ottenuto prima e dopo il filtro LC sull'uscita dell'inverter.

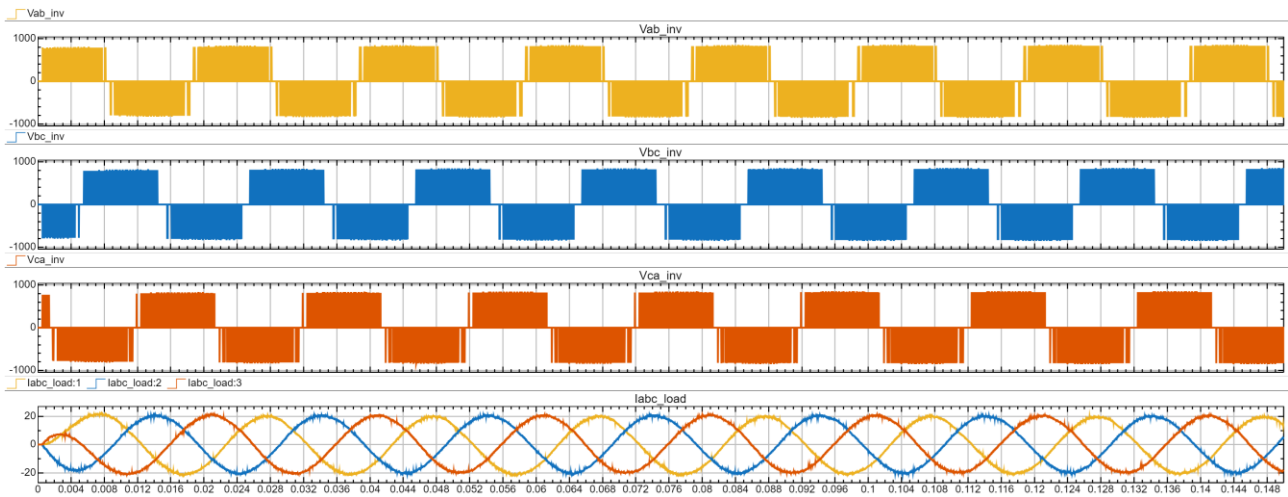


Figura 128 – Grafici delle tensioni fase-fase e delle correnti di fase in uscita all'inverter

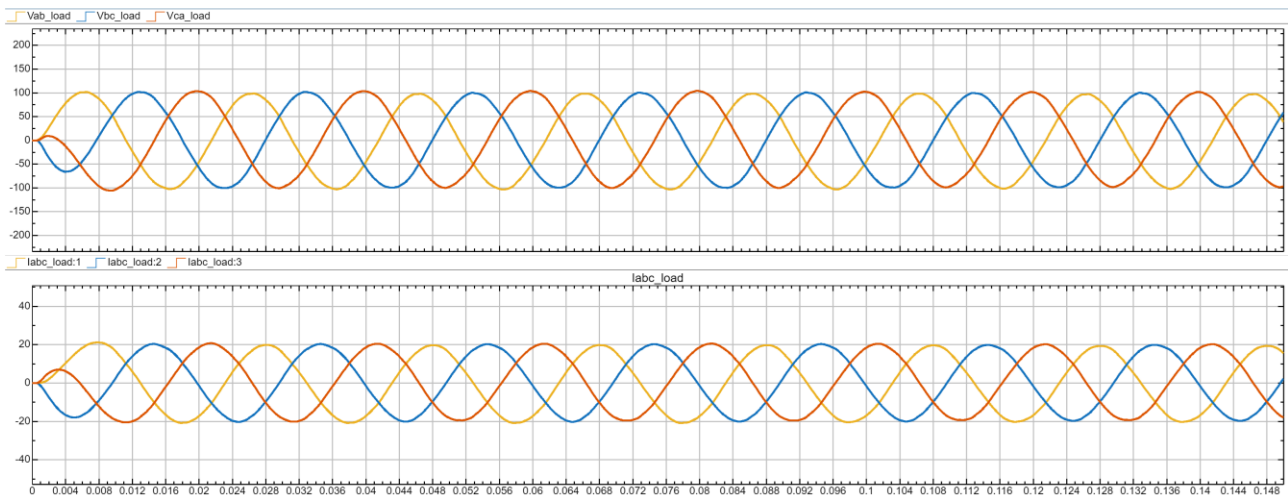


Figura 129 – Grafici delle tensioni fase-fase e delle correnti di fase in uscita al filtro LC

I tempi di esecuzione dell'algoritmo, importato sulla piattaforma hardware $dSPACE$ MicroLabBox SY1202TP-01-008, risultano nell'ordine dei $25 \mu s$.

7 Tecniche di modulazione alternative

A fronte di quanto introdotto al Capitolo 4 per le tecniche di modulazione tradizionali che utilizzano il metodo del confronto tra un segnale modulante e uno portante si è deciso di valutare anche i risultati ottenibili con queste ultime al fine di permettere una migliore analisi e validazione del modulatore progettato grazie proprio al confronto con sistemi PWM più consolidati e di più facile implementazione.

7.1 Level Shifted Pulse Width Modulation (LSPWM)

Al Capitolo 4.2 sono già state introdotte le diverse tecniche possibili classificate come LSPWM, distinte in base al metodo di traslazione applicato al segnale portante [30][31][32].

Nel caso dell'utilizzo della tecnica LSPWM simmetrica applicata ai CHBMC, per generare una tensione multilivello, i moduli vengono commutati in modo asimmetrico con un carico non equilibrato tra gli stessi.

Nel caso in questione del convertitore a 9-leveli, per il trasferimento di energia verso il carico si avrà lo sfruttamento al 100% di uno solo dei ponti H durante un intero periodo del segnale modulante [33], mentre gli altri moduli si faranno carico di un trasferimento ridotto nell'ordine del 25%, 50% e del 75% (Figura 130). Tale tecnica riesce pertanto a minimizzare le perdite dovute alla commutazione dei dispositivi statici.

Al contempo però questa commutazione non uniforme dei singoli ponti H, connessi tra di loro in serie sulle fasi, si traduce in un assorbimento di potenza non uniforme sui diversi DC-link, essendo questo un sistema a sorgenti separate.

Tale ripartizione non uniforme sui diversi circuiti in continua può trasformarsi nella necessità di bilanciare le tensioni al fine di ottenere profili di assorbimento di potenza equilibrati.

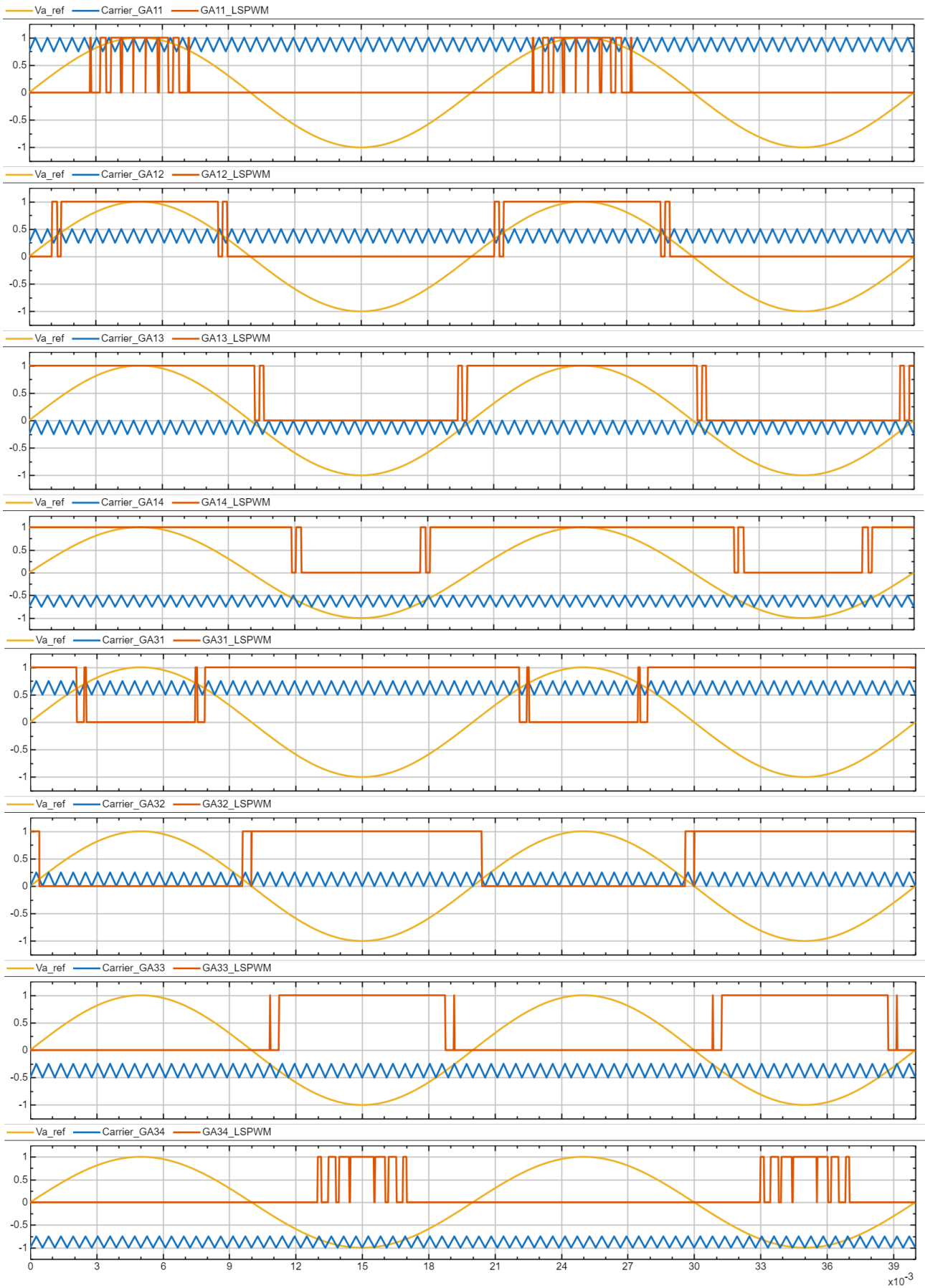


Figura 130 – Generazione dei segnali agli interruptori statici della fase A nella PD-LSPWM per il convertitore a 9-livelli

7.1.1 Implementazione e modellizzazione

Per un confronto sui risultati ottenibili con tecniche alternative alla modulazione vettoriale, è stato scelto l'utilizzo di una LSPWM a disposizione di fase.

Il numero delle portanti utilizzate è quello già definito dalla (16) e nel caso del convertitore a 9-livelli pari a 8.

Il periodo dei segnali portanti è stato scelto pari a (154)

$$T_{PWM} = 5.5\bar{5} e^{-4} s \quad \rightarrow \quad F_{sw} = 1800 \text{ Hz} \quad (154)$$

7.1.2 Risultati simulativi

La scelta fatta per gli indici di modulazione e per il passo di integrazione ($\Delta t = 5e^{-7} s$) è stata la medesima delle simulazioni precedenti (155) avendo imposto una tensione nominale $V_{ref}^{NOM} = 100 V$:

$$\begin{cases} 1) m_a = 0.08 \\ 2) m_a = 0.50 \\ 3) m_a = 0.866 \end{cases} \quad (155)$$

I risultati ottenuti dalle simulazioni sul modello del convertitore a 9-livelli con questa tecnica di modulazione sono mostrati in Figura 131, Figura 132 e Figura 133.

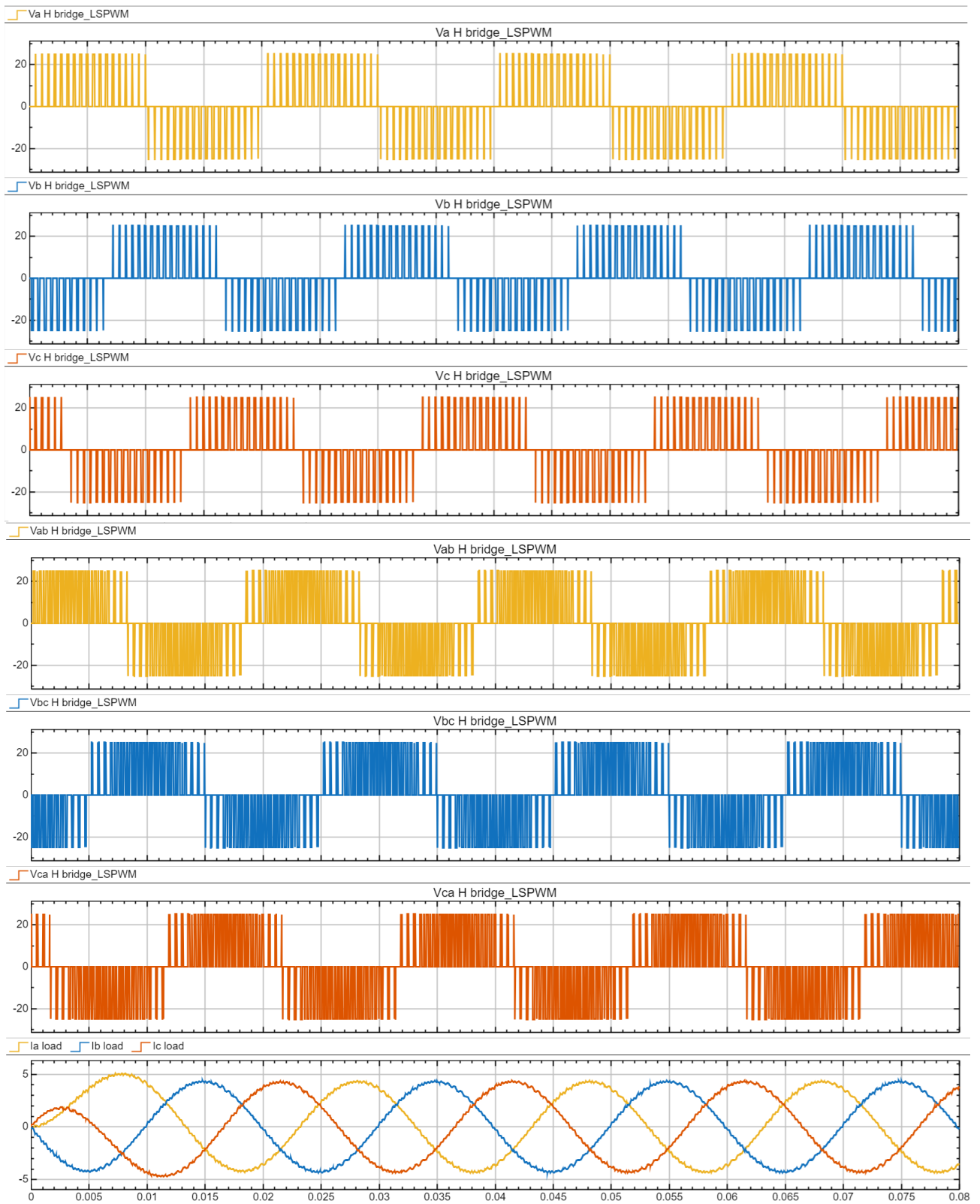


Figura 131 – Grafici delle tensioni di fase, tensioni fase-fase e delle correnti di fase per $m_a = 0.08$

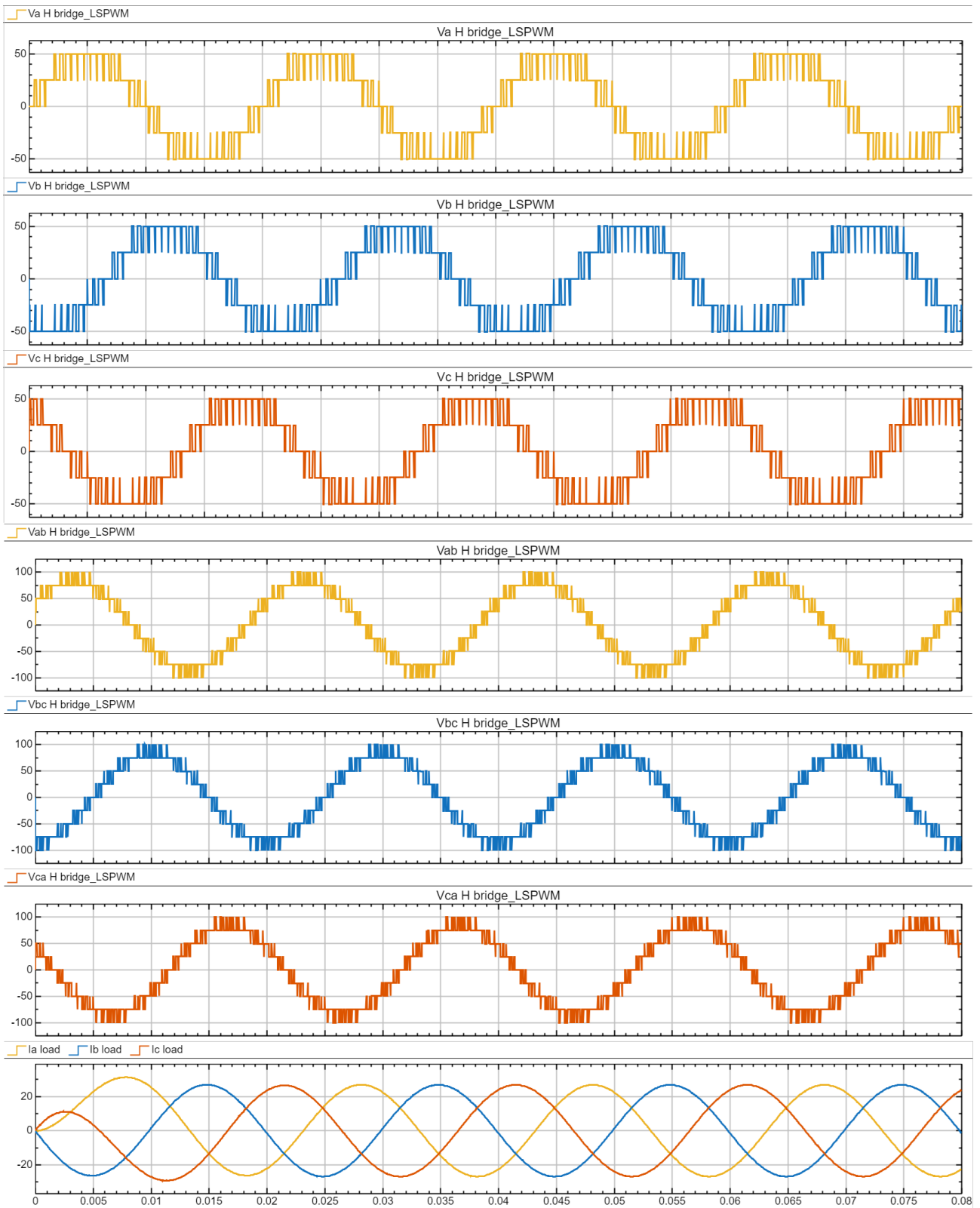


Figura 132 – Grafici delle tensioni di fase, tensioni fase-fase e delle correnti di fase per $m_a = 0.50$

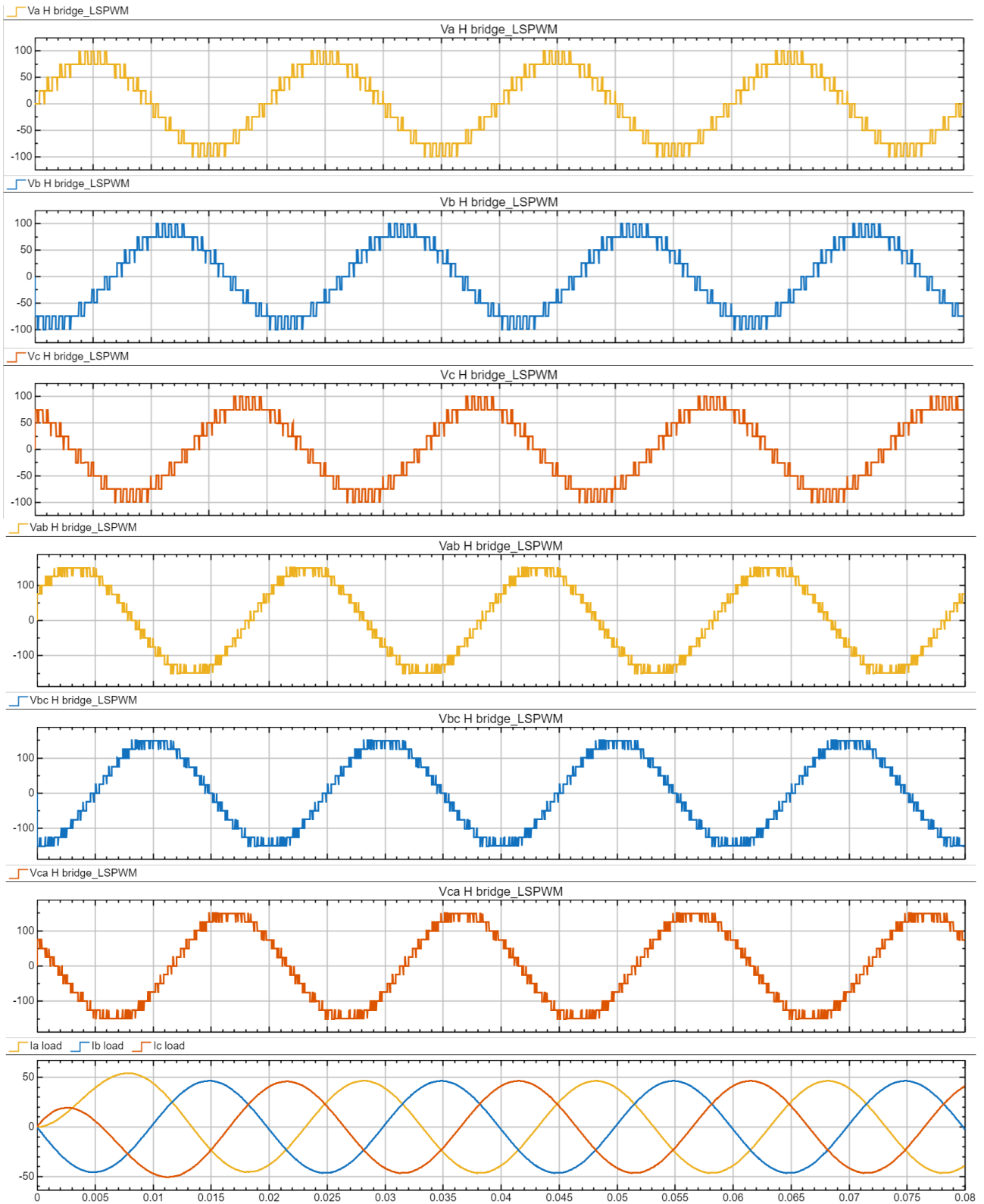


Figura 133 – Grafici delle tensioni di fase, tensioni fase-fase e delle correnti di fase per $m_a = 0.866$

In Figura 134 e Figura 135 vengono mostrate le distribuzioni degli spettri armonici delle tensioni di fase e fase-fase in termini di ampiezza rispetto alla fondamentale.

Dalla Figura 134 si può evidenziare come la distorsione armonica prodotta sulla tensione di fase si concentri attorno alla frequenza della portante utilizzata per la comparazione con il segnale modulante.

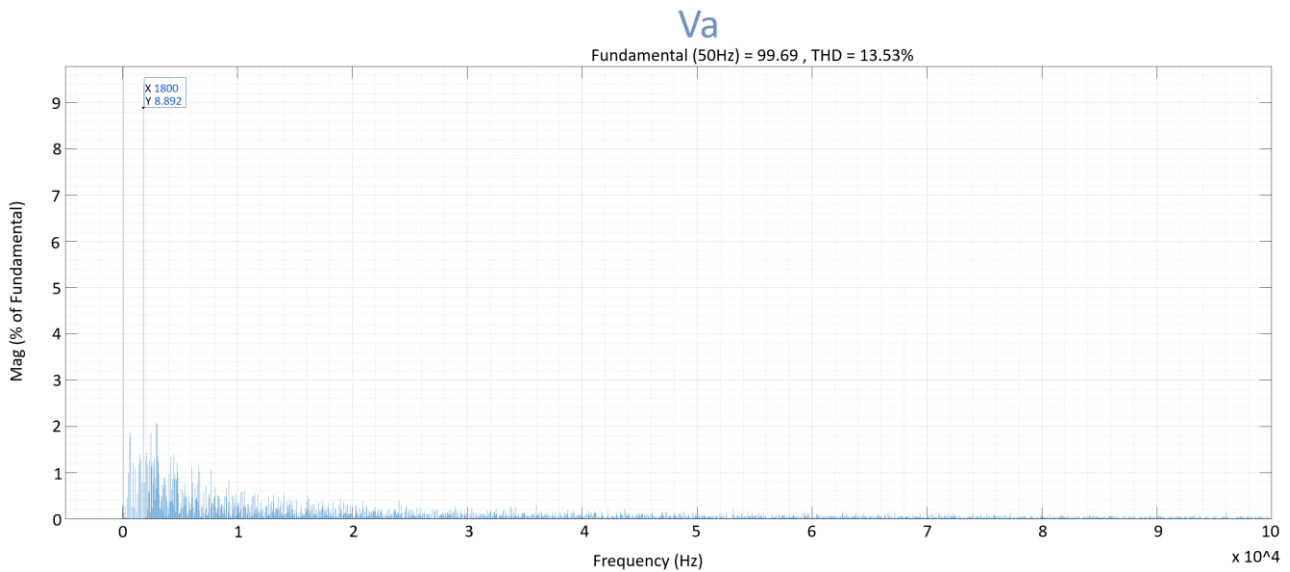


Figura 134 – Spettro armonico in frequenza della tensione di uscita della fase A

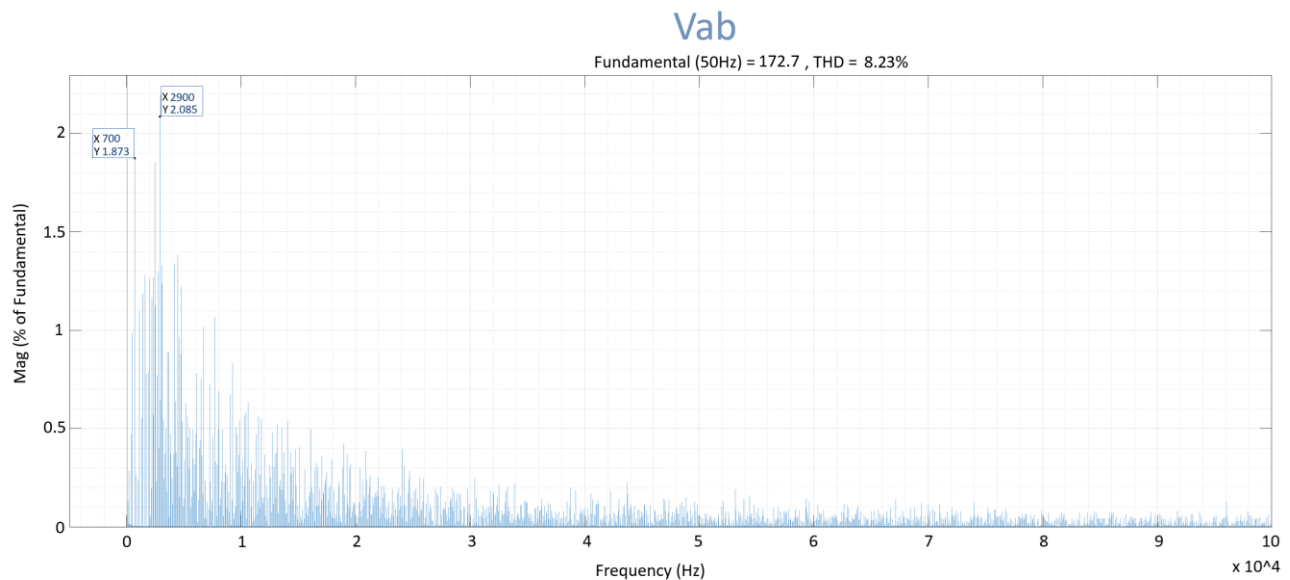


Figura 135 – Spettro armonico in frequenza della tensione di uscita tra le fasi A e B

7.2 Phase Shifted Pulse Width Modulation (PSPWM)

Nel caso di sistemi CHBMC controllati da PSPWM, è previsto lo sfasamento tra le diverse portanti. La tecnica PSPWM permette di ottenere che tutte le singole celle base vengano parimenti commutate per l'intera durata di un periodo del segnale modulante (Figura 136) traducendosi in una distribuzione uniforme della potenza tra tutti i moduli.

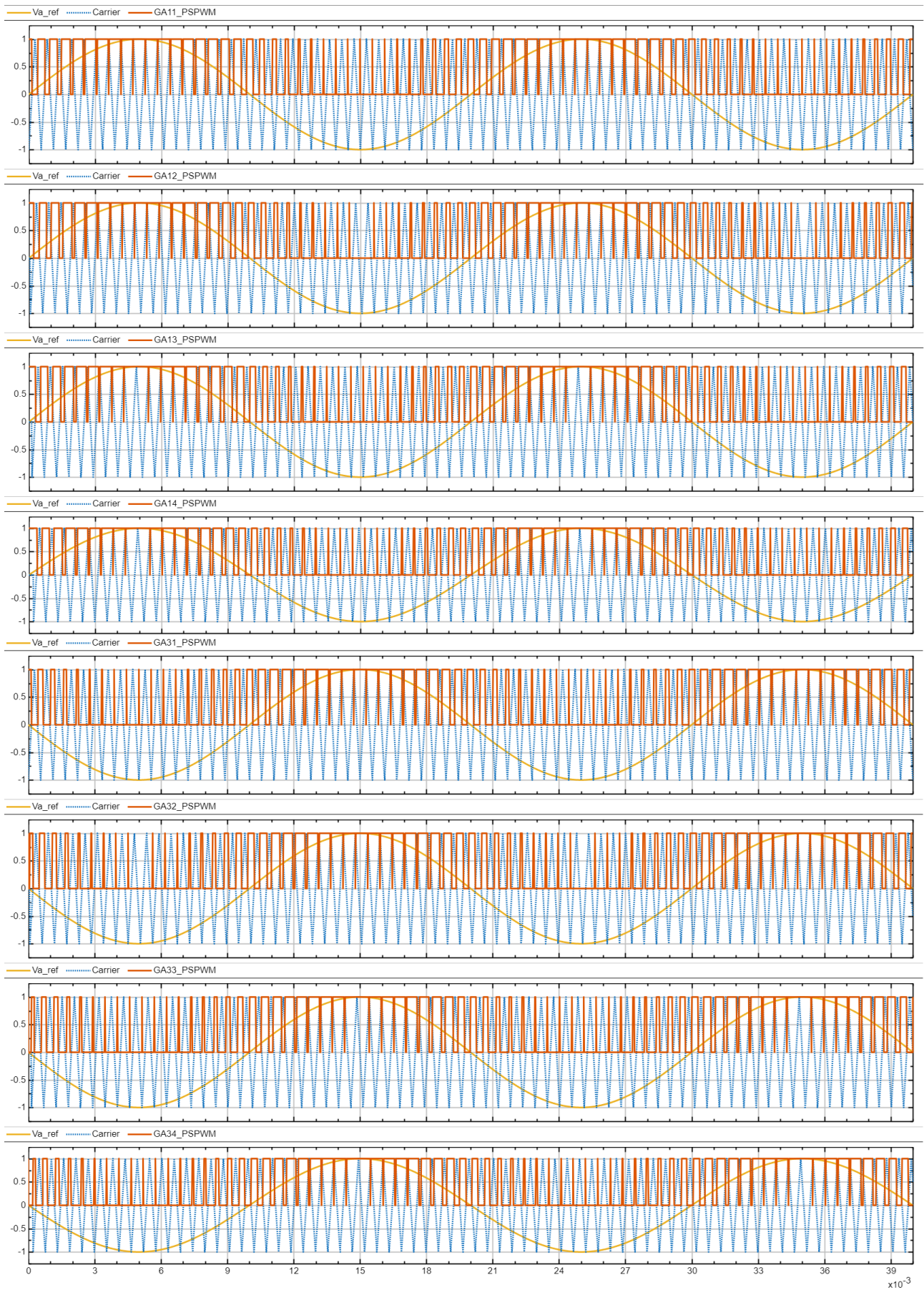


Figura 136 – Generazione dei segnali agli interruptori statici della fase A nella PSPWM per il convertitore a 9-livelli

Rispetto al caso della LSPWM si può ottenere però un profilo armonico multilivello migliore insieme ad un aumento della qualità della tensione di uscita.

Nella tecnica PSPWM le portanti sfasate causano la comparsa di disturbi armonici a frequenze multiple [34][35] [36] di quella di commutazione (156):

$$F_{SH} = k * n_H * F_{sw} \quad \text{per } k \in Z^+ \quad (156)$$

dove F_{SH} è proprio la frequenza dei contributi armonici sulle tensioni mentre F_{sw} è la frequenza di commutazione e n_H il numero delle Basic Cell (ponti H collegati in serie sulla singola fase).

7.2.1 Implementazione e modellizzazione

Per l'implementazione di questa tecnica, utilizzando sui due rami dei singoli ponti H modulanti sfasate tra loro di $\pi \text{ rad}$ (180°), il numero delle portanti utilizzabili è pari alla metà di quelle della LSPWM.

Il periodo dei segnali portanti è stato scelto, come per la LSPWM, pari a (157)

$$\Delta T = 5.55 \bar{e}^{-4} s \quad \rightarrow \quad F_{sw} = 1800 \text{ Hz} \quad (157)$$

7.2.2 Risultati simulativi

Per la PSPWM sono state mantenute le scelte sugli indici di modulazione e del passo di integrazione ($\Delta t = 5e^{-7} s$) (158) avendo sempre imposto una tensione nominale $V_{ref}^{NOM} = 100 V$:

$$\begin{cases} 1) m_a = 0.08 \\ 2) m_a = 0.50 \\ 3) m_a = 0.866 \end{cases} \quad (158)$$

I risultati così ottenuti sul modello del convertitore a 9-livelli con questa tecnica di modulazione sono mostrati in Figura 137, Figura 138 e Figura 139.

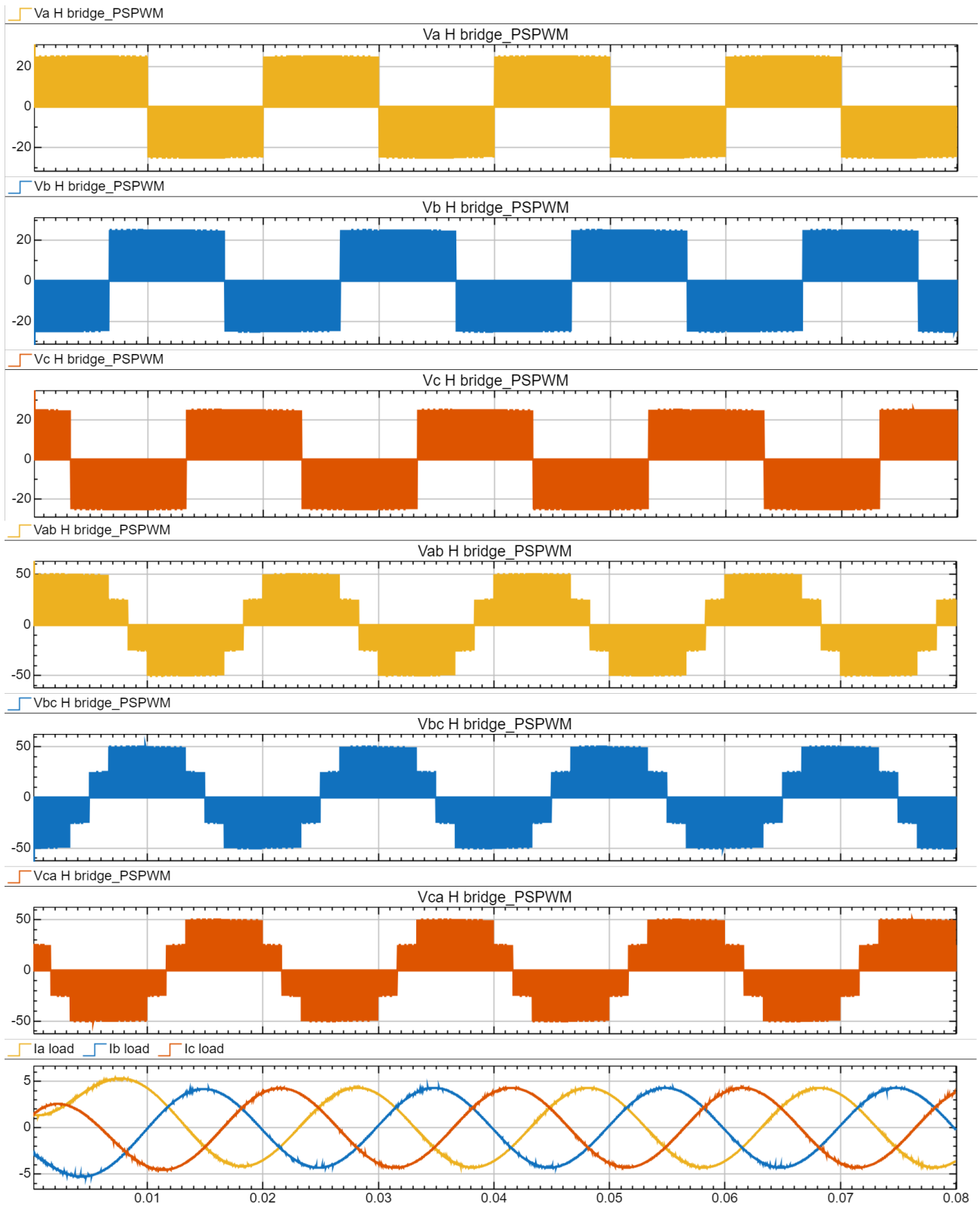


Figura 137 – Grafici delle tensioni di fase, tensioni fase-fase e delle correnti di fase per $m_a = 0.08$

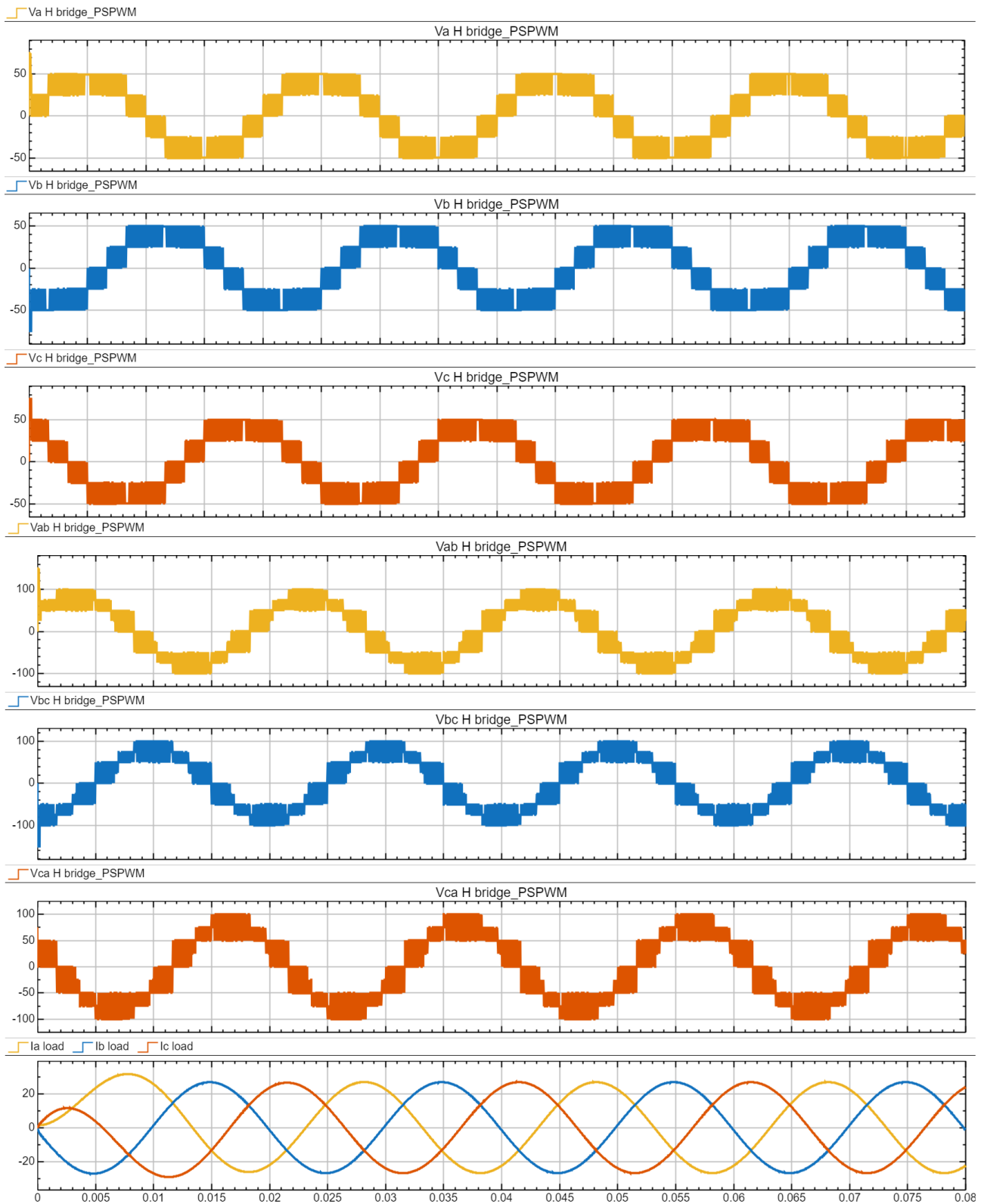


Figura 138 – Grafici delle tensioni di fase, tensioni fase-fase e delle correnti di fase per $m_a = 0.50$

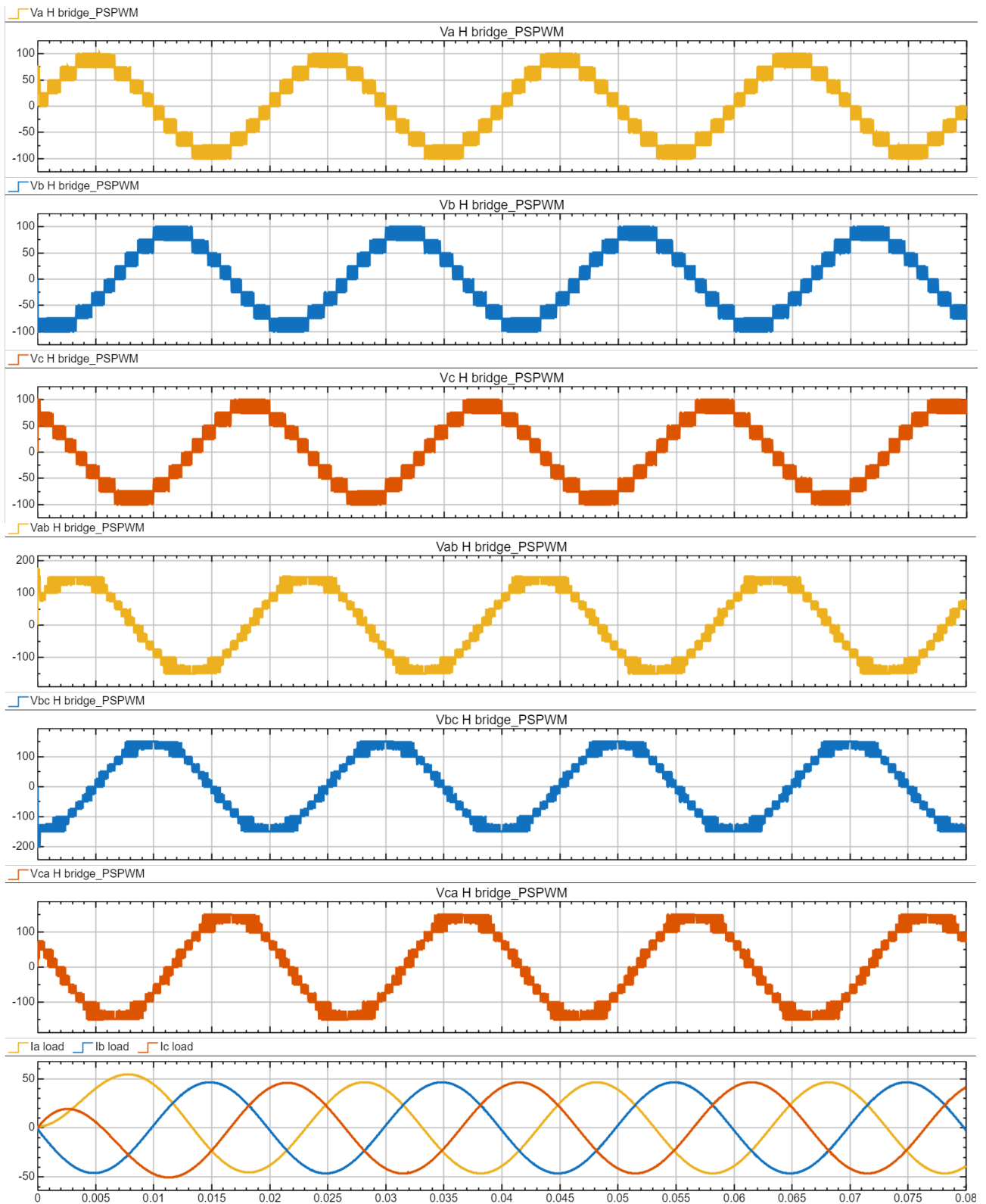


Figura 139 – Grafici delle tensioni di fase, tensioni fase-fase e delle correnti di fase per $m_a = 0.866$

In Figura 140 e Figura 141 sono graficate le distribuzioni degli spettri armonici delle tensioni di fase e fase-fase in termini di ampiezza rispetto alla fondamentale da cui si può evidenziare come la distorsione armonica prodotta dalla tecnica si concentri attorno a frequenze multiple di quella di commutazione secondo la relazione (156).

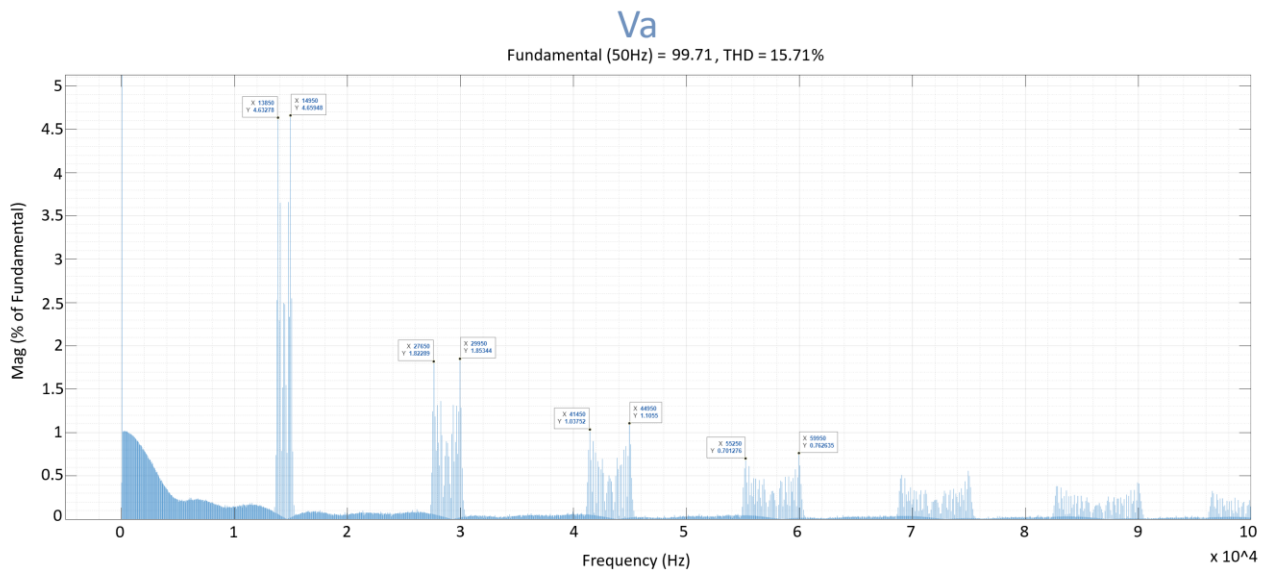


Figura 140 – Spettro armonico in frequenza della tensione di uscita della fase A

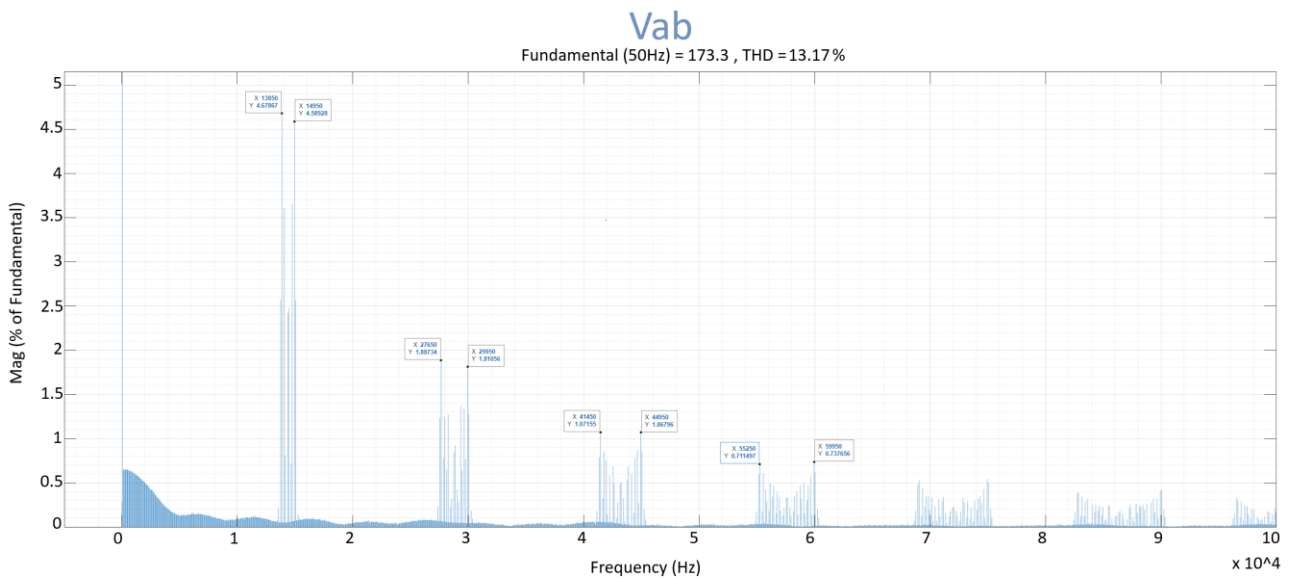


Figura 141 – Spettro armonico in frequenza della tensione di uscita tra le fasi A e B

8 Modulazione in modalità “ridotta”

8.1 Introduzione

Dopo quanto introdotto sull’operatività dell’algoritmo applicato a un convertitore CHBMC in caso di guasto, occorre tener presente che anche con le tecniche di modulazione alternative viste nel capitolo precedente, è possibile operare in caso di malfunzionamenti a una o più Basic Cell.

La contestualizzazione della tecnica e del metodo applicato ad essa sono fondamentali per valutare la stessa nell’ambito desiderato.

La modulazione vettoriale, benché più complessa dal punto di vista implementativo rispetto alle altre tecniche, può offrire spunti per l’utilizzo di configurazioni CHBMC in casi in cui con altre modulazioni sia impossibile operare.

In contesti nei quali è necessaria e fondamentale la conservazione dell’operatività del sistema si potrebbero trovare notevoli vantaggi dall’utilizzo della SVPWM associata a questa tipologia di convertitori studiati.

Vista la sua modularità e flessibilità, la modulazione vettoriale attraverso una gestione dei comandi degli interruttori statici che implica la controllabilità totale dei Duty Cycle, può portare ulteriori vantaggi dal punto di vista del controllo non soltanto nei casi di guasti operativi.

8.2 Approccio utilizzato

Essendo diverse le possibilità di applicazione e implementazione di metodi per la gestione delle avarie con questa tecnica e questa tipologia di convertitori, è stato utilizzato questo approccio che consente l’operatività in modalità “ridotta” al fine di cercare di ottimizzarne il funzionamento anche per le configurazioni “minori”. La realizzazione del modello in codice C semplifica notevolmente l’approccio utilizzato.

8.3 Implementazione e modellizzazione

L’implementazione in codice C introdotta al Capitolo 6.6.3 per il modello a 5-livelli e poi applicata successivamente al modello a 9-livelli, è stata replicata anche per il convertitore a 7-livelli e per quello a 3-livelli.

Questo al fine di permettere la creazione di un modello da utilizzare per le prove in oggetto partendo proprio da una configurazione iniziale a 9-livelli.

Ottimizzando 4 Macro Blocchi (Figura 110), per le altrettante configurazioni disponibili a partire da quella completa a 4 ponti H per fase, vengono generati i segnali di Duty Cycle che prima di essere inviati ai blocchi PWM di Figura 111, sono “filtrati” da 6 blocchi (Figura 142) che in funzione del segnale di guasto ricevuto, selezionano gli ingressi da trasmettere in uscita.

Il codice C viene eseguito parallelamente per tutte le configurazioni generando i diversi segnali di Duty Cycle al fine di limitare gli effetti delle transizioni.

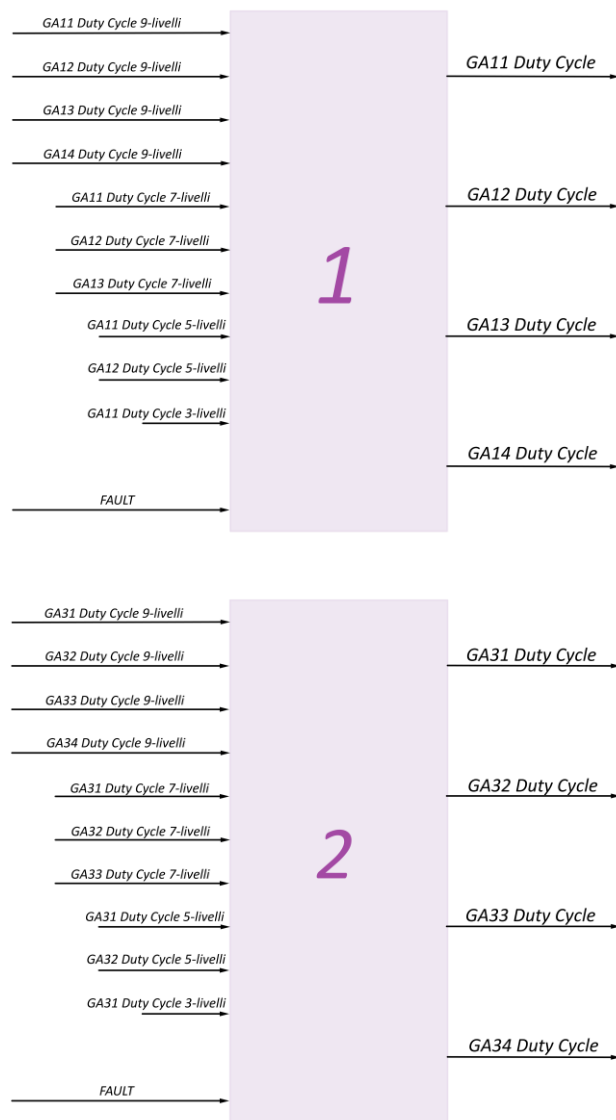


Figura 142 – Blocchi di selezione dei Duty Cycle per gli interruttori della fase A

8.4 Risultati simulativi

Utilizzando il modello con “sorgente di tensione ideale”, già visto in precedenza, è stato scelto un indice di modulazione che permettesse di operare nella regione più interna e un passo di integrazione identico alle simulazioni dei casi precedentemente analizzati ($\Delta t = 5e^{-7}s$) (159):

$$m_a = 0.08 \quad (159)$$

Il periodo di commutazione, durante il quale ciascun interruttore statico viene acceso e spento una volta, è stato impostato in funzione della frequenza di commutazione desiderata (160):

$$\Delta T = 5.5\bar{5} e^{-4}s \quad \rightarrow \quad F_{sw} = 1800 \text{ Hz} \quad (160)$$

Il sistema di modulazione è stato provato in tutte le configurazioni “ridotte”.

Le prove sono state simulate, come in tutti i casi precedenti, in anello aperto imponendo un riferimento di tensione costante, con l'algoritmo di modulazione che al cambio di configurazione commuta il funzionamento sfruttando i livelli di tensione disponibili facendo lavorare il convertitore con quella specifica configurazione “ridotta”.

I risultati, graficati in *p. u.* in Figura 143, mostrano, nel caso della regione più interna, l'assenza di variazioni nell'ampiezza delle correnti nelle tre fasi di carico dovute alla mancanza di variazione delle ampiezze delle tensioni concatenate, nonostante la riduzione dei livelli disponibili sulle tensioni di fase nel passaggio dalla configurazione iniziale a 9-livelli a quella finale a 3-livelli.

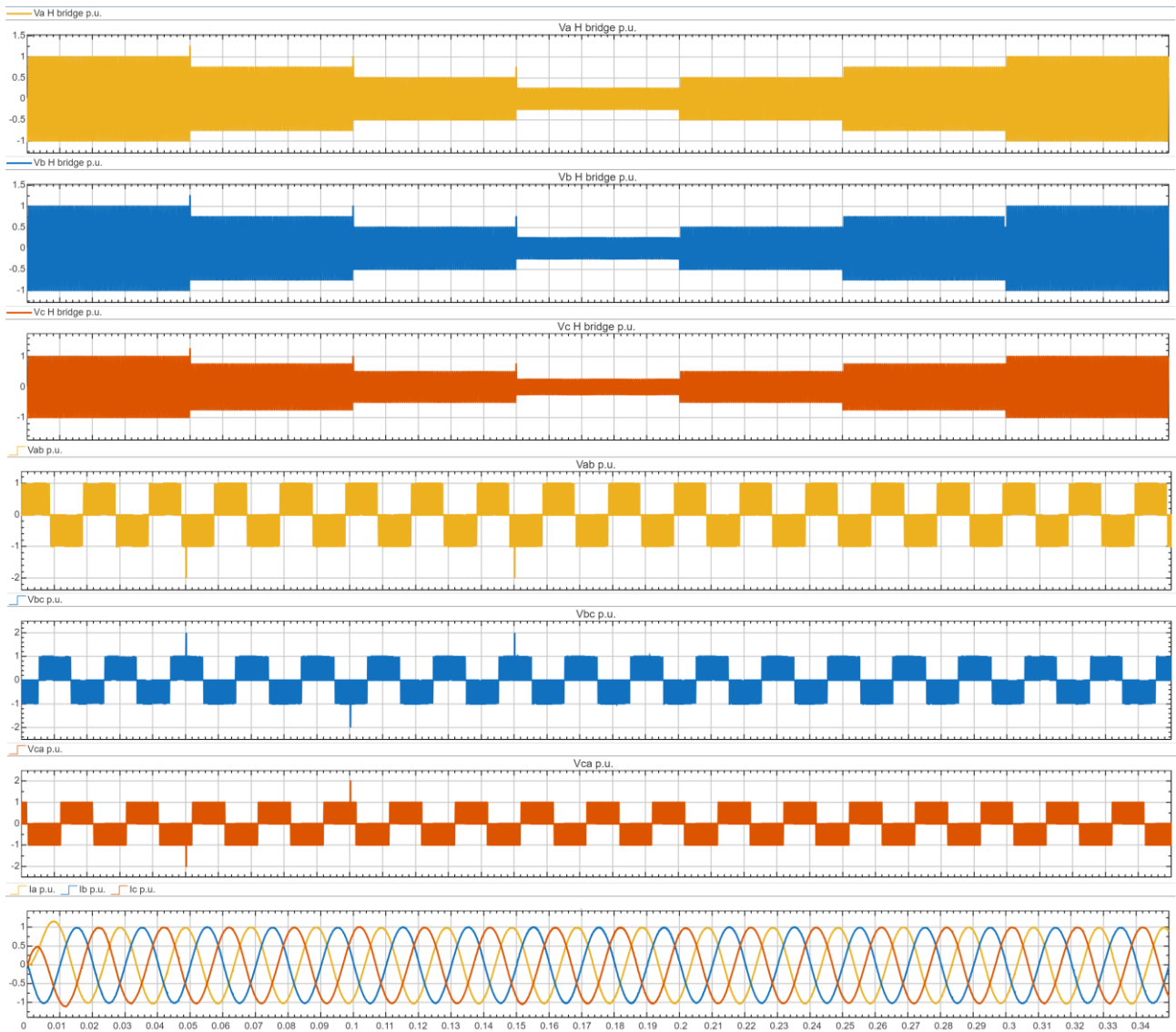


Figura 143 – Tensioni fase-fase, tensioni e correnti di fase durante la simulazione con quattro celle funzionanti inizialmente, tre celle da $t=0,05$, due celle da $t=0,10$, una cella da $t = 0,15$ per $m_a = 0.08$

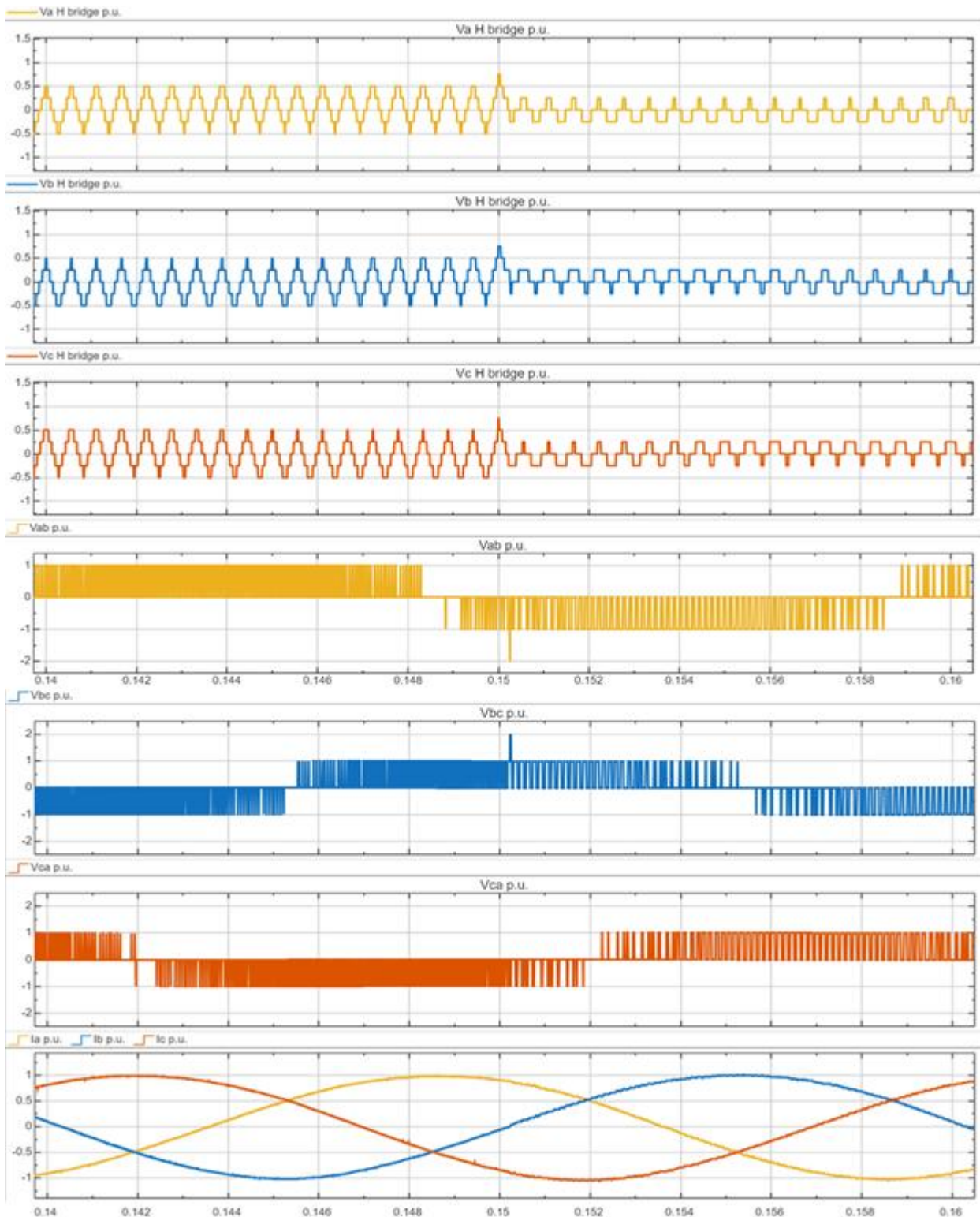


Figura 144 – Grafici delle tensioni fase-fase, delle tensioni e correnti di fase nel passaggio da una configurazione a 5-livelli a una a 3-livelli a $t = 0,15$ per $m_a = 0,08$

In Figura 144, in prossimità della commutazione del sistema, è possibile apprezzare i risultati sulle tensioni concatenate, alla variazione della condizione di funzionamento.

Si osserva tuttavia un peggioramento della qualità delle correnti dovuto alla riduzione delle commutazioni e quindi della frequenza apparente (161).

$$F_{sw}^{app} = F_{PWM} * N_{HB}^{sw} \quad (161)$$

dove F_{sw}^{app} è la frequenza di commutazione apparente, N_{HB}^{sw} è il numero totale di interruttori statici operanti sui ponti H della fase generica e F_{PWM} è la frequenza PWM impostata per il singolo interruttore statico che, come visto in precedenza, è pari a 1800 Hz (160).

In Figura 145, Figura 146, Figura 147 e Figura 148 vengono mostrate proprio le distribuzioni, in termini di ampiezza (%) rispetto alla fondamentale (50 Hz), degli spettri armonici delle tensioni fase-fase partendo dalla situazione iniziale corrispondente alla configurazione a 4 ponti H (28800 Hz) e terminando con una configurazione in cui si ha l'operatività con un unico ponte H (7200 Hz).

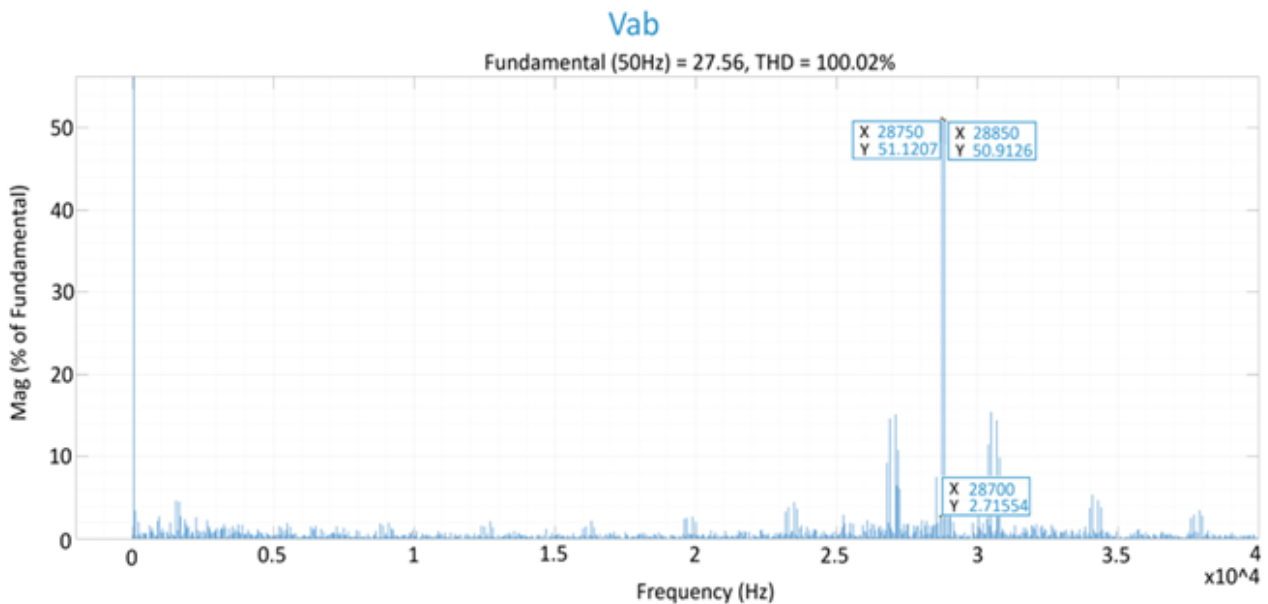


Figura 145 – Spettro armonico in frequenza della tensione tra le fasi A e B con quattro ponti H funzionanti

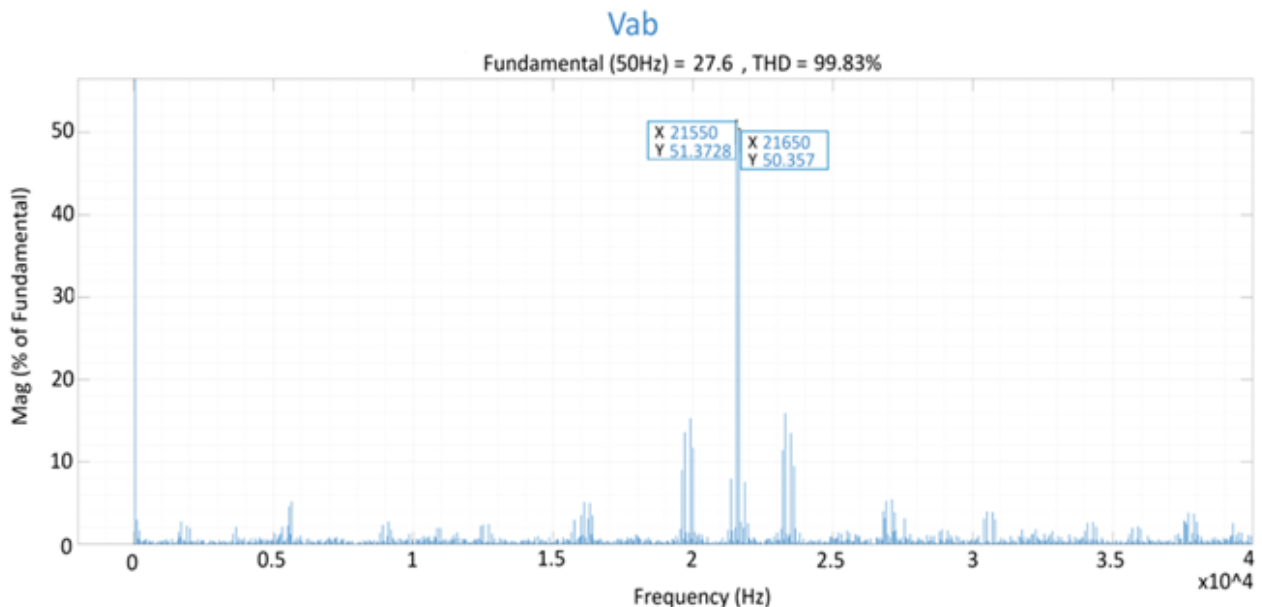


Figura 146 – Spettro armonico in frequenza della tensione tra le fasi A e B con tre ponti H funzionanti

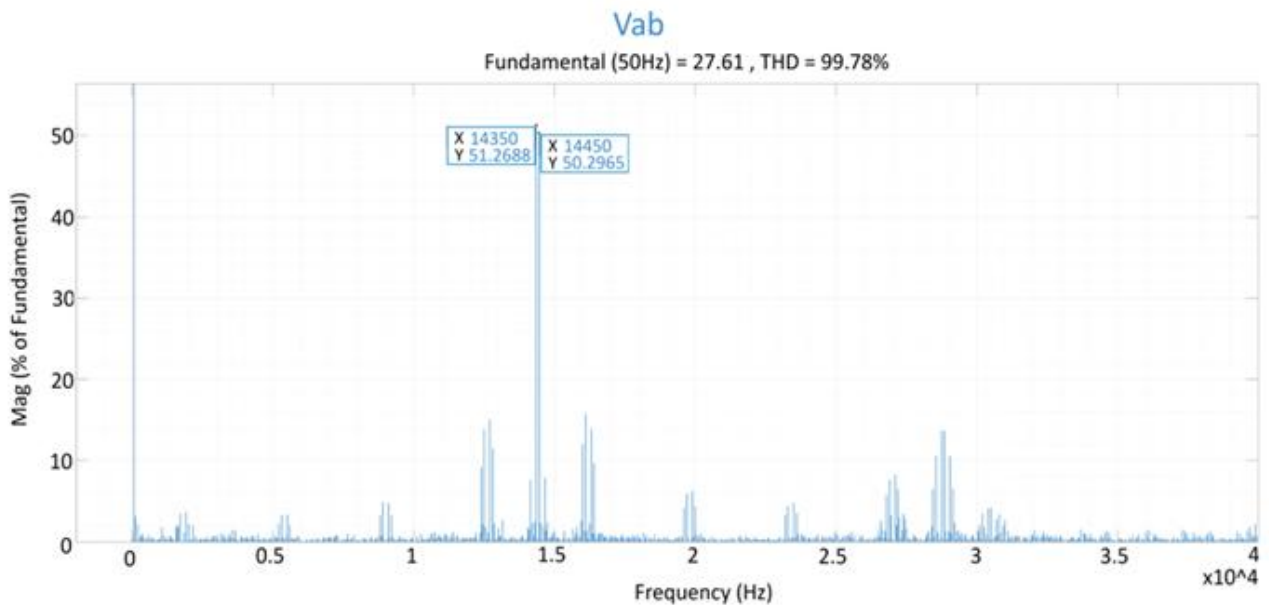


Figura 147 – Spettro armonico in frequenza della tensione tra le fasi A e B con due ponti H funzionanti

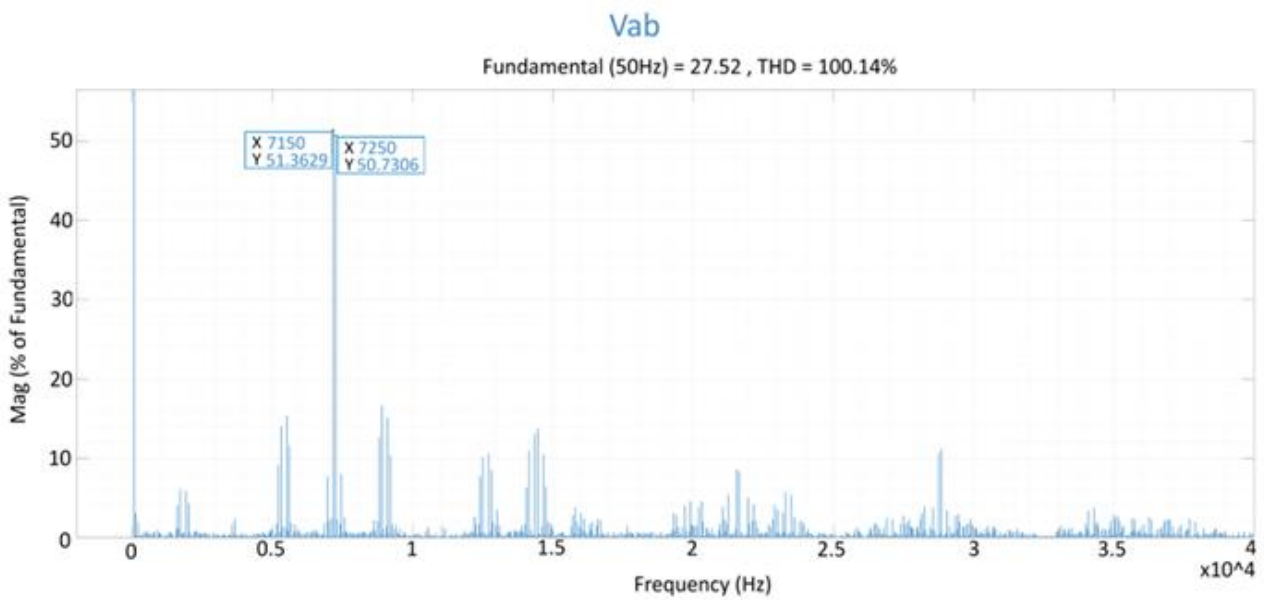


Figura 148 – Spettro armonico in frequenza della tensione tra le fasi A e B con un ponte H funzionante

In Figura 149, Figura 150, Figura 151 e Figura 152 sono invece graficate le distribuzioni, sempre in termini di ampiezza (%) rispetto alla fondamentale (50 Hz), degli spettri armonici delle tensioni di fase sempre partendo dalla situazione iniziale e terminando con una configurazione in cui si ha il funzionamento con un unico ponte H rimanente.

Si può notare come il contributo armonico alla frequenza di 1800 Hz rimanga presente poiché rimane invariato il periodo PWM.

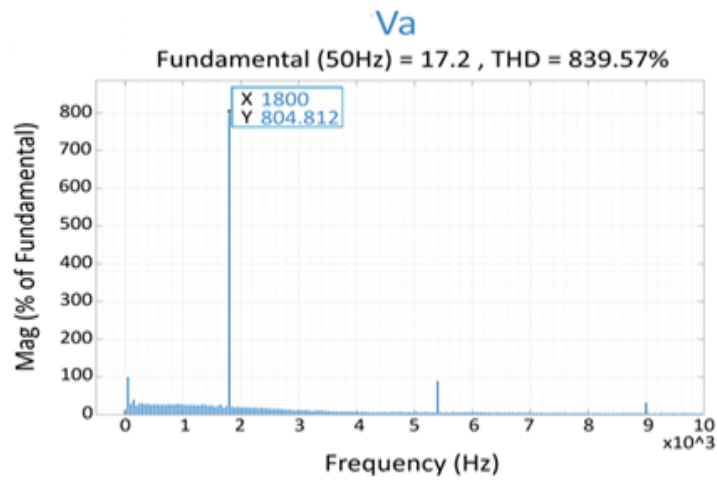


Figura 149 – Spettro armonico in frequenza della tensione sulla fase A con quattro ponti H funzionanti i

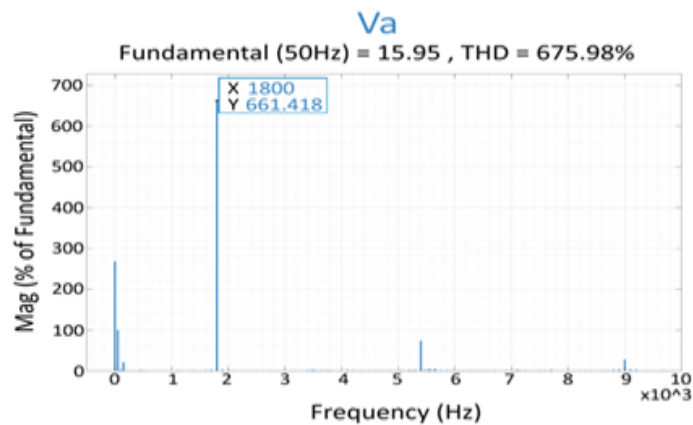


Figura 150 – Spettro armonico in frequenza della tensione sulla fase A con tre ponti H funzionanti

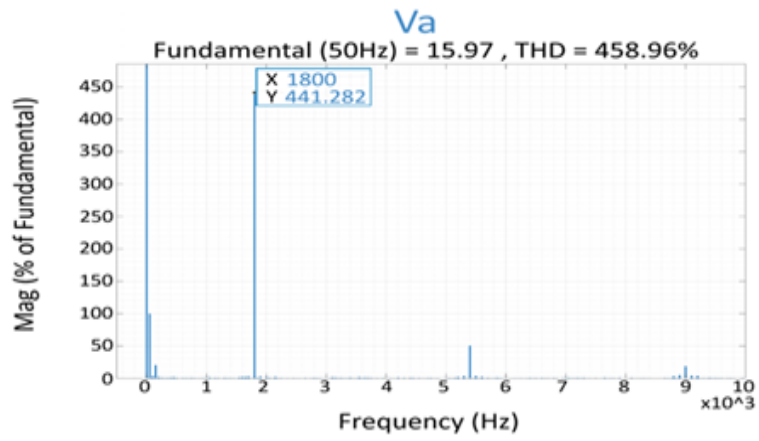


Figura 151 – Spettro armonico in frequenza della tensione sulla fase A con due ponti H funzionanti

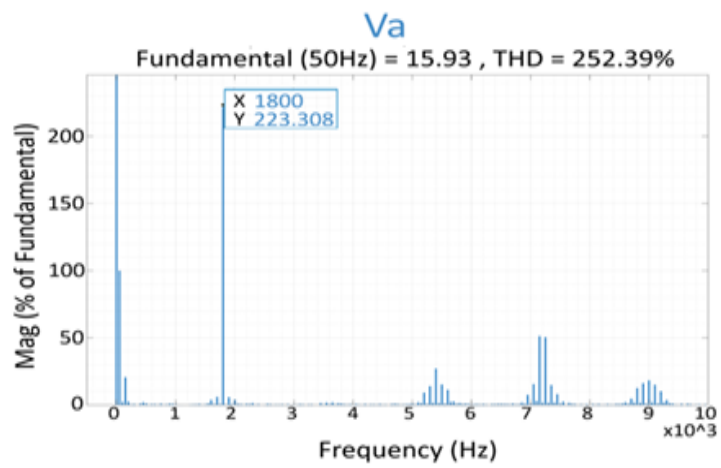


Figura 152 – Spettro armonico in frequenza della tensione sulla fase A con un ponte H funzionante

9 Analisi dei risultati e conclusioni

Alla luce delle simulazioni e dei risultati ottenuti durante lo studio, si possono effettuare alcune considerazioni su quanto progettato e più in generale sulle tecniche di modulazione vettoriali considerato anche il confronto con altri approcci metodologici.

I dati ottenuti dagli studi mediante i modelli con “*sorgente ideale*” hanno permesso di valutare l’efficacia e la funzionalità del sistema implementato.

Partendo da quanto introdotto in Figura 63 al Capitolo 6.2.1, è stato possibile studiare il comportamento di ciascun blocco e di analizzare la corretta esecuzione del codice C integrato al suo interno.

Le verifiche effettuate in maniera analitica sui risultati dei diversi modelli a complessità crescente, proporzionalmente al numero di ponti H in serie sulle singole fasi, hanno permesso di validare il codice di calcolo in diverse condizioni e con diversi indici di modulazione applicati.

Tutto questo è stato fatto tenendo in considerazione che una suddivisione del piano sempre più dettagliata in triangoli sempre più piccoli comporta un tempo di permanenza all’interno degli stessi sempre minore a parità di frequenza del segnale modulante che si vuole riprodurre in uscita.

È stato possibile verificare come l’incremento della frequenza apparente del sistema (161) si traduca in un incremento della qualità delle correnti di fase, con una sensibile riduzione del ripple.

Dai risultati ottenuti con modelli a “*sorgente non ideale*” si è potuto valutare preliminarmente il comportamento del modulatore in un sistema dove la sorgente non fosse più costante; questo ha permesso di monitorare il bilanciamento dei diversi DC-link che alimentano i convertitori multilivello in funzionamento ottimale.

L’importazione del modello finale di modulatore a 9-livelli in ambiente dSPACE ha permesso anche di studiare il comportamento del sistema sull’hardware del laboratorio.

Secondo la configurazione MPU+FPGA mostrata nelle Figura 61 e Figura 62, il codice di calcolo C implementato secondo lo schema di Figura 63 è stato importato nell’unità processore (MPU) insieme a quanto contenuto nel *Macro-blocco* di Figura 110; questo ha permesso di verificare la corretta esecuzione dell’algoritmo progettato, ottenendo, come precedentemente introdotto, tempi di calcolo nell’ordine dei 25 μ S.

In questa modellizzazione la difficoltà maggiore deriva proprio dall’approccio di tipo trigonometrico per il calcolo dei tempi di applicazione T_a , T_b e T_0 , mentre a livello implementativo la creazione delle matrici legate ai punti nel piano (Capitolo 5.14.2) e l’estrazione dalle medesime dei relativi vettori di sequenza (Capitolo 5.14.3) comporta la necessità dell’ottimizzazione del metodo utilizzato per la mappatura degli stati associati (Capitolo 5.14.4).

I segnali di gate, da inviare alle schede esterne di pilotaggio (accensione) degli interruttori statici, sono stati implementati nell’FPGA per necessità di sincronizzazione.

I risultati ottenuti sono mostrati in Figura 153 dove sono graficate le registrazioni dei segnali di gate a 2.5 V in uscita dalla piattaforma dSPACE.

In Figura 154 sono mostrati invece gli stessi segnali prodotti dalle simulazioni sul modello in Matlab-Simulink.

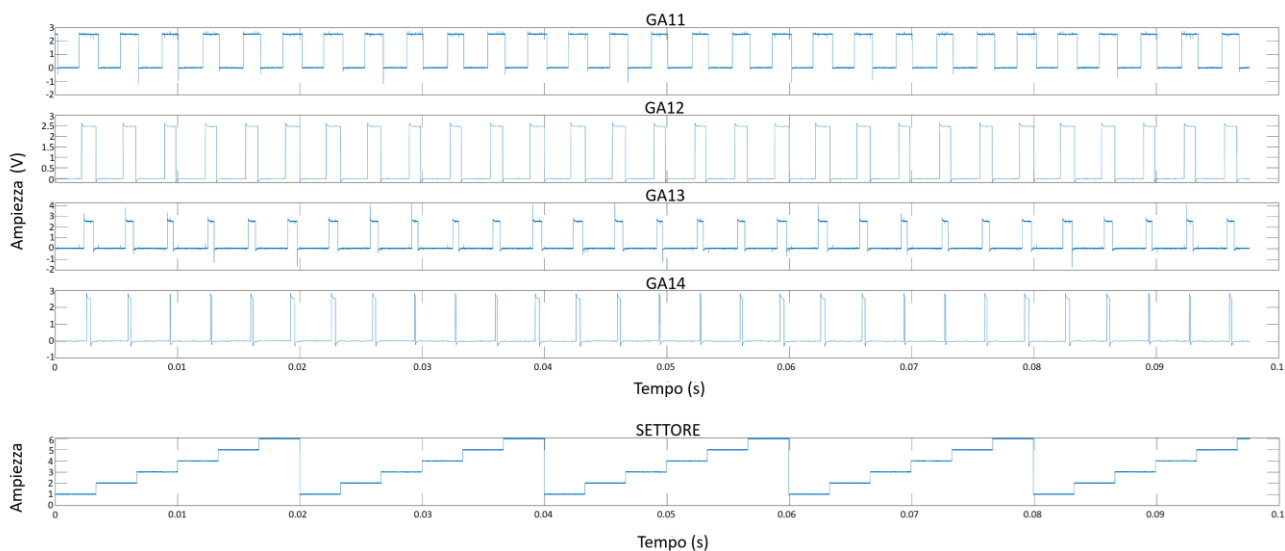


Figura 153 – Segnali delle accensioni nella fase A del ponte H più alto nella configurazione hardware a 9-livelli registrati in laboratorio con oscilloscopio

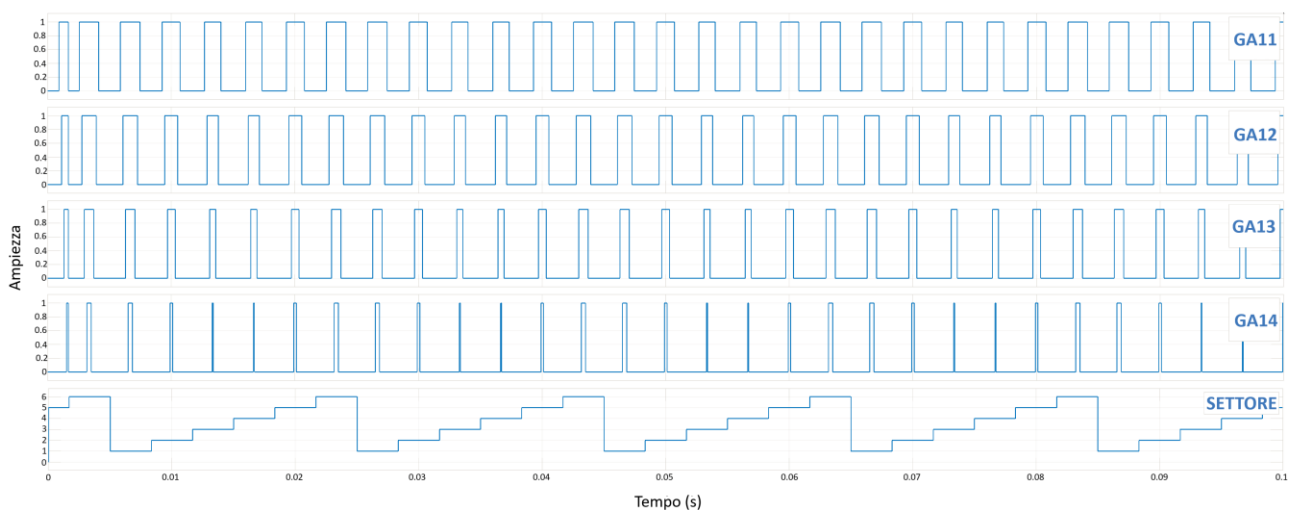


Figura 154 – Segnali delle accensioni nella fase A del ponte H più alto nella configurazione hardware a 9-livelli ottenuti dalle simulazioni in Matlab-Simulink

La modellizzazione mostrata e implementata, permettendo la gestione del modulatore a partire dalla configurazione in assenza di guasti (Capitolo 8), si presta all'implementazione di tecniche specifiche di gestione degli stessi a seconda delle richieste applicative del sistema.

Effettuata la prima mappatura degli stati per la configurazione massima (9-ivelli), per la mappatura delle altre configurazioni ridotte si può procedere con la sottrazione di livelli disponibili dalle matrici di sequenza. Inoltre, una volta testato il modulatore in anello aperto, il modello si presta all'applicazione di diversi possibili sistemi di controllo esterni.

Lo sviluppo e l'applicazione di tecniche di modulazioni alternative più tradizionali (LSPWM e PSPWM) viste al Capitolo 7, offre alcuni spunti per un confronto sulle peculiarità di questi diversi sistemi rispetto a quello vettoriale.

La tecnica di modulazione vettoriale come già evidenziato (Figura 145 - Figura148) produce un contributo armonico sulle tensioni concatenate dipendente dalla frequenza apparente del sistema secondo la (161). Sulle singole fasi invece la frequenza di tale contributo, purché non venga variato il periodo di modulazione T_{PWM} , rimane anch'essa invariata (Figura 149 – Figura 152).

La tecnica LSPWM, certamente più semplice dal punto di vista implementativo, produce un contributo armonico ridotto ma più distribuito (Figura 134 e Figura 135) rispetto alla tecnica vettoriale.

La tecnica PSPWM, anch'essa più semplice da implementare, produce a sua volta un contributo armonico ridotto e a frequenze multiple della frequenza di commutazione (156) come mostrato in Figura 140 e Figura 141.

Partendo dal lavoro svolto potranno essere effettuati ulteriori studi futuri su tecniche specifiche di gestione dei guasti ma anche su eventuali tecniche di bilanciamento delle tensioni sui circuiti in continua in caso di guasto al convertitore.

Le maggiori complessità implementative emerse da questo studio dovrebbero essere sempre tenute in considerazione visto il costo progettuale che la tecnica di modulazione vettoriale si porta come bagaglio intrinseco.

In futuro potrebbe diventare sempre più utile rendere disponibili approcci generalizzati che permettano di selezionare ed eventualmente parzializzare l'uso del codice implementato, partendo da una specifica configurazione hardware che possa essere variata a seconda dell'utilizzo e del campo di applicazione.

Bibliografia

- [1] M. Glinka and R. Marquardt, "A new AC/AC-multilevel converter family applied to a single-phase converter," in *Proc. 5th Int. Conf. Power Electron. Drive Syst.*, vol. 1, 2003, pp. 16–23.
- [2] J. Korhonen, H. Järvisalo, J. Jäppinen, P. Silventoinen, "Level-phase-shifted pulse-width modulation for cascaded H-bridges", *IECON 2022 – 48th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*
- [3] D.G. Holmes, T.A. Lipo, "Pulse Width Modulation for Power Converters, principles and practice", *IEEE Press*, 2003
- [4] N.V. Nho, M.-J. Youn, "Comprehensive study on space-vector-PWM and carrier-based-PWM correlation in multilevel invertors", *IEE Proc.Electr. Power Appl.*, Vol. 153, No. 1, January 2006
- [5] A. Lesnicar and R. Marquardt, "An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range," in *Proc. IEEE Bologna Power Tech Conf. Proc.*, vol. 3, Jun. 2003, p. 6.
- [6] M. A. Perez, S. Bernet, J. Rodriguez, S. Kouro, and R. Lizana, "Circuit topologies, modeling, control schemes, and applications of modular multilevel converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 1, pp. 4–17, Jan. 2015.
- [7] R. Marquardt, "Stromrichterschaltungen mit verteilten energiespeichern," German Patent DE 201 22 923 U1, 2001.
- [8] M. Glinka and R. Marquardt, "A new AC/AC multilevel converter family," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 3, pp. 662–669, Jun. 2005.
- [9] M.A. Perez, S. Ceballos, G. Konstantinou, J. Pou, R. Aguilera, "Modular Multilevel Converters: Recent Achievements and Challenges," *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society.*, vol. n. 2 - 22 Febbraio 2021.
- [10] A. Lesnicar and R. Marquardt, "A new modular voltage source inverter topology," in *Proc. 6th Eur. Conf. Power Electron. Appl.*, May 2003, pp. 1–10.
- [11] B. Wu, "High-power converters and AC drives", John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2006.
- [12] M. Lüscher, T. Setz, "Applying IGCT Gate Units", ABB Switzerland Ltd Semiconductors September 2007
- [13] L. Dulau, S. Pontarollo, A. Boimond, J.-F. Garnier, N. Giraudo, O. Terrasse, "New Gate Driver Integrated Circuit for IGBT Devices With Advanced Protections, *IEEE Transactions On Power Electronics*, Vol. 21, No. 1, January 2006

- [14] G. Zavaglia, "Inverters Multilivello Per Il Pilotaggio Di Motori Asincroni Trifase", Alma Mater Studiorum - Università di Bologna, Tesi 2014-2015
- [15] S.A. Gonzalez, S.A. Verne, M.I. Valla. "Multilevel Converters for Industrial Applications" 2014 CRC Press, Taylor & Francis Group.
- [16] F.Z. Peng. A Generalized Multilevel Inverter Topology with Self Voltage Balancing. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 37(2), 611–618, 2001.
- [17] P. Barbosa, P. Steimer, J. Steinke, L. Meysenc, M. Winkelkemper, N. Celanovic. Active Neutral-Point-Clamped Multilevel Converters. In *IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'05)*, Recife, Brazil, June 12–16, 2005, pp. 2296–2301.
- [18] T. Bruckner, S. Bernet. The Active NPC Converter for Medium-Voltage Applications. In *IEEE Industry Applications Annual Meeting (IAS'05)*, Hong Kong, China, October 2–6, 2005, vol. 1, pp. 84–91.
- [19] A. Nabae, I. Takahashi, H. Akagi. A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 17(5), 518–523, 1981
- [20] M. Marchesoni, M. Mazzucchelli, S. Tenconi, "A non conventional power converter for plasma stabilization," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 5, No. 2, Aprile 1990, pp. 212-219.
- [21] T. Ghiara, M. Marchesoni, L. Puglisi, G. Sciutto, "A modular approach to converter design for high power AC drives," *Proceedings of the 4th European Conf. on Power Electronics and Applications (EPE '91)*, Firenze, Italia, 3-6 Settembre, 1991, pp. 4-477/4-482.
- [22] P. Luttamus, H. Tuusa, "Unified Space-Vector Modulation Scheme for Multilevel Inverters", *Proc. of Power Conversion Conference (PCC '07)*, Nagoya, Japan, 2-5 April 2007, pp.1464-1471
- [23] G. Carrara, S. Gardella, M. Marchesoni, R. Salutati, G. Sciutto, "A new multilevel PWM method: a theoretical analysis," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 7, No. 3, Luglio 1992, pp. 497-505.
- [24] M.H.Rashid, Power electronics handbook, Academic Press, 2001.
- [25] J. Gholinezhad, R. Noroozian, "Application of Cascaded H -Bridge Multilevel Inverter in DTC SVM Based Induction Motor Drive" IEEE Catalog Number: CFP121IJ-ART - 2012
- [26] A. Kumar D B, Padmini V, D. Sagar, "Enhanced Space Vector Based Pulse Width Modulation (SVPWM) for Cascaded H-bridge Multilevel Inverter (CHBMI)", 2022 IEEE International Conference for Women in Innovation
- [27] A. Ostadrahimi, S. Bifaretti, "A Simplified Multilevel Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM) Based on Boundary Lines, Including Overmodulation Zone", IEEE open Journal of Industrial Applications 27-June-2023

- [28] G. Maragliano, M. Marchesoni, G. Parodi, L. Vaccaro. "A New Generalized Fault Tolerant Space Vector Modulator for Cascaded Multilevel Converters", *IEEE Press*, 2011.
- [29] O. Lopez, J. Alvarez, J. Doval-Gandoy, F.D. Freijedo, A. Nogueiras, A. Lago, C.M. Penalver, "Comparison of the FPGA Implementation of Two Multilevel Space Vector PWM Algorithms", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.55, no.4, April 2008, pp.1537-1547.
- [30] B. P. McGrath and D. G. Holmes, "Multicarrier PWM strategies for multilevel inverters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, no. 4, pp. 858–867, Aug. 2002.
- [31] Y. Li, Y. Wang, and B. Q. Li, "Generalized theory of phase-shifted carrier PWM for cascaded H-bridge converters and modular multilevel converters," *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 4, no. 2, pp. 589–605, Jun. 2016.
- [32] R. Naderi and A. Rahmati, "Phase-shifted carrier PWM technique for general cascaded inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 3, pp. 1257–1269, May 2008.
- [33] S. Rahman, M. Meraj, A. Iqbal, B. P. Reddy, I. Khan, "A Combinational Level-Shifted and Phase-Shifted PWM Technique for Symmetrical Power Distribution in CHB Inverters", *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 11, no. 1, Feb. 2023
- [34] S. Lu, L. Yuan, K. Li, and Z. Zhao, "An improved phase-shifted carrier modulation scheme for a hybrid modular multilevel converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 1, pp. 81–97, Feb. 2017.
- [35] D. G. Holmes and B. P. McGrath, "Opportunities for harmonic cancellation with carrier-based PWM for a two-level and multilevel cascaded inverters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 37, no. 2, pp. 574–582, Mar. /Apr. 2001.
- [36] B. P. Reddy and S. Keerthipati, "Linear modulation range and torque ripple profile improvement of PPMIM drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 12, pp. 12120–12127, Dec. 2019.

Ringraziamenti

Un ringraziamento particolare va innanzitutto ai Professori Mario Marchesoni e Luis Ramon Vaccaro per avermi dato l'opportunità di applicare conoscenze acquisite durante i percorsi di studi, di confrontarmi con un contesto completamente nuovo, ma soprattutto quella di mettermi ancora alla prova cercando nuovi stimoli durante questa costruttiva esperienza.

Ringrazio l'Università di Genova per tutto il personale amministrativo, tecnico e delle strutture che ogni anno mette a disposizione di studenti e dipendenti.

Un immenso riconoscimento va alla mia famiglia, in particolar modo a Lindita, mamma dei nostri splendidi "gioielli" Giorgia e Danilo, che mi ha costantemente supportato in questo lungo cammino e a mia mamma Angelica che, in qualità di "revisore preliminare di bozze", mi ha aiutato nel completamento di questo percorso.

Un ricordo speciale va inoltre a mio papà Giorgio che mi ha saputo trasmettere passione e curiosità incondizionate delle quali oggi sarebbe orgoglioso.

In ultimo a me stesso per essere stato capace, "*sapendo di non sapere*" (Socrate), di rimettermi in gioco un'altra volta nella speranza che non sia l'ultima... perché *si muore quando si smette di imparare*.