



Università degli Studi di Padova

FACOLTÀ DI INGEGNERIA
Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Elettrica

TESI DI LAUREA MAGISTRALE

**Modellizzazione ed analisi
del comportamento dinamico di un sistema HVDC
basato su convertitori a tensione impressa (VSC)**

Candidato:
Francesco Siviero
Matricola 1058575

Relatore:
Prof. Mauro Andriollo

Indice

Indice	iii
Introduzione	v
1 Panoramica sui sistemi HVDC	1
1.1 Vantaggi e costi dell’HVDC	1
1.2 Classificazione dei convertitori HVDC	5
1.2.1 Classificazione in base al processo di commutazione . . .	5
1.2.2 Classificazione in base alla grandezza controllata	7
1.3 Dispositivi semiconduttori di Potenza	7
1.4 Meccanismo di trasferimento della potenza	11
2 Convertitori HVDC-VSC	15
2.1 Topologie dei Convertitori HVDC-VSC	15
2.1.1 Convertitore trifase a due livelli	16
2.1.2 Convertitore trifase a tre livelli	17
2.1.3 Convertitore multi-modulo	20
2.1.4 Convertitore multi-livello	21
2.2 Algoritmi di controllo	22
2.2.1 Controllo ad onda quadra	23
2.2.2 Controllo PWM	25
2.2.3 Vettori spaziali e Controllo SVM	28
3 Modello del Circuito di Potenza	37
3.1 Struttura del collegamento VSC	41
3.2 Convertitore Statico	42
3.3 Trasformatore	44
3.4 Reattore di fase	47
3.5 Filtri	48
3.6 Cavo	50
4 Modello di controllo del VSC	55
4.1 PLL	56
4.2 Anello Interno di Corrente	57

4.3	Anello esterno di Potenza	60
4.4	Generatore della PWM	64
5	Simulazioni ed Analisi	67
5.1	Contenuto armonico e scelta della portante	68
5.2	Dimensionamento Filtri e Test d'avviamento	72
5.3	Corrente nel punto medio lato CC	79
5.4	Variazione sfasamento e frequenza	85
5.5	Funzionamento nei buchi di tensione e C.C.	91
5.6	Risposte a variazioni di potenza	95
5.7	Provvedimenti per l'eliminazione della I_{np}	105
	Conclusioni	109
	Bibliografia	111

Introduzione

Nonostante la trasmissione HVDC sia considerata da alcuni come una tecnologia matura, è sorprendente quanti suoi nuovi aspetti e progetti siano ancora in fase di studio.

La complessità dei sistemi elettrici sta progressivamente aumentando a causa delle nuove interconnessioni e dell'applicazione di nuove tecnologie. Allo stesso tempo, molti vincoli economici, stanno costringendo le utenze a far lavorare il loro sistema vicino al limite massimo di stabilità per poter fornire potenza pulita ed affidabile al minor prezzo. Nelle nazioni in via di sviluppo, l'aumento della richiesta di potenza, sta portando alla necessità di grossi sistemi HVDC per coprire le lunghe distanze, mentre, nei Paesi sviluppati, l'esigenza di interconnettere le reti, per fornire maggior flessibilità, trova una soluzione nelle connessioni HVDC back-to-back. Inoltre, c'è un interesse crescente nelle applicazioni che incorporano la generazione da rinnovabili direttamente all'interno della rete, anche queste, basate su collegamenti HVDC. Pare quindi che l'applicazione di questa tecnologia sia necessaria come mezzo per superare svariati problemi.

La storia della trasmissione dell'energia elettrica vede nei primi impieghi l'utilizzo di corrente continua. Nel 1882 venne costruita la prima linea, tra Miesbach e Monaco di Baviera in Germania, lunga 50 km e alimentata a 2 kV. A quel tempo, tuttavia, la trasformazione tra tensione di linea e tensione di utilizzazione poteva avvenire solamente mediante l'utilizzo di macchine rotanti in corrente continua.

La prima rete di distribuzione vide la luce nel 1897 quando Thomas Edison implementò un sistema di alimentazione ed utilizzazione dell'elettricità in bassa tensione. Allora, gli standard tecnologici del settore elettrico dovevano ancora essere delineati e la competizione, tra trasmissione in corrente continua e trasmissione in corrente alternata (sviluppata da George Westinghouse), era molto forte. Successivamente, quando la gente si accorse dell'importanza dell'energia elettrica, la domanda di generazione e distribuzione su larga scala subì un aumento esponenziale e, dato che la tecnologia in alternata era superiore in termini di affidabilità, generazione, trasformazione e trasmissione, venne scelta come soluzione nel settore dell'elettricità.

La trasmissione in continua fu riconsiderata negli anni trenta solo dopo lo sviluppo del raddrizzatore al mercurio. Nel 1941 venne approvata la

realizzazione della prima linea HVDC ad uso commerciale: 60 MW (a 200 kV) che dovevano essere forniti alla città di Berlino attraverso un cavo interrato di 115 km. Nel 1945 i lavori vennero terminati, tuttavia, a causa della fine della seconda guerra mondiale, il tutto fu smantellato ed il sistema non divenne mai operativo.

Fu nel 1954, a Gotland, in Svezia, che avvenne la prima messa in funzione di un sistema HVDC. Un cavo sottomarino di 98 km, alimentato a 100 kV, per una potenza complessiva di 20 MW.

La struttura e le caratteristiche dei convertitori rimasero inalterate per i successivi vent'anni, relegando la tecnologia a soli utilizzi di nicchia. I cambiamenti arrivarono negli anni settanta, con l'avvento del tiristore, che diede una spinta alle applicazioni dell'HVDC migliorandone l'affidabilità ed abbassandone i costi (tant'è che la maggior parte degli impianti in uso attualmente utilizza ancora questa tecnologia).

Solamente negli anni novanta, con la disponibilità di dispositivi a commutazione forzata ad elevata potenza, modificando la struttura ed i controlli dei convertitori, vennero fatti ulteriori passi in avanti nella reattività e flessibilità dei sistemi.

Oggi, la tecnologia dell'HVDC è ben consolidata e fornisce modi intelligenti e versatili per la trasmissione di potenza elettrica. Tuttavia, la flessibilità del sistema ha un prezzo ancora alto ed è quindi opportuno che la tecnologia continui ad essere sviluppata e che i nuovi ricercatori ed ingegneri la apprendano per poter proseguire nel suo miglioramento.

A dirigere la scelta dell'argomento di tesi sui sistemi HVDC hanno contribuito principalmente 2 fattori. In primis le grandi potenzialità di questa tecnologia che, grazie ai continui miglioramenti dell'elettronica di potenza e il sempre maggiore fabbisogno energetico, è destinata a diventare una colonna portante nella trasmissione dell'energia elettrica. Inoltre, stupiscono i progressi fatti in questo settore negli ultimi trent'anni nei quali è stato completamente rivoluzionato. Questi motivi, sommati alla passione per i sistemi elettrici, la conversione statica e l'automazione, hanno portato alla decisione di concludere il percorso universitario con il presente lavoro.

Capitolo 1

Panoramica sui sistemi HVDC

Negli ultimi quindici anni la gestione del sistema elettrico internazionale ha subito notevoli cambiamenti indotti dalla liberalizzazione del mercato dell'energia. Questo ha portato ad una riconsiderazione del sistema elettrico da struttura verticale, costituita dai settori di generazione, trasmissione, distribuzione ed utilizzazione, a struttura orizzontalmente integrata in cui le entità fanno capo alla rete di trasmissione/distribuzione e possono partecipare alla generazione, all'utilizzo, allo scambio ed alla rivendita dell'energia.

Oggi, il continuo crescere della generazione distribuita e l'aumento di potenza installata dagli utilizzatori, comportano flussi di potenza sempre meno prevedibili evidenziando quelli che sono i limiti della rete elettrica. Adeguare il sistema secondo la nuova struttura perciò, richiede non solo una rete forte ma anche più flessibile, intelligente ed efficiente di quella attuale. Grazie al recente sviluppo dei dispositivi di potenza a stato solido, è stato possibile creare soluzioni innovative per far fronte alle nuove richieste della rete di trasmissione sia nel campo dei FACTS (Flexible Alternated Current Transmission Systems) che dell'HVDC (High-Voltage Direct Current) [1].

1.1 Vantaggi e costi dell'HVDC

La motivazione originale che spinse lo sviluppo della trasmissione in corrente continua (CC) fu la sua efficienza, infatti le perdite di una linea in CC rispetto a quelle di una linea in corrente alternata (CA), a parità di tensione e potenza, risultano sempre minori o al massimo uguali. Tuttavia, questo richiede l'impiego di alte tensioni in CC e di conseguenza l'utilizzo di componenti elettrici ed elettronici in grado di sopportarle.

I traguardi raggiunti nelle performance e nell'affidabilità dei dispositivi a stato solido, ad oggi, permettono l'adozione di nuove configurazioni di convertitori HVDC più competitive rispetto alle precedenti. Così, oltre all'efficienza di trasmissione, si aggiungono altri vantaggi che possono essere determinanti nell'adozione di un sistema HVDC. Grazie alla reattività dell'elettronica di

potenza infatti è possibile avere pieno controllo sulla potenza trasmessa e migliorare i transitori di inserzione e di guasto. Inoltre, la trasmissione in continua supera alcuni limiti della trasmissione in alternata sotto descritti.

Controllo della tensione La regolazione della tensione nelle linee in CA è influenzata dalle variazioni di carico. Considerando una linea di trasmissione ideale¹ a parametri distribuiti, il profilo di tensione è costante quando la potenza assorbita dal carico risulta pari alla potenza naturale di linea (per cui l'impedenza del carico risulta uguale a quella caratteristica). Diversamente, per carichi superiori o inferiori, la linea assorbe o eroga potenza reattiva e questo si riflette sull'andamento del profilo di tensione che risulta rispettivamente decrescente o crescente [3].

Per effettuare una regolazione della tensione sul terminale del carico quindi, occorre compensare la potenza reattiva, in misura proporzionale alla lunghezza della linea.

Nonostante alcune tipologie di stazioni HVDC assorbano potenza reattiva (in relazione al carico) dalla rete in CA, la linea in CC in sé mette in gioco solamente potenza attiva.

Compensazione della reattiva Nelle linee di trasmissione su lunghe distanze la compensazione della reattiva risulta necessaria per superare i problemi di energizzazione ed i limiti di stabilità. Durante l'energizzazione a vuoto infatti, una linea di trasmissione assorbe un valore di corrente capacitiva proporzionale alla sua lunghezza. Il massimo consentito della corrente è determinato dalla soglia di intervento dell'interruttore di manovra, perciò, per linee di lunghezza superiore al valore critico occorre inserire degli induttori in parallelo per compensare l'assorbimento di potenza reattiva capacitiva.

Diversamente, l'allacciamento di un carico importante provoca un aumento dell'angolo di sfasamento tra i fasori di tensione ai terminali della linea ed una caduta di tensione prevalentemente induttiva che porta ad una diminuzione di tensione sul carico. La soluzione, per ridurre la caduta ed evitare angoli di sfasamento elevati che possono portare all'instabilità, è la compensazione serie in cui vengono inseriti dei condensatori in serie alla linea per ridurre la componente induttiva.

Limiti di stabilità La potenza trasmessa lungo una linea in CA dipende dall'angolo di sfasamento tra i fasori di tensione ai terminali della linea. Dato un valore fisso di potenza, questo angolo aumenta con la distanza, perciò, la capacità della linea risulta limitata dalle considerazioni per garantire la stabilità statica, dinamica e transitoria. Ne consegue che la potenza massima trasmissibile, in una linea in CA, è inversamente proporzionale alla

¹Con resistenza longitudinale e conduttanza trasversale nulle.

sua lunghezza mentre, in una linea in CC, non viene influenzata da questo parametro.

Limiti di interconnessione L'interconnessione di due sistemi tramite un collegamento in CA richiede, per entrambi, la presenza dei regolatori automatici della generazione affinché le tensioni risultino sincronizzate in frequenza ed angolo di sfasamento. Anche con questi controlli tuttavia, le operazioni di collegamento risultano problematiche a causa:

- della presenza di forti oscillazioni di potenza che possono causare uno sgancio del collegamento,
- dell'aumento delle correnti di guasto, rispetto a quelle dei due sistemi isolati, dovuto alla diminuzione dell'impedenza equivalente di linea e
- della trasmissione dei disturbi da un sistema all'altro.

In un collegamento in CC la flessibilità nel controllo elimina questi inconvenienti e inoltre, possono essere connessi sistemi anche con frequenza diversa.

Impedenza omopolare Nelle linee di trasmissione in CA la circolazione di correnti omopolari in regime stazionario non è permessa poiché, oltre ad influenzare l'efficienza, interferisce con i segnali telefonici. In un collegamento in CC invece, le correnti verso terra non hanno effetto su eventuali circuiti accoppiati, ed il terreno può addirittura venire utilizzato come conduttore di ritorno; l'unica problematica riguarda la corrosione delle strutture metalliche nelle vicinanze che, se presenti, dovranno essere protette.

Nonostante i suddetti vantaggi la trasmissione in CC presenta comunque degli svantaggi importanti tra cui:

1. l'impossibilità di utilizzare trasformatori,
2. l'elevato costo delle stazioni di conversione,
3. la generazione di armoniche lato alternata,
4. l'assorbimento di potenza reattiva delle stazioni di conversione e
5. la complessità dei controlli.

Grazie alla ricerca per superarli ed allo sviluppo della tecnologia negli ultimi anni sono stati fatti passi in avanti in tutti i punti ad eccezione del primo. Le armoniche e l'assorbimento di potenza reattiva sono stati ridotti usando convertitori a 12-24 o più impulsi, oppure, con dispositivi

Potenza [MW]	LCC-HVDC [M€]	VSC-HVDC [M€]
500	40	51
1000	90	110
1500	120	153

Tabella 1.1: Costi di una stazione di conversione HVDC.

Potenza [MW]	Cavi [M€/km]	Linee aeree [M€/km]
500	0,8	0,26
1000	1,6	0,25
1500	2,4	0,34

Tabella 1.2: Costi di una linea di trasmissione HVDC.

a commutazione forzata, mentre i problemi nel controllo dei dispositivi di potenza sono stati risolti affiancando la fibra ottica all'elettronica digitale.

Il costo di un sistema HVDC può essere diviso in due componenti. La prima relativa alla stazione di conversione, che comprende tutte le attrezzature per un collegamento sostenibile (convertitori, trasformatori, filtri, l'alloggiamento per il convertitore e le protezioni, il sistema di raffreddamento e gli interruttori di protezione lato CA), e la seconda relativa alla linea di trasmissione. Attualmente, i valori indicativi delle due componenti sono quelli espressi nelle Tabelle 1.1 e 1.2 [2, 4].

A causa delle configurazioni modulari delle stazioni di conversione il costo in funzione della potenza presenta un andamento approssimativamente lineare, tuttavia, occorre considerare che non sempre aumentando la portata si riducono i costi specifici poiché, tensioni e correnti maggiori, richiedono dispositivi di conversione più complessi e dal costo superiore. Le differenze tra i due tipi di convertitore presi in considerazione verranno approfondite nella sezione 1.2.

Le componenti di costo di una linea di connessione in CC dipendono fortemente dalle considerazioni sul quadro politico e ambientale, in particolare, le condizioni geografiche hanno un grandissimo impatto. Il costo chilometrico di una linea di trasmissione nelle Alpi Svizzere, ad esempio, potrebbe arrivare a 4 volte quello di una linea equivalente in Finlandia o Svezia. Nelle stime riportate in Tabella 1.2 perciò, sono stati considerati solamente i costi di realizzazione della linea senza includere l'impatto ambientale, i permessi e le altre spese legali poiché fortemente variabili da zona a zona.

Dal grafico in Figura 1.1, che confronta l'andamento dei costi per trasmissioni in CA e CC, si nota che un sistema HVDC risulta conveniente

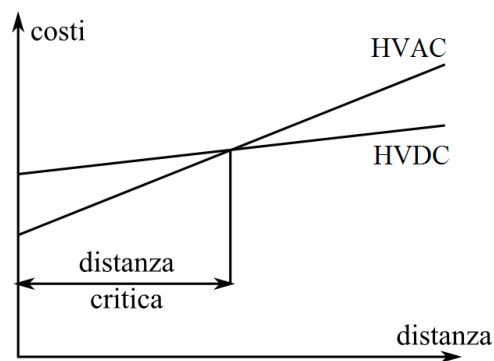


Figura 1.1: Confronto costi per le due tecnologie di trasmissione.

solamente per lunghe distanze, grazie alle perdite ridotte e al minor investimento richiesto dalle linee di trasmissione in CC. Tuttavia, in certi casi, l'esborso maggiore è giustificato dai vantaggi offerti dalla tecnologia e dal superamento dei limiti delle connessioni in CA. Per questo i sistemi HVDC possono trovare applicazione in:

- Connessioni sottomarine, in cui spesso il ritorno viene effettuato via mare;
- Connessioni interrate, nel caso in cui la distanza superi i 50 km e la compensazione reattiva del cavo in CA risulti sconveniente;
- Connessioni fra due sistemi a frequenza diversa o con un angolo di sfasamento troppo grande;
- Regolatori dei flussi di potenza tra due sistemi interconnessi al posto del PST (Phase-Shift Transformer).

1.2 Classificazione dei convertitori HVDC

Esistono svariati approcci per classificare i convertitori elettronici. In questa sezione verranno considerati i due più usati nelle applicazioni ad alta potenza.

1.2.1 Classificazione in base al processo di commutazione

Un metodo di classificazione largamente usato per i convertitori di potenza si basa sulla tipologia di commutazione, definita come il trasferimento di corrente dal ramo i al ramo j di un circuito quando vengono dati i comandi di accensione e di spegnimento ai dispositivi sui relativi rami. Basandosi su questa definizione nella letteratura tecnica si identificano due classi di convertitori.

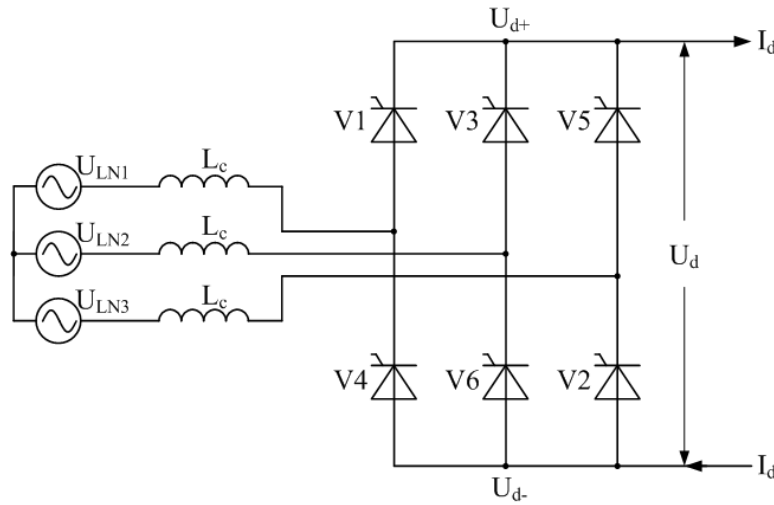


Figura 1.2: Convertitore a ponte di Graetz trifase a tiristori.

Convertitori a commutazione naturale In un convertitore a commutazione naturale (detto anche a commutazione di linea) è il sistema elettrico in CA a determinare il processo di commutazione. Per l'accensione del dispositivo allo stato solido (generalmente un tiristore), oltre al comando del circuito di pilotaggio, è necessario che la tensione su di esso sia positiva². Lo spegnimento invece, avviene naturalmente quando la corrente passa per lo 0. Così, la commutazione è garantita dal cambio di polarità della tensione nel lato in CA. Il classico convertitore a tiristori a sei impulsi (Figura 1.2), largamente impiegato nel campo dell'HVDC, è un esempio che utilizza questo processo di commutazione.

Convertitori a commutazione forzata In questa tipologia di convertitori il trasferimento della corrente da un ramo all'altro si basa sull'impiego di dispositivi elettronici allo stato solido pienamente controllabili, cioè comandabili sia in accensione che in spegnimento. Questo tipo di convertitori trovano largo impiego in vari campi di applicazioni che vanno dalla piccola alla grande potenza.

Le considerazioni da fare sono diverse per le due tipologie. Infatti, nei convertitori a commutazione naturale, a parità di potenza, i dispositivi elettronici risultano più economici e semplici da pilotare ed inoltre, il mercato offre componenti in grado di sopportare tensioni e correnti più alte rispetto alla controparte. Tuttavia, essi presentano due svantaggi importanti: la generazione di armoniche di corrente a bassa frequenza e l'assorbimento di

²Agendo sull'angolo di accensione è possibile variare il modulo ed il verso della potenza trasferita

potenza reattiva dalla rete in CA. Al contrario, i convertitori a commutazione forzata possono regolare il valore della potenza reattiva immessa in rete, indipendentemente dalla componente attiva, ed inoltre necessitano di filtri più economici in quanto creano armoniche di tensione a frequenza relativamente elevata rispetto a quella di rete.

1.2.2 Classificazione in base alla grandezza controllata

I convertitori CC/CA possono anche essere classificati in base alla forma d'onda di tensione e corrente sul lato in CC.

Convertitore a corrente impressa (CSC) In questa tipologia la corrente sul lato in continua mantiene lo stesso verso, perciò, la direzione della potenza media trasmessa dal convertitore è determinata dalla polarità della tensione sul lato CC, il quale, tipicamente viene connesso in serie con una grande induttanza che mantiene il valore di corrente costante. Il bus in continua, quindi, può essere approssimato ad un generatore di corrente. Il convertitore a ponte di tiristori fa parte di questa categoria.

Convertitore a tensione impressa (VSC) Contrariamente alla tipologia precedente qui è la tensione a mantenere la stessa polarità, mentre la direzione del flusso di potenza è determinata dal verso della corrente. In parallelo ai terminali sul lato CC di un convertitore a tensione impressa, viene solitamente collegato un condensatore di capacità elevata, per cui esso può essere approssimato ad un generatore di tensione. I convertitori a commutazione forzata che si stanno via via imponendo nei sistemi HVDC sono generalmente a tensione impressa.

1.3 Dispositivi semiconduttori di Potenza

I componenti allo stato solido sono la componente principale di un convertitore elettronico di potenza. Il componente allo stato solido è un dispositivo semiconduttore che può permettere e/o interrompere lo scorrimento di corrente attraverso un ramo del circuito in cui è disposto, a seconda del segnale applicato al morsetto di gate. Esso, a differenza di un convenzionale interruttore elettro-meccanico, presenta:

- una velocità maggiore di apertura e chiusura,
- nessuna parte in movimento, eliminando così l'usura durante l'accensione e lo spegnimento e
- maggiori perdite in fase di conduzione e durante l'operazione di commutazione.

Storicamente l'applicazione dei semiconduttori nel campo dell'HVDC è iniziata verso la fine degli anni cinquanta con i tiristori, detti anche SCR. Nonostante l'età, questo componente, grazie ai miglioramenti effettuati, è ancora il semiconduttore più utilizzato nel campo della conversione HVDC. Tuttavia, il controllo limitato e la bassa frequenza di commutazione hanno incoraggiato lo sviluppo di dispositivi alternativi della famiglia dei transistor. Nella presente sezione, data la grande importanza di questi componenti nel convertitore, ne verranno descritte le caratteristiche principali.

I dispositivi semiconduttori di potenza possono essere suddivisi in 3 categorie:

- *Dispositivi non controllabili*, che comprendono solo il diodo;
- *Dispositivi semi-controllabili*, tra cui il componente più usato è il tiristore;
- *Dispositivi pienamente controllabili*, che comprendono BJT, MOSFET, GTO, IGBT e IGCT.

Tra questi, i 4 che vengono utilizzati in applicazioni ad alta potenza sono l'SCR, il GTO, l'IGBT e l'IGCT.

Tiristore o Silicon-Controlled Rectifier (SCR) Il tiristore è l'equivalente di una valvola di corrente che presenta due stati: la conduzione o il blocco.

Concettualmente, la sua struttura, rappresentata in Figura 1.3, consiste nell'unione di due transistor connessi assieme, in modo tale che il collettore del transistor *pnp* formi la base del transistor *nnp*. E' composto da 4 strati e 3 terminali: l'anodo ed il catodo, in cui entra ed esce la corrente, ed il gate, in cui viene dato l'impulso di corrente per l'accensione. Il meccanismo che ne permette l'innesco ed il mantenimento in conduzione è dovuto al collegamento in retroazione dei due transistor. Un aumento della corrente di base del transistor *nnp* comporta un aumento della corrente di collettore e quindi un aumento della corrente di base del *pnp* che comporterà un ulteriore aumento di corrente di base all'*nnp*. Si instaura quindi un meccanismo di retroazione tale da portare il tiristore dallo stato di alta impedenza a quello di conduzione che può essere interrotto solamente applicando una tensione negativa tra anodo e catodo.

Quando il catodo si trova ad una tensione superiore dell'anodo il dispositivo è polarizzato inversamente e non vi è alcun passaggio di corrente. Se invertita la polarizzazione invece, in assenza del segnale di comando, si verifica il passaggio di una piccola corrente attraverso la giunzione, mentre, inviando un impulso al gate, il tiristore, mediante il meccanismo precedentemente spiegato, si porta in conduzione riducendo notevolmente la sua impedenza. Lo spegnimento, quindi il ritorno alle condizioni iniziali, si ottiene solamente

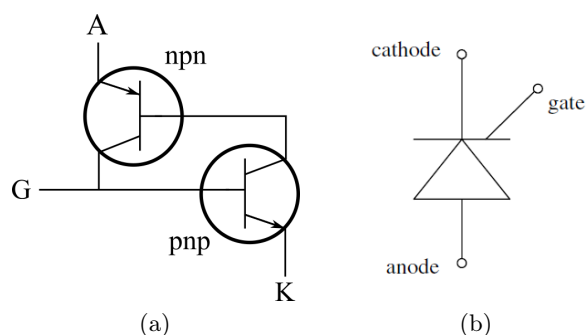


Figura 1.3: Diagramma (a) e simbolo (b) del tiristore.

riducendo la corrente fino al valore nullo e mantenendo la polarizzazione inversa per un intervallo di tempo minimo.

I valori di corrente e tensione massimi, sopportati dai tiristore presenti ora sul mercato, possono arrivare anche a 3 kA e 4 kV. Nell'HVDC, tuttavia, le tensioni raggiungono facilmente le centinaia di kV e l'unica soluzione risulta utilizzare più dispositivi in serie. Per accendere tutti i dispositivi contemporaneamente evitando sovratensioni, i segnali di comando vengono sincronizzati mediante l'utilizzo di driver in fibra ottica per il pilotaggio.

Gate-Turn-Off thyristor (GTO) Il GTO, introdotto negli anni settanta, rese possibile la realizzazione di convertitori a commutazione forzata di elevata potenza. La sua struttura, rappresentata in Figura 1.4, è simile ad un tiristore ma risulta più complessa e richiede inoltre l'utilizzo di circuiti snubber [5, p. 39]. Anch'esso presenta 3 terminali di connessione e lo spegnimento del dispositivo avviene con l'imposizione di un impulso negativo elevato della corrente di gate. Questo, si traduce in un onere maggiore per la

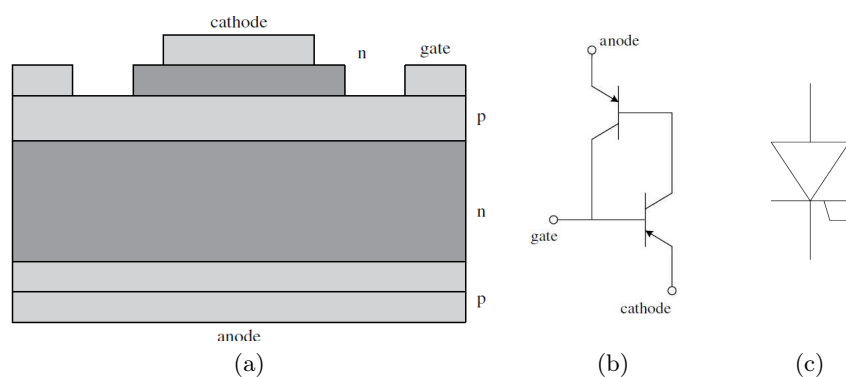


Figura 1.4: Struttura (a), diagramma (b) e simbolo (c) del GTO.

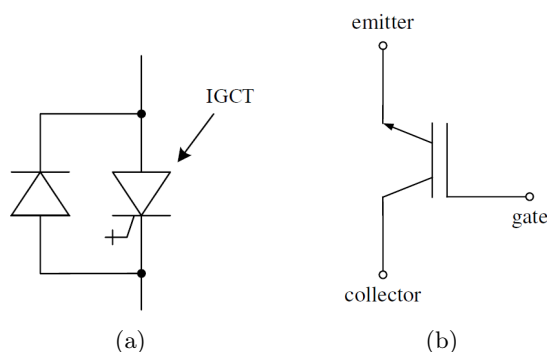


Figura 1.5: Simbolo dell'IGCT (a) e dell'IGBT (b).

costruzione del circuito di pilotaggio poiché dovrà sopportare alti valori di corrente.

La frequenza di commutazione del GTO è modesta e, per applicazioni ad elevata potenza, va da 100 fino a 500 Hz, con tempi di spegnimento attorno ai $5 \div 25 \mu\text{s}$. Attualmente il mercato offre soluzioni che permettono tensioni massime di 4,5 kV e correnti di qualche kA.

Lo svantaggio di questo componente è che non sopporta elevate dV/dt e richiede perciò un circuito snubber, il quale, consiste nel collegare in parallelo al dispositivo un'impedenza ohmico-capacitiva.

Integrated gate-commutated thyristor (IGCT) La necessità di semplificare il circuito snubber del GTO e di migliorare le sue performance di commutazione hanno condotto alla realizzazione dell'IGCT. La procedura di spegnimento del dispositivo avviene come nel GTO ma l'impulso negativo, necessario al gate, ha lo stesso ordine di grandezza della corrente principale. Tuttavia, avendo una durata inferiore (rispetto a quella del GTO), l'energia richiesta per la commutazione dal circuito di pilotaggio risulta molto più bassa. Questo fa sì che non vi siano concentrazioni di corrente durante lo spegnimento abbassandone i tempi da $5 \div 25 \mu\text{s}$ a $1 \mu\text{s}$.

I valori di tensione e corrente massimi sopportati raggiungono i 6 kV e 2 kA, mentre le frequenza di commutazione rimangono attorno ai 500 Hz. Queste, sommate ai rapidi tempi di spegnimento, portano a degli elevati valori di di/dt che sollecitano gravemente il componente.

La soluzione è adoperare dei circuiti snubber per la protezione dalle sovracorrenti: in serie all'IGCT viene posta un'induttanza, con un diodo in anti-parallelo e una resistenza, in modo tale da evitare elevate variazioni di corrente in fase di chiusura e far sì che l'energia immagazzinata sull'induttanza venga dissipata sulla resistenza in fase di apertura. Tuttavia questo comporta un rallentamento della dinamica in fase di apertura sommato ad un peggioramento dell'efficienza nella procedura di spegnimento.

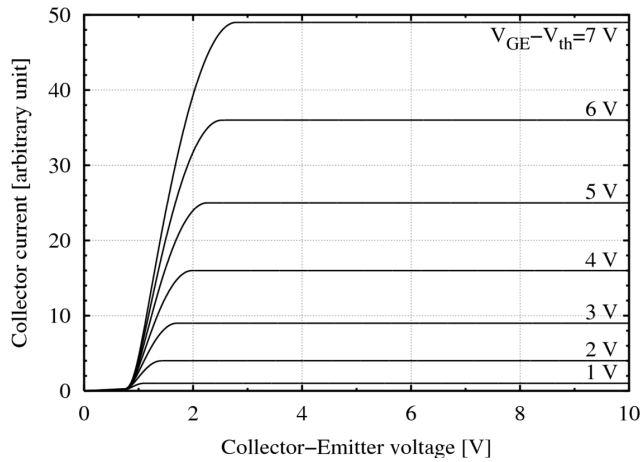


Figura 1.6: Caratteristica tensione-corrente dell'IGBT.

Insulated-Gate Bipolar Transistor (IGBT) Lo sviluppo della tecnologia dei MOSFET per applicazioni ad elevata potenza ha portato alla realizzazione dell'IGBT. Questo componente, infatti, può essere considerato come un'integrazione tra il transistor ed il MOSFET. Esso viene utilizzato nel campo delle alte tensioni dagli anni novanta ed ha già raggiunto valori massimi sopportati attorno ai 5 kV. Nonostante si comporti come un transistor a giunzione bipolare (BJT), ha una struttura a doppio transistor come il tiristore.

L'IGBT riesce a combinare un'elevata impedenza e basse perdite di conduzione con l'elevata potenza dei BJT e dei tiristori. Il pregio, e particolarità di questo componente, è il fatto di avere il gate isolato dal circuito di potenza; il suo simbolo infatti, rappresentato in Figura 1.5, sta a significare che il componente sfrutta l'effetto di campo per portarsi in conduzione. Infatti, la sua caratteristica tensione-corrente, riportata in Figura 1.6, risulta simile a quella del MOSFET.

I vantaggi dell'IGBT sono dati dal circuito di pilotaggio, reso più semplice rispetto a quello del GTO dalla possibilità del controllo in tensione. I valori di corrente, sopportati dai dispositivi attuali, sono circa $1 \div 2 \text{ kA}$, le cadute di tensione in conduzione non superano i $2 \div 3 \text{ V}$ (per tensioni di blocco attorno al kV) e i tempi di commutazione sono dell'ordine dei μs . Grazie a questi valori molto performanti l'IGBT sta prendendo sempre più piede nel campo delle applicazioni ad alta potenza.

1.4 Meccanismo di trasferimento della potenza

I generatori di potenza in un sistema elettrico CA convenzionale devono operare esattamente alla stessa frequenza e in perfetto sincronismo. Nel gene-

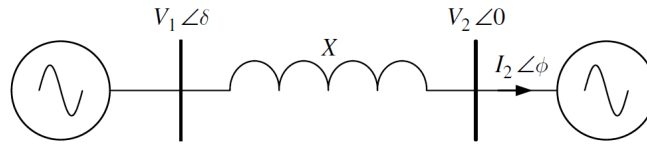


Figura 1.7: Circuito equivalente monofase che rappresenta la connessione tra due nodi della rete.

ratore sincrono tradizionale il valore della tensione in uscita viene controllato mediante la corrente di eccitazione mentre l'angolo di sfasamento tra *f.e.m.* a vuoto e tensione di rete è determinato dalla coppia meccanica sviluppata dal motore primo. Analogamente il convertitore di potenza dovrà avere la possibilità di regolare il valore e l'angolo di fase della tensione di uscita lato CA rispetto a quella di rete.

Linee di trasmissione, trasformatori e generatori hanno carattere prevalentemente induttivo così come la gran parte dei carichi. L'induttanza porta ad uno sfasamento tra le forme d'onda di tensione prima e dopo di essa, e questo effetto, finisce per condizionare l'efficienza del processo di trasmissione di potenza.

In un sistema in cui le grandezze variano in modo sinusoidale ed alla stessa frequenza, la potenza attiva e reattiva sono espresse come:

$$P = 3VI \cos(\phi),$$

$$Q = 3VI \sin(\phi),$$

dove V e I sono i valori efficaci e ϕ è l'angolo di sfasamento tra i fasori di tensione di fase e corrente di linea.

Per valutare la potenza scambiata fra due sistemi, nell'ipotesi di sistema equilibrato e simmetrico, si fa riferimento allo schema equivalente monofase di Figura 1.7, in cui è rappresentata una linea puramente induttiva che collega due generatori ideali (che possono anche essere considerati come nodi di rete). Ponendo il vettore di tensione V_2 sull'asse reale è possibile costruire il diagramma fasoriale di Figura 1.8 in cui la tensione del generatore 1 anticipa di un angolo δ quella del generatore 2.

La corrente che scorre attraverso la linea quindi risulta:

$$\bar{I}_2 = \frac{\bar{V}_1 - \bar{V}_2}{jX}.$$

Dalla formula si nota che il vettore $jX\bar{I}_2$ è pari alla differenza delle tensioni. Dividendolo nelle due componenti rappresentate nel diagramma, si ottiene:

$$I_2 X \cos(\phi) = V_1 \sin(\delta),$$

$$I_2 X \sin(\phi) = V_1 \cos(\delta) - V_2.$$

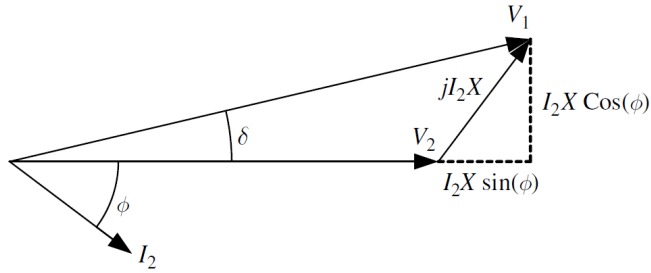


Figura 1.8: Diagramma fasoriale delle tensioni e correnti.

Moltiplicando per V_2 e dividendo per X entrambe le equazioni si ottengono quindi le potenze scambiate:

$$\begin{aligned}
 P &= 3V_2I_2 \cos(\phi) = 3 \frac{V_1V_2 \sin(\delta)}{X}, \\
 Q &= 3V_2I_2 \sin(\phi) = 3 \frac{V_2(V_1 \cos(\delta) - V_2)}{X}.
 \end{aligned}
 \tag{1.1}$$

Nell'ipotesi che il valore dell'angolo δ sia piccolo è lecito approssimare $\sin(\delta) \cong \delta$ e $\cos(\delta) \cong 1$. L'equazione 1.1 dimostra che, mantenendo costante il modulo di V_2 , per regolare la potenza attiva trasmessa occorre agire sull'angolo δ , mentre per regolare la potenza reattiva bisogna variare il modulo della tensione V_1 .

Capitolo 2

Convertitori HVDC-VSC

Come già detto, i principali difetti dei convertitori a commutazione di linea sono l'assorbimento di potenza reattiva (sia lavorando da raddrizzatore che da inverter), la generazione di armoniche di corrente a bassa frequenza, la necessità di una rete "attiva" (cioè con sorgenti), per la commutazione dei tiristori, e la variazione di tensione lato CC per effetto della commutazione¹. Queste problematiche vengono eliminate adottando convertitori a commutazione forzata basati su componenti elettronici comandabili sia in accensione che in spegnimento.

Essendo in grado di operare nei 4 quadranti questi convertitori statici permettono di migliorare notevolmente la flessibilità del sistema di trasmissione. Il VSC (Voltage Source Converter) permette di controllare tanto il flusso di potenza attiva nei due sensi quanto di scambiare potenza reattiva di segno opposto lato CA. La limitazione è data dal valore massimo di potenza del convertitore che risulta attorno ai 500 MW nonostante si stia ricercando di migliorare la tecnologia per aumentare i valori di tensione e corrente ammissibili dei componenti.

Come anticipato il VSC non richiede una sorgente esterna per la commutazione e in virtù di un'elevata frequenza di commutazione, mediante il controllo PWM² o altre tecniche di commutazione, è possibile ridurre sensibilmente la generazione di armoniche a bassa frequenza mentre per quelle di ordine elevato è sufficiente un filtro di dimensionamento molto meno oneroso.

2.1 Topologie dei Convertitori HVDC-VSC

La tecnologia presente ad oggi nei convertitori a commutazione forzata predilige l'uso dei VSC basati su IGBT poiché riescono a sopportare le alte frequenze di commutazione richieste dalle tecniche di controllo per

¹Durante la commutazione si ha una caduta di tensione generata dall'induttanza di linea pari a $6fLI_{dc}$, dove f è la frequenza di rete e I_{dc} è la corrente sul lato CC.

²L'algoritmo verrà approfondito nelle sezioni successive.

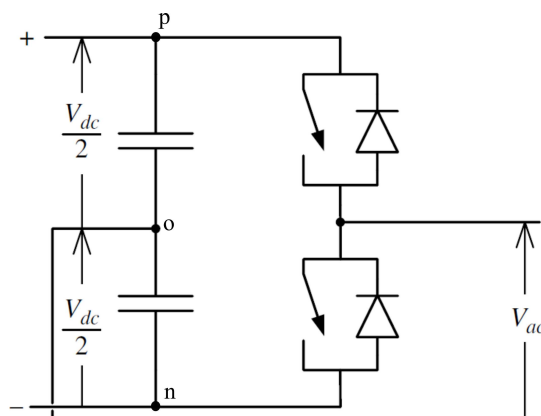


Figura 2.1: Schema di un convertitore a mezzo ponte monofase.

un'efficace limitazione del contenuto armonico. I componenti sono dotati di diodi in antiparallelo che devono essere in grado di sostenere le correnti in caso di guasto lato CC per un tempo pari all'intervento dell'interruttore di manovra sul lato CA e sono inoltre soggetti alle correnti di energizzazione dei condensatori in fase iniziale.

Nei convertitori multi-livello, dove non viene usato il controllo PWM e le frequenze di commutazione sono dell'ordine della fondamentale, trovano impiego dispositivi come i GTO e gli IGCT. In particolare gli ultimi sono ideali per applicazioni HVDC a bassa frequenza grazie alle alte correnti sopportate, alla resistenza ad elevate tensioni inverse e alla richiesta di circuiti snubber semplici.

In questa sezione verranno illustrate le strutture basi adottate nei principali convertitori HVDC-VSC:

- Convertitore trifase a due livelli,
- Convertitore trifase a tre livelli,
- Convertitore multi-modulo,
- Convertitore multi-livello.

2.1.1 Convertitore trifase a due livelli

La struttura più semplice è quella del convertitore a mezzo ponte, monofase, a due livelli rappresentato in Figura 2.1. Esso è costituito due interruttori, uno superiore e uno inferiore, consistenti in switch elettronici unidirezionali, controllabili in accensione e spegnimento con un diodo connesso in antiparallelo. Il sistema in CC mantiene la tensione di rete divisa equamente tra i due condensatori che, nell'ipotesi di valori di frequenza e capacità sufficientemente elevati, possono essere assimilati a generatori di tensione.

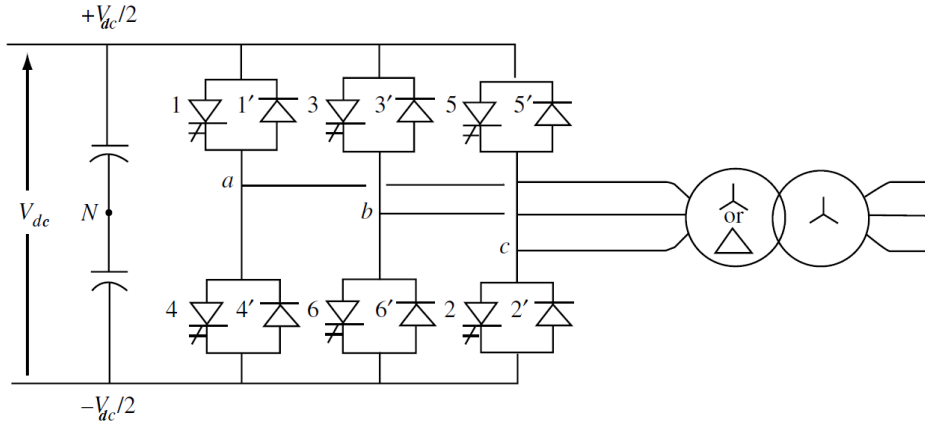


Figura 2.2: Schema di un convertitore a mezzo ponte trifase.

Il VSC a mezzo ponte è chiamato convertitore a due livelli perché la tensione sul lato CA può assumere o il potenziale del nodo p o quello del nodo n . Indicando con s_1 ed s_2 lo stato dei rispetti interruttori, quando $s_1 = 1$ ed $s_2 = 0$, l'interruttore superiore è chiuso e sul carico è applicata la tensione $\frac{V_{DC}}{2}$, viceversa, per $s_1 = 0$ e $s_2 = 1$, la tensione sul carico risulta $-\frac{V_{DC}}{2}$. Lo stato dei due interruttori deve essere complementare e la loro somma deve sempre dare 1. Si può notare che lo switch che si trova nello stato 0 deve sopportare la totale tensione continua pari a V_{DC} .

L'estensione al sistema trifase del convertitore a mezzo ponte è il convertitore trifase a due livelli illustrato in Figura 2.2. Esso è composto da 3 identici rami del convertitore a mezzo ponte disposti in parallelo. Nelle applicazioni di potenza il VSC tipicamente è collegato al sistema trifase attraverso un trasformatore mediante la connessione dei 3 terminali. Nel caso sia necessario l'allacciamento anche al terminale di neutro allora il VSC dovrà essere costruito in modo da permettere l'accesso al morsetto N .

Le tensioni sulle fasi, riferite al nodo N , risultano come per il convertitore monofase pari a $\frac{V_{DC}}{2}$ e $-\frac{V_{DC}}{2}$ a seconda dello stato degli interruttori. Tuttavia, facendo riferimento alla tensione concatenata, si nota che il valore massimo raggiungibile risulta V_{DC} . Conseguentemente, si dimostra che è possibile ottenere una tensione stellata con valore massimo della fondamentale uguale a $\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$.

2.1.2 Convertitore trifase a tre livelli

Il convertitore trifase a mezzo ponte a tre livelli, chiamato anche NPC (Neutral point clamped), è un convertitore multi-livello che offre un'alternativa per ridurre il valore della tensione inversa sugli interruttori. Questo comporta la riduzione del numero di dispositivi in serie richiesti poiché ogni blocco è sottoposto a metà della tensione V_{DC} . Inoltre, essendo a tre livelli, fornisce

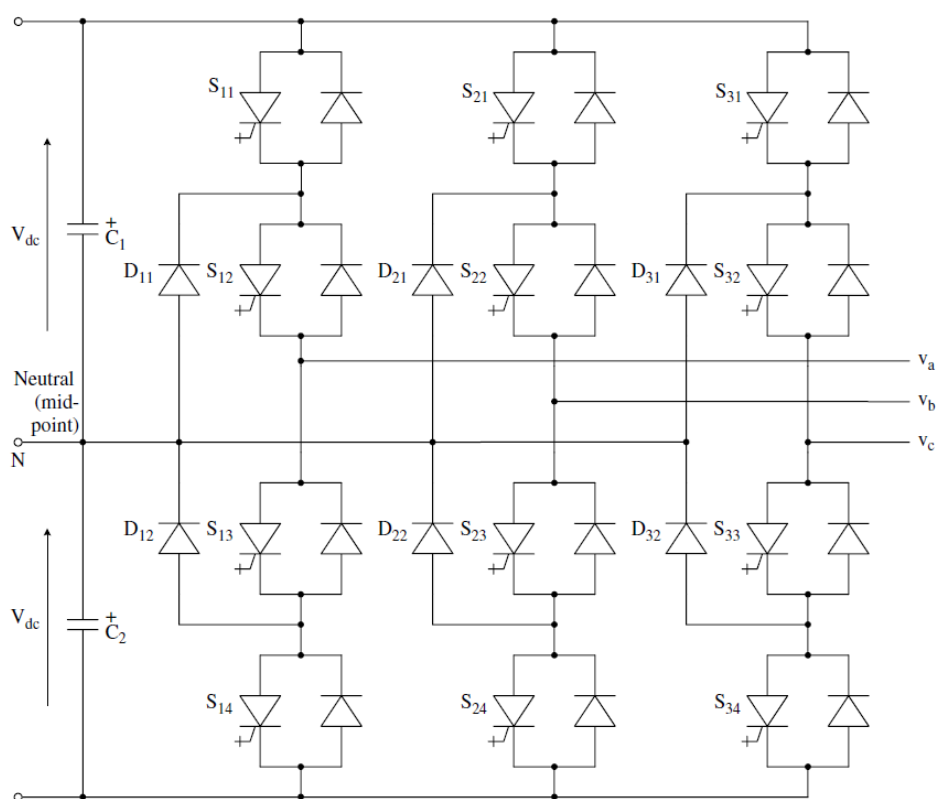


Figura 2.3: Schema di un convertitore trifase NPC.

tensioni lato CA con un minor contenuto armonico rispetto al convertitore a due livelli.

E' dimostrato che il convertitore a mezzo ponte a tre livelli può essere considerato come la combinazione di due convertitori a mezzo ponte a due livelli. Di questi due, uno è responsabile della generazione delle tensioni positive e l'altro di quelle negative. Di conseguenza anche il principio di funzionamento, la modellizzazione ed il controllo possono essere dedotti da quelli del convertitore a due livelli.

La Figura 2.4 mostra lo schema di un ramo del convertitore NPC. Il primo mezzo ponte è composto dagli switch Q_{1-1}/D_{1-1} e Q_{4-1}/D_{4-1} mentre del secondo fanno parte Q_{1-2}/D_{1-2} e Q_{4-2}/D_{4-2} . La rete nel lato in CC è divisa in due metà uguali ed alimentata da due generatori di tensione identici. Il punto medio, 0, è connesso ai mezzi ponti tramite i diodi di blocco D_2 e D_3 .

Come per il convertitore a due livelli chiamando s lo stato degli interruttori deve risultare sempre $s_{1-1} + s_{4-1} = 1$ e $s_{1-2} + s_{4-2} = 1$. Esprimendo le tensioni con riferimento al punto 0 e ipotizzando di voler generare una tensione

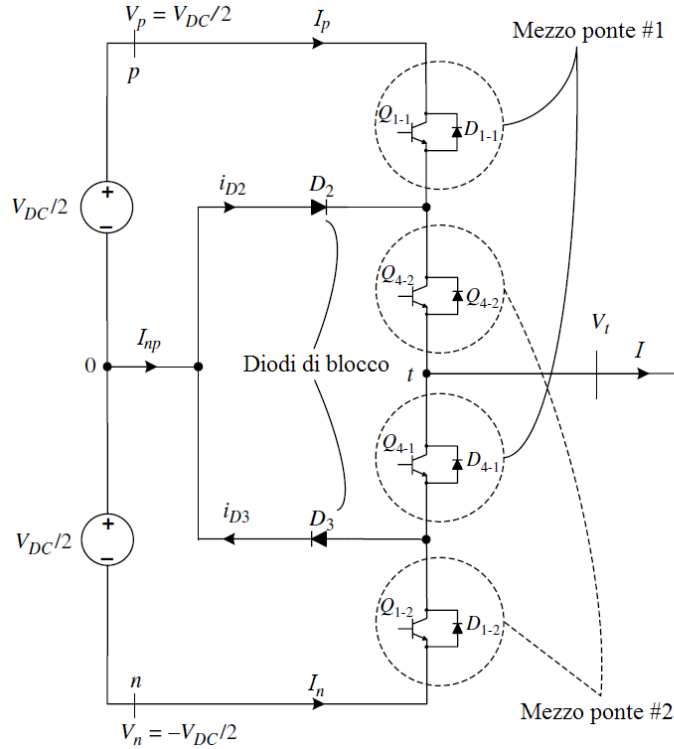


Figura 2.4: Schema di un ramo del convertitore NPC.

positiva, quindi con $s_{1-2} = 0$ ($s_{4-2}=1$), si ottiene:

$$V_t = \frac{V_{DC}}{2} \quad \text{per } s_{1-1} = 1, s_{4-1} = 0$$

$$V_t = 0 \quad \text{per } s_{1-1} = 0, s_{4-1} = 1$$

Volendo invece generare una tensione negativa, perciò mantenendo gli stati $s_{1-1} = 0$ ($s_{4-1} = 1$):

$$V_t = -\frac{V_{DC}}{2} \quad \text{per } s_{1-2} = 1, s_{4-2} = 0$$

$$V_t = 0 \quad \text{per } s_{1-2} = 0, s_{4-2} = 1$$

L'unica condizione indeterminata risulta per $s_{1-1} = 1$ e $s_{4-1} = 1$. In questo caso a determinare la tensione è il verso della corrente:

$$i > 0 \quad \Rightarrow \quad V_t = -\frac{V_{DC}}{2}$$

$$i < 0 \quad \Rightarrow \quad V_t = \frac{V_{DC}}{2}$$

la tensione che si genera tende ad opporsi alla corrente.

2.1.3 Convertitore multi-modulo

Un'estensione del convertitore a due livelli è il convertitore multi-modulo. Il limite massimo della tensione permessa può essere aumentata attraverso la connessione in serie di più moduli di VSC trifase a mezzo ponte, identici.

La Figura 2.5 mostra uno schema di un VSC con n moduli nei quali n identici VSC a due livelli sono connessi in serie e parallelo rispettivamente al lato CA e CC. In questa configurazione tutti i moduli condividono la stessa tensione sul bus in CC.

Un'alternativa può risultare la connessione in serie degli n moduli anche sul lato in CC. In entrambe le configurazioni le tensioni generate dei moduli VSC sono sommate l'una con l'altra dai corrispondenti trasformatori con

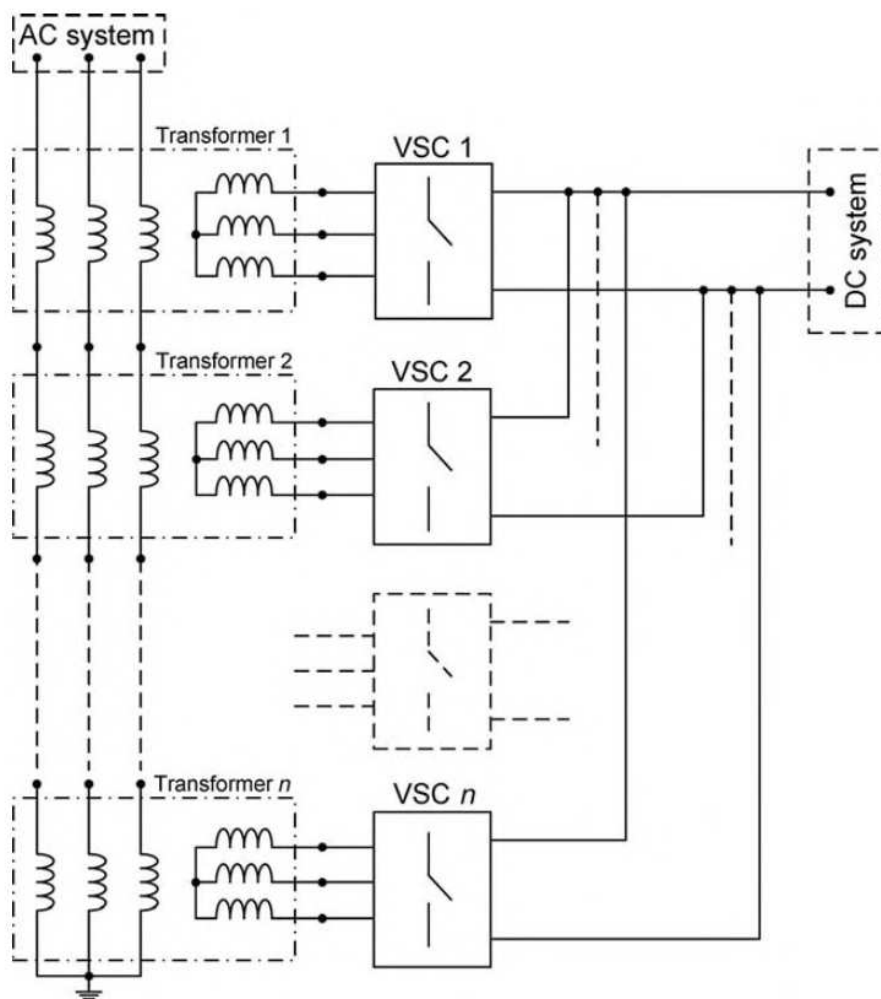


Figura 2.5: Schema di un convertitore multi-modulo.

l'avvolgimento aperto, al fine di raggiungere il valore di tensione della rete.

Una delle caratteristiche della configurazione multi-livello è la sua modularità in modo che tutti i moduli e i trasformatori siano identici. Grazie a questa peculiarità si riducono i costi di produzione, la manutenzione risulta facilitata e si possono mantenere a disposizione delle parti di scorta.

Tramite opportuni algoritmi di controllo è possibile impostare degli opportuni angoli di accensione degli switch in modo da ottenere la cancellazione di determinate armoniche.

Gli svantaggi di questi convertitori sono la complessità nel controllo e nella sincronizzazione di tutti i moduli e la presenza di molti componenti che aumentano le probabilità che si verifichi un guasto.

2.1.4 Convertitore multi-livello

Un'altra opzione per soddisfare la richiesta di maggiore tensione in uscita ed avere meno sollecitazioni sui componenti è l'utilizzo di convertitori multi-livello.

Esistono più configurazioni di questo convertitore ma la più utilizzata risulta la DCC (Diode-Clamped Converter). Questi VSC multi-livello sono una generalizzazione del convertitore trifase a tre livelli NPC. La loro configurazione è molto promettente nel campo delle applicazioni di potenza.

In Figura 2.6 è riportato uno schema concettuale di un convertitore ad n livelli nel quale ogni gamba del convertitore è rappresentata simbolicamente da un selettore fittizio mentre il bus in CC consiste in $n - 1$ capacità identiche. Basandosi sulla strategia di commutazione progettata ogni switch connette la corrispondente fase lato CA ad uno degli n nodi disponibili. Si può notare che per $n = 3$ la configurazione risulta identica al convertitore a tre livelli NPC.

Un requisito principale che devono avere i convertitori multi-livello è la capacità di mantenere la tensione uguale, con uno scarto minimo prestabilito, su tutti i condensatori, sia in regime stazionario che in regime dinamico. Se questa condizione viene meno il convertitore non riesce a garantire la generazione delle tensioni di riferimento finendo per collassare.

Concettualmente ci sono due approcci per assestare possibili derive delle tensioni sui condensatori. Il primo prevede l'utilizzo di un circuito ausiliario indipendente dal convertitore che iniettando corrente nei condensatori ne regola la tensione. Il secondo si basa sull'ottimizzazione della strategia di controllo del convertitore agendo sulle commutazioni degli interruttori senza condizionare la tensione in uscita. Nonostante questo approccio richieda un controllo più elaborato risulta comunque il più utilizzato in quanto offre una soluzione più raffinata ed economica.

Lo svantaggio di questa configurazione sono i maggiori costi di realizzazione rispetto ai tradizionali convertitori a due o tre livelli e la complessità nel controllo delle tensioni quando si cresce con i livelli.

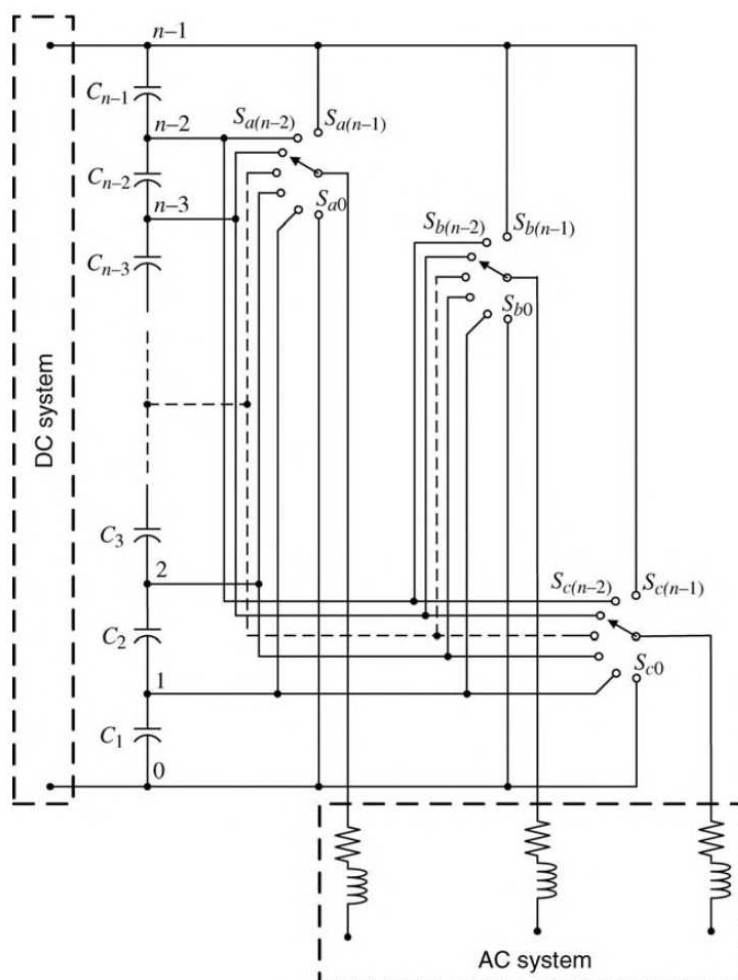


Figura 2.6: Schema concettuale del convertitore multi-livello.

2.2 Algoritmi di controllo

Come anticipato nella sezione 1.3 gli switch vengono comandati dal segnale fornito al morsetto di Gate dei componenti allo stato solido. Gli algoritmi per ricavare questi segnali risultano una componente fondamentale nella strategia di controllo del convertitore. È proprio la funzione, la struttura ed la frequenza di commutazione sostenibile dai componenti di quest'ultimo infatti a determinare il tipo di algoritmo da utilizzare. Nel seguito verranno approfonditi i principali metodi, utilizzati in ambito HVDC-VSC, per la generazione dei segnali di comando dei componenti allo stato solido:

- Controllo ad onda quadra,
- Controllo PWM (Pulse-Width Modulation),

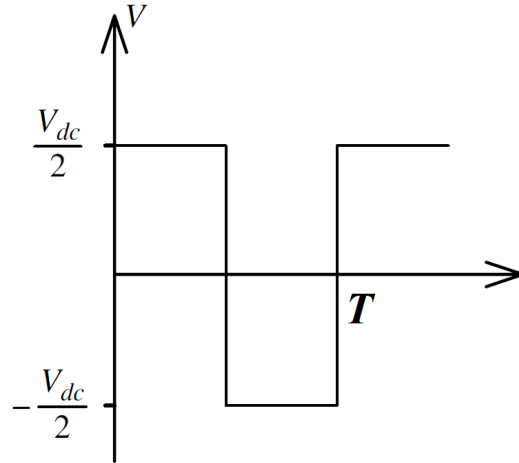


Figura 2.7: Rappresentazione dell'onda quadra di tensione.

- Controllo SVM (Space-Vector Modulation).

2.2.1 Controllo ad onda quadra

Con riferimento al ramo del convertitore a mezzo ponte in Figura 2.1 il metodo di controllo più semplice è la generazione di un'onda quadra con periodo pari a quello della frequenza fondamentale. Dalla Figura 2.7 si può vedere che la tensione applicata sulla fase risulta $V_{dc}/2$ per il primo semiperiodo e $-V_{dc}/2$ nell'altro. È una tensione alternata ma con forma d'onda ben diversa dalla sinusoidale. Tramite la scomposizione in serie di Fourier:

$$V_{a0}(t) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{4 V_{dc}}{(2n+1)\pi} \sin(2n+1)t$$

è possibile vedere che l'ampiezza dell'armonica fondamentale è pari a:

$$\hat{V}_1 = \frac{4}{\pi} \frac{V_{dc}}{2}.$$

Un controllo di questo tipo in un convertitore a due livelli, nonostante la sua semplicità, genera un'onda di tensione con un inquinamento armonico elevato a basse frequenze che risulta dispendioso e difficile da filtrare.

Un alternativa per ridurre il contenuto armonico è rappresentata in Figura 2.8. Essa consiste nell'introduzione di un intervallo, determinato dagli angoli α_1 e α_2 all'interno dei ogni semiperiodo, in cui la tensione viene invertita. Scegliendo il valore degli angoli in modo opportuno è possibile annullare il valore di determinate armoniche. Ogni angolo introdotto in cui si verifica l'inversione della tensione corrisponde ad un grado di libertà per la

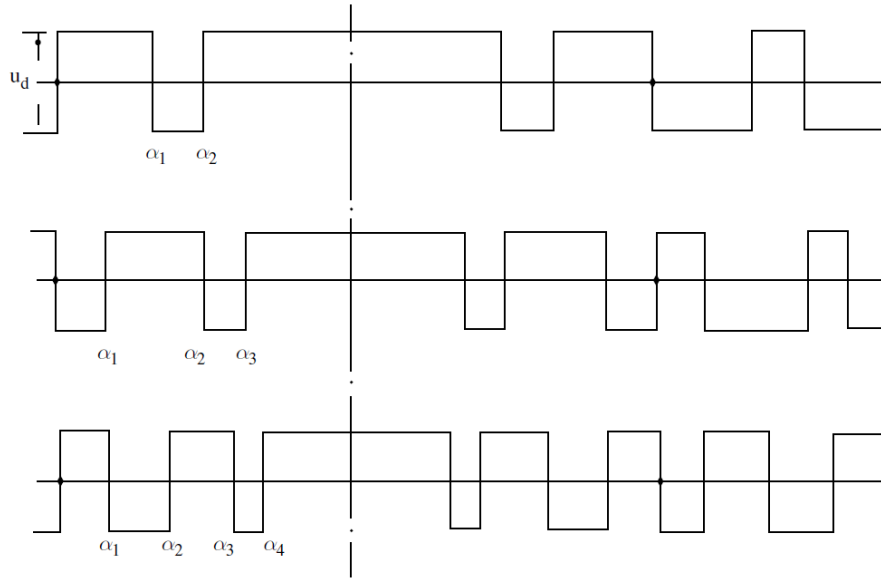


Figura 2.8: Rappresentazione del metodo di cancellazione delle armoniche.

cancellazione di un'armonica. Dati gli angoli di inversione $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_p$ il valore efficace di tensione dell' n -esima armonica è dato dalla formula:

$$V_n = \frac{\sqrt{2}}{\pi n} V_{dc} \left\{ [\cos(n\alpha)]_0^{\alpha_1} - [\cos(n\alpha)]_{\alpha_1}^{\alpha_2} + [\cos(n\alpha)]_{\alpha_2}^{\alpha_3} \dots - [\cos(n\alpha)]_{\alpha_{p-1}}^{\alpha_p} \right\}$$

$$V_n = \frac{\sqrt{2}}{\pi n} V_{dc} \{ 2[\cos(n\alpha_1) - \cos(n\alpha_2) + \cos(n\alpha_3) + \dots] - 1 \}$$
(2.1)

Per verificare il valore della fondamentale ed eliminare la quinta e la settima armonica (visto che la terza viene eliminata automaticamente in un sistema trifase) serviranno tre angoli α che possono essere determinati dalle equazioni:

$$\frac{\pi V_1}{\sqrt{2} V_{dc}} + 1 = 2[\cos(\alpha_1) - \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3)]$$

$$1 = 2[\cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3)]$$

$$1 = 2[\cos(7\alpha_1) - \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3)]$$

Con questo miglioramento, ottimizzando la scelta degli angoli, la frequenza di commutazione degli aumenta ma a favore di un vantaggio importante: la riduzione del contenuto armonico. Nei VSC multi-livello che utilizzano dispositivi come GTO o IGCT è facile trovare questo algoritmo di controllo che viene esteso chiaramente ad ogni porzione del convertitore.

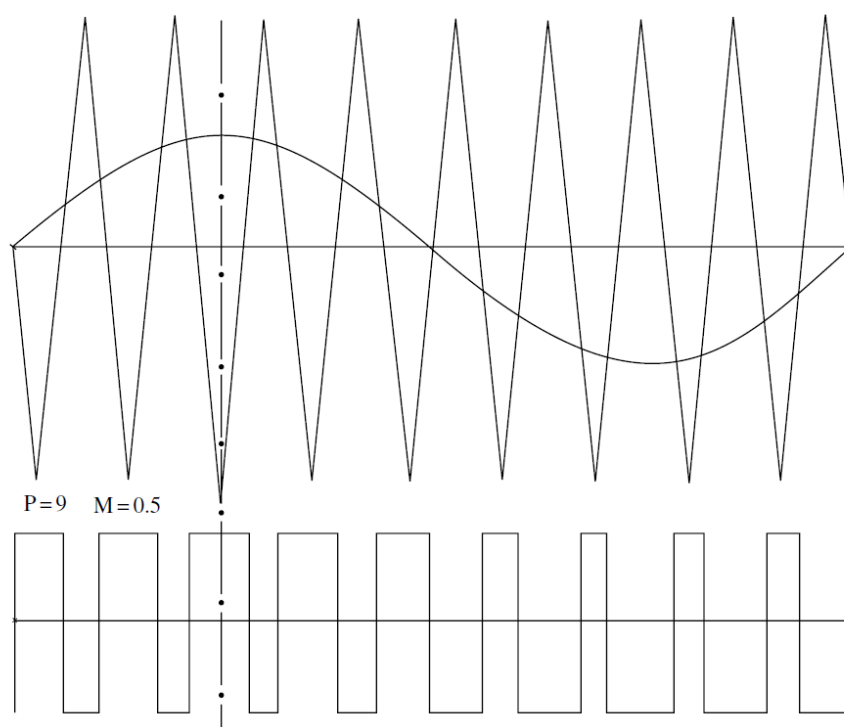


Figura 2.9: Confronto dell'onda portante e modulante.

2.2.2 Controllo PWM

Un metodo di controllo più flessibile per la regolazione della tensione d'uscita di un VSC è adottare una parzializzazione ad alta frequenza della tensione costante lato CC. La forma d'onda in uscita, mediata (tramite i filtri), produce una specifica componente fondamentale di ampiezza e frequenza controllata, eliminando così le armoniche a bassa frequenza. Questo processo è chiamato PWM (Pulse-Width Modulation) proprio perché il valore desiderato della tensione fondamentale e delle sue armoniche è controllato modulando l'ampiezza temporale degli impulsi di tensione.

Per raggiungere un'attenuazione accettabile delle componenti ad alta frequenza, la frequenza di commutazione dovrà essere molto maggiore rispetto alla fondamentale. Questo requisito tuttavia è in contrasto con la necessità di ridurre le perdite per commutazione, poiché l'energia persa in una commutazione verrà messa in gioco più volte in un periodo.

Per fornire una soluzione al controllo sia di tensione che di frequenza l'onda PWM viene ricavata dal confronto di un'onda triangolare di ampiezza V_{tri} normalizzata (detta segnale portante), con l'onda sinusoidale di riferimento (detta segnale modulante) di ampiezza V_{rif} , come mostrato in Figura 2.9. Il segnale d'uscita risulterà pari ad 1 quando il valore dell'onda sinusoidale è maggiore della fondamentale e 0 quando invece è minore. Per ogni periodo

dell'onda triangolare si otterrà in uscita un impulso di valore medio pari a quello assunto dall'onda sinusoidale. Perché questo riesca in modo corretto, come anticipato, è necessario che la frequenza della portante risulti molto più alta della fondamentale al punto da poter considerare costante il valore di quest'ultima in un periodo dell'onda triangolare. L'ampiezza della tensione massima senza andare in sovra-modulazione³, facendo riferimento al convertitore in Figura 2.1, potrà arrivare a $V_{dc}/2$, quindi ad un valore più basso rispetto a quello ottenuto con il controllo ad onda quadra.

Caratteristici dell'onda PWM sono il *rapporto di modulazione d'ampiezza*:

$$m_a = \frac{V_{rif}}{V_{tri}} = \frac{\hat{V}_a}{\frac{V_{dc}}{2}}$$

definito come la relazione tra il valore di picco del segnale di riferimento e quello dell'onda triangolare (che equivale al rapporto tra il picco della fondamentale e la tensione $V_{dc}/2$) ed il *rapporto di modulazione di frequenza*:

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

dove f_{tri} è la frequenza dell'onda portante e f_{rif} è la frequenza della fondamentale.

Per quanto l'onda di tensione in uscita al convertitore non sia apparentemente assimilabile ad una sinusoide, assumendo soltanto il valore $V_{dc}/2$ e

³Si ha sovramodulazione quando il rapporto di modulazione di ampiezza supera l'unità.

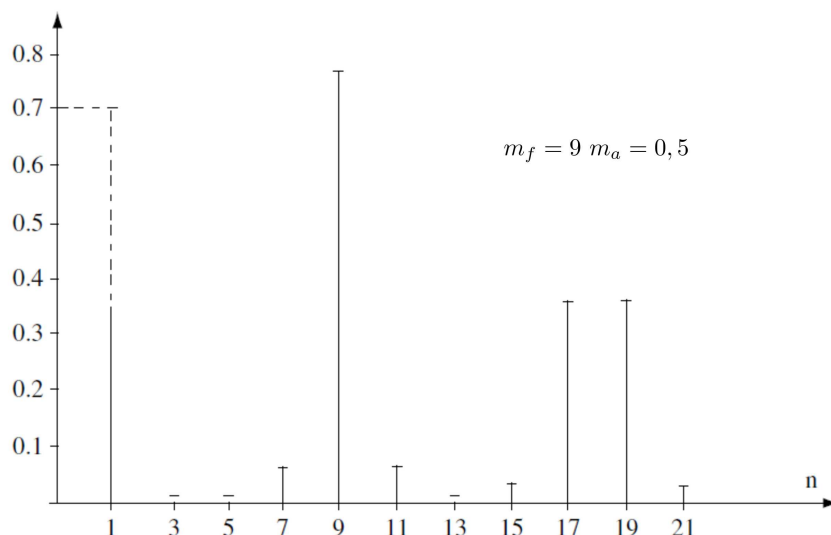


Figura 2.10: Valori efficaci delle componenti armoniche dell'onda PWM.

$-V_{dc}/2$, l'analisi di Fourier permette di identificare la fondamentale esattamente corrispondente al segnale di riferimento.

Il valore efficace delle armoniche generate può essere calcolato sostituendo gli istanti di commutazione con gli angoli nell'equazione (2.1). Risolvendo si trova che le frequenze contenute in un'onda PWM possono essere in linea di principio tutte quelle pari a:

$$nf_{\text{tri}} \pm mf_{\text{rif}}$$

con n ed m pari a numeri interi ($n = 1, 2, \dots$ ed $m = 0, 1, 2, \dots$).

Impostando m_f uguale ad un numero intero dispari la semionda positiva e negativa della PWM risultano simmetriche, così facendo vengono eliminate tutte le armoniche di ordine pari dall'onda in uscita. Per ottenere questo tipo di controllo occorre quindi sincronizzare la frequenza dell'onda portante con quella del segnale modulante. Inoltre scegliendo un rapporto di modulazione di frequenza multiplo di 3 in un sistema trifase, grazie alla sua configurazione verranno eliminate anche le armoniche di ordine m_f e sue multiple. Un esempio dello spettro armonico misurato in un'onda PWM impostando $m_a = 0,5$ e $m_f = 9$ è riportato in Figura 2.10. Nella Tabella 2.1 invece sono riportati i rapporti tra i valori efficaci delle armoniche presenti sulle tensioni concatenate di un sistema trifase e la tensione V_{dc} adottando m_f elevato, dispari e multiplo di 3 e variando i valori di m_a .

La generalizzazione del metodo per poter essere applicato anche a convertitori multi-livello consiste nel generare un'onda portante per ogni suddivisione del livello di tensione facendo in modo che ogni onda PWM d'uscita comandi gli switch di quel livello. Considerando ad esempio il ramo del convertitore in Figura 2.4 si avranno gli switch del mezzo ponte superiore comandati

Ordine armonico	$m_a = 0,2$	$m_a = 0,4$	$m_a = 0,6$	$m_a = 0,8$	$m_a = 1$
1	0,122	0,245	0,367	0,490	0,612
$m_f \pm 2$	0,010	0,037	0,080	0,135	0,195
$m_f \pm 4$				0,005	0,011
$2m_f \pm 1$	0,116	0,200	0,227	0,192	0,111
$2m_f \pm 5$				0,008	0,020
$3m_f \pm 2$	0,027	0,085	0,124	0,108	0,038
$3m_f \pm 4$		0,007	0,029	0,064	0,096
$4m_f \pm 1$	0,100	0,096	0,005	0,064	0,042
$4m_f \pm 5$			0,021	0,051	0,073
$4m_f \pm 7$				0,010	0,030

Tabella 2.1: Valori dei rapporti tra valore efficace delle componenti armoniche nelle tensioni concatenate di un sistema trifase e tensione V_{dc} al variare di m_a .

dall'onda PWM ottenuta dal confronto della portante positiva⁴ con la semionda positiva del riferimento sinusoidale mentre gli switch del mezzo ponte inferiore saranno comandati dall'onda PWM data dal confronto della portante negativa con la porzione di semionda negativa dell'onda di riferimento.

2.2.3 Vettori spaziali e Controllo SVM

In un convertitore trifase VSC è importante conoscere in modo chiaro e semplice, in ogni istante, il valore delle tensioni e delle correnti. Le trasformate $\alpha\beta$ e dq che verranno descritte in questo paragrafo servono a semplificare l'analisi ed il controllo delle grandezze. Il vantaggio più importante introdotto dall'uso dei vettori spaziali in coordinate dq risulta infatti la possibilità di esprimere una grandezza sinusoidale tramite una componente continua.

Si consideri la seguente terna trifase bilanciata:

$$\begin{aligned} f_a(t) &= \hat{f} \cos(\omega t + \vartheta_0) \\ f_b(t) &= \hat{f} \cos(\omega t + \vartheta_0 - \frac{2\pi}{3}) \\ f_c(t) &= \hat{f} \cos(\omega t + \vartheta_0 - \frac{4\pi}{3}) \end{aligned} \quad (2.2)$$

dove \hat{f} , ϑ_0 e ω sono il valore massimo, lo sfasamento iniziale e la frequenza angolare. Il vettore spaziale della 2.2 è definito come:

$$\bar{f}(t) = \frac{2}{3} \left[e^{j0} f_a(t) + e^{j\frac{2\pi}{3}} f_b(t) + e^{j\frac{4\pi}{3}} f_c(t) \right]$$

Sostituendo f_a , f_b , f_c e riscrivendo il $\cos(\vartheta) = \frac{1}{2}(e^{j\vartheta} + e^{-j\vartheta})$ si ottiene:

$$\bar{f}(t) = (\hat{f} e^{j\vartheta_0}) e^{j\omega t} = \underline{f} e^{j\omega t} \quad (2.3)$$

La componente complessa \underline{f} può essere rappresentata come un vettore nel piano complesso e se \hat{f} è costante il vettore è analogo al classico fasore utilizzato nell'analisi dei circuiti lineari in regime stazionario (Figura 2.11). Si noti che $\bar{f}(t)$ mantiene la stessa forma espressa nella (2.3) anche se l'ampiezza non è costante. Se \hat{f} è funzione del tempo invece anche il fasore \underline{f} lo sarà.

Un'estensione della definizione di vettore spaziale può essere fatta considerando una funzione variabile in ampiezza e in frequenza nel tempo. Data:

$$\begin{aligned} f_a(t) &= \hat{f}(t) \cos[\vartheta(t)] \\ f_b(t) &= \hat{f}(t) \cos \left[\vartheta(t) - \frac{2\pi}{3} \right] \\ f_c(t) &= \hat{f}(t) \cos \left[\vartheta(t) - \frac{4\pi}{3} \right] \end{aligned} \quad (2.4)$$

⁴Le onde portanti sono 2, una che oscilla da 0 a 1 ed una negativa che varia da 0 a -1.

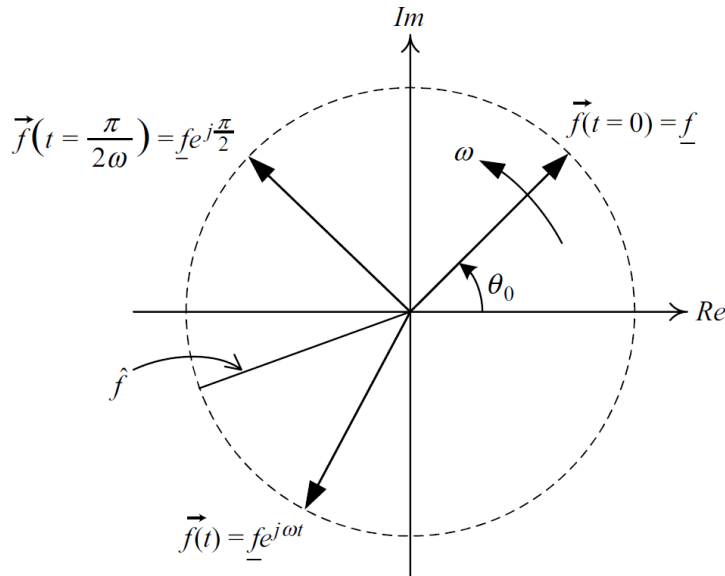


Figura 2.11: Rappresentazione di un vettore spaziale nel piano complesso.

dove

$$\vartheta(t) = \vartheta_0 + \int_0^t \omega(\tau) d\tau$$

il vettore spaziale corrispondente è espresso come:

$$\bar{f}(t) = \hat{f}(t) e^{k\vartheta(t)}$$

Come anticipato esso contiene informazioni sull'ampiezza, l'angolo di fase e la frequenza della terna trifase che però deve rispettare la condizione $f_a(t) + f_b(t) + f_c(t) = 0$. Nella conversione in vettore spaziale infatti le informazioni sulle componenti omopolari della terna trifase vengono perse.

Il valore reale delle componenti può essere ricavato dal corrispondente vettore spaziale secondo le equazioni:

$$\begin{aligned} f_a(t) &= \operatorname{Re} \left\{ \bar{f}(t) e^{-j0} \right\} \\ f_b(t) &= \operatorname{Re} \left\{ \bar{f}(t) e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right\} \\ f_c(t) &= \operatorname{Re} \left\{ \bar{f}(t) e^{-j\frac{4\pi}{3}} \right\} \end{aligned} \quad (2.5)$$

dove Re è la parte reale dell'operatore. Dalla (2.5) si vede che le componenti $f_a(t)$, $f_b(t)$ e $f_c(t)$ sono le proiezioni dei relativi vettori del piano complesso $\bar{f}(t)$, $\bar{f}(t) e^{-j\frac{2\pi}{3}}$ e $\bar{f}(t) e^{-j\frac{4\pi}{3}}$ sull'asse reale.

Trasformazione di Clarke

Introducendo il concetto di vettore spaziale per la semplificazione delle funzioni trifase simmetriche si è visto come esso risulti una funzione complessa, variabile nel tempo, che può venire chiaramente espressa in un sistema a coordinate polari. Questa rappresentazione tuttavia è molto usata negli studi di ampiezza e fase di sistemi dinamici ma nella progettazione e l'implementazione dei controlli automatici risulta scomoda da utilizzare. E' preferibile infatti considerare il vettore spaziale separando la componente reale e quella immaginaria.

La trasformazione di Clarke introduce la rappresentazione del vettore spaziale in un sistema di coordinate cartesiane chiamate comunemente α e β . Dato il vettore spaziale:

$$\bar{f}(t) = \frac{2}{3} \left[e^{j0} f_a(t) + e^{j\frac{2\pi}{3}} f_b(t) + e^{j\frac{4\pi}{3}} f_c(t) \right] \quad (2.6)$$

si può fare la scomposizione nelle componenti reale ed immaginaria:

$$\bar{f}(t) = f_\alpha(t) + j f_\beta(t) \quad (2.7)$$

dove f_α e f_β sono riferiti alle componenti sugli assi α e β di $\bar{f}(t)$.

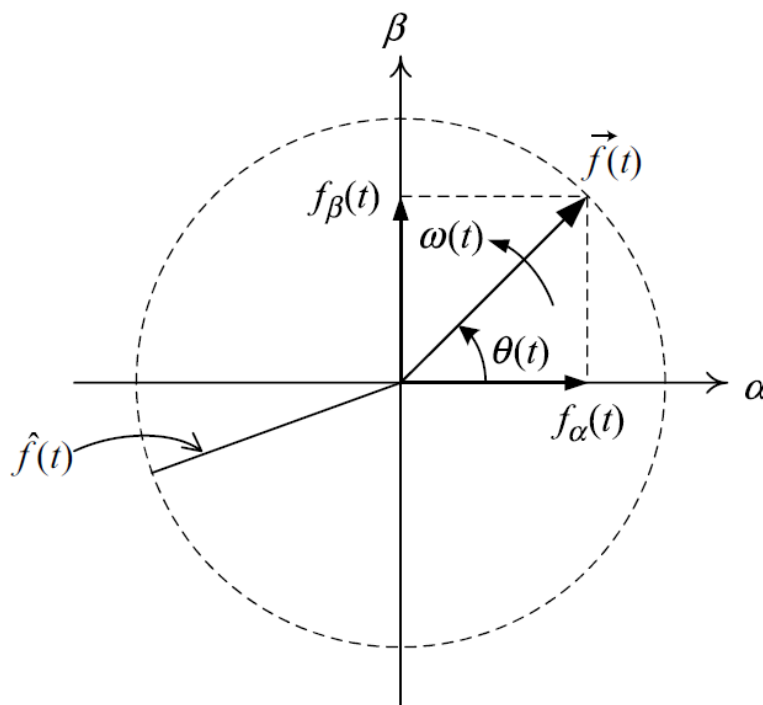


Figura 2.12: Rappresentazione delle componenti α e β di un vettore spaziale.

Uguagliando la (2.7) e la (2.6) le componenti reale ed immaginaria risultano:

$$\begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \mathbf{C} \begin{bmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

dove:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

è la matrice della trasformazione di Clarke.

Sostituendo la (2.7) nella (2.5) la terna f_{abc} può essere riscritta come:

$$\begin{aligned} f_a(t) &= \operatorname{Re} \left\{ [f_\alpha(t) + j f_\beta(t)] e^{-j0} \right\} = f_\alpha(t) \\ f_b(t) &= \operatorname{Re} \left\{ [f_\alpha(t) + j f_\beta(t)] e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right\} = -\frac{1}{2} f_\alpha(t) + \frac{\sqrt{3}}{2} f_\beta(t) \\ f_c(t) &= \operatorname{Re} \left\{ [f_\alpha(t) + j f_\beta(t)] e^{-j\frac{4\pi}{3}} \right\} = -\frac{1}{2} f_\alpha(t) - \frac{\sqrt{3}}{2} f_\beta(t) \end{aligned} \quad (2.10)$$

che in base alla (2.9), può essere riscritta in forma matriciale come:

$$\begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix} = \mathbf{C}^T \begin{bmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Le equazioni (2.8) e (2.11) introducono le matrici di trasformazione, di Clarke e inversa, dalle coordinate abc alle coordinate $\alpha\beta$ e viceversa. Considerando la Figura 2.12 si può notare che le componenti $f_\alpha(t)$ e $f_\beta(t)$ sono le proiezioni del vettore $\vec{f}(t)$ rispettivamente sull'asse reale (asse α) e sull'asse immaginario (asse β). Inoltre valgono le seguenti relazioni:

$$\begin{aligned} \hat{f}(t) &= \sqrt{f_\alpha^2(t) + f_\beta^2(t)} \\ \cos[\vartheta(t)] &= \frac{f_\alpha(t)}{\hat{f}(t)} = \frac{f_\alpha(t)}{\sqrt{f_\alpha^2(t) + f_\beta^2(t)}} \\ \sin[\vartheta(t)] &= \frac{f_\beta(t)}{\hat{f}(t)} = \frac{f_\beta(t)}{\sqrt{f_\alpha^2(t) + f_\beta^2(t)}} \end{aligned}$$

Trasformazione di Park

Il controllo in coordinate $\alpha\beta$ ha il vantaggio di ridurre il numero degli anelli di retroazione da 3 (abc) a 2 ($\alpha\beta$) ma i segnali di riferimento, di retroazione e di

feed-forward risultano ancora funzioni sinusoidali del tempo. Per raggiungere performance soddisfacenti e ridurre al minimo l'errore a regime perciò i regolatori dovranno essere di ordine elevato e la banda passante molto più grande rispetto alla frequenza dei segnali di riferimento. Di conseguenza la progettazione del sistema di controllo non è un compito semplice specialmente quando ci possono essere variazioni della frequenza operativa. Il controllo in coordinate dq offre una soluzione al problema.

Attraverso la trasformazione di Park i segnali, in regime stazionario, assumono una forma d'onda continua diventando costanti. Questo permette l'utilizzo di regolatori con una struttura molto più semplice e di ordine inferiore. Inoltre l'errore a regime può essere annullato con il semplice utilizzo del termine integrale del regolatore.

Dato il vettore spaziale $\bar{f} = f_\alpha + jf_\beta$ la trasformazione di Park o trasformazione dq è definita come:

$$f_d + jf_q = (f_\alpha + jf_\beta)e^{-j\rho(t)} \quad (2.12)$$

che equivale allo sfasamento del vettore $\bar{f}(t)$ di un angolo pari a $-\rho(t)$. La trasformazione inversa invece può essere ottenuta moltiplicando entrambe le parti per $e^{j\rho(t)}$, quindi:

$$f_\alpha + jf_\beta = (f_d + jf_q)e^{j\rho(t)} \quad (2.13)$$

Per dimostrare l'utilità di questa trasformazione si consideri la seguente forma di un vettore spaziale:

$$\bar{f}(t) = f_\alpha + jf_\beta = \hat{f}(t)e^{j[\vartheta_0 + \int \omega(\tau)d\tau]}$$

dove $\omega(t)$ è la pulsazione variabile nel tempo e ϑ_0 lo sfasamento iniziale della terna trifase corrispondente al vettore $\hat{f}(t)$. Scegliendo $\rho(t)$ pari a:

$$\rho(t) = \rho_0 + \int \omega(\tau)d\tau$$

la rappresentazione in coordinate dq di $\bar{f}(t)$ diventa:

$$f_d + jf_q = \hat{f}(t)e^{j(\vartheta_0 - \rho_0)}$$

cioè un vettore fisso in cui le componenti della terna trifase sono funzioni continue. Non è necessario che $\vartheta(t)$ e $\rho(t)$ siano uguali, basta che sia verificata l'uguaglianza:

$$\frac{\partial \vartheta(t)}{\partial t} = \frac{\partial \rho(t)}{\partial t}$$

Per vedere diversamente la trasformazione dq si consideri la (2.13) nella seguente riscrittura:

$$\bar{f} = f_d(1 + 0 \cdot j)e^{j\rho(t)} + f_q(0 + 1 \cdot j)e^{j\rho(t)} \quad (2.14)$$

Il vettore \vec{f} è rappresentato dalle componenti f_d e f_q in un sistema a coordinate ortogonali dove gli assi sono disposti lungo i vettori $(1 + 0 \cdot j)e^{j\rho(t)}$ e $(0 + 1 \cdot j)e^{j\rho(t)}$. Pertanto, come illustrato in Figura 2.13, si può immaginare f come un vettore rappresentato dalle componenti f_d ed f_q in un sistema di coordinate ruotato di un angolo $\rho(t)$ rispetto alle coordinate $\alpha\beta$. Per questo motivo la rappresentazione in coordinate dq viene anche detta in coordinate rotanti, e la velocità di rotazione è scelta in modo da risultare uguale a quella del vettore \vec{f} .

Sostituendo $e^{-j\rho(t)} = \cos(\rho(t)) - j \sin(\rho(t))$ la (2.12) si può riscrivere in forma matriciale:

$$\begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix} = \mathbf{P}[\rho(t)] \begin{bmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

in cui:

$$\mathbf{P}[\rho(t)] = \begin{bmatrix} \cos \rho(t) & \sin \rho(t) \\ -\sin \rho(t) & \cos \rho(t) \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

rappresenta la matrice di trasformazione di Park.

Mentre la trasformazione da coordinate dq ad $\alpha\beta$ può essere riscritta

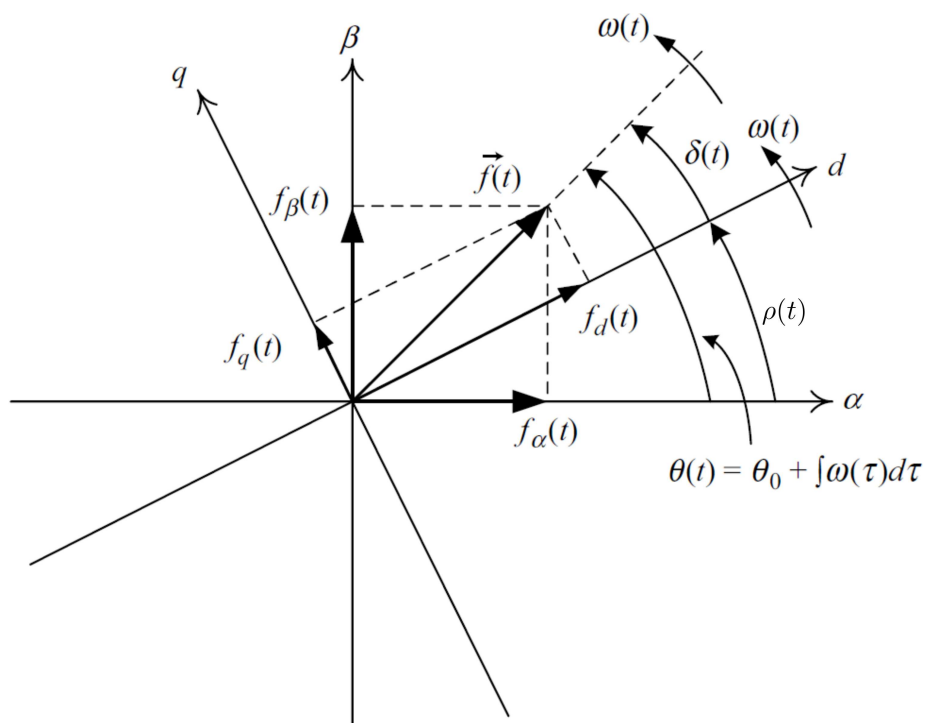


Figura 2.13: Vettore spaziale rappresentato in coordinate $\alpha\beta$ e dq .

come:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix} &= \mathbf{P}^{-1}[\rho(t)] \begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix} \\ &= \mathbf{P}[\rho(-t)] \begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.17)$$

dove

$$\mathbf{P}^{-1}[\rho(t)] = \mathbf{P}[\rho(-t)] = \begin{bmatrix} \cos \rho(t) & -\sin \rho(t) \\ \sin \rho(t) & \cos \rho(t) \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Sostituendo la (2.8) nella (2.15) si ottiene la trasformazione diretta dalle coordinate reali a quelle in dq :

$$\begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \mathbf{T}[\rho(t)] \begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

dove:

$$\mathbf{T}[\rho(t)] = \mathbf{P}[\rho(t)] \mathbf{C} = \begin{bmatrix} \cos[\rho(t)] & \cos[\rho(t) - \frac{2\pi}{3}] & \cos[\rho(t) - \frac{4\pi}{3}] \\ \sin[\rho(t)] & \sin[\rho(t) - \frac{2\pi}{3}] & \sin[\rho(t) - \frac{4\pi}{3}] \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

La trasformazione da coordinate dq a coordinate abc invece si ottiene sostituendo la (2.17) nella (2.11):

$$\begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix} = \mathbf{T}[\rho(t)]^T \begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

in cui:

$$\mathbf{T}[\rho(t)]^T = \mathbf{C}^T \mathbf{P}[\rho(-t)] = \begin{bmatrix} \cos[\rho(t)] & \sin[\rho(t)] \\ \cos[\rho(t) - \frac{2\pi}{3}] & \sin[\rho(t) - \frac{2\pi}{3}] \\ \cos[\rho(t) - \frac{4\pi}{3}] & \sin[\rho(t) - \frac{4\pi}{3}] \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Dalla Figura 2.13 si possono dedurre le seguenti equazioni:

$$\begin{aligned} \hat{f}(t) &= \sqrt{f_d^2(t) + f_q^2(t)} \\ \cos[\delta(t)] &= \frac{f_d(t)}{\hat{f}(t)} = \frac{f_d(t)}{\sqrt{f_d^2(t) + f_q^2(t)}} \\ \sin[\delta(t)] &= \frac{f_q(t)}{\hat{f}(t)} = \frac{f_q(t)}{\sqrt{f_d^2(t) + f_q^2(t)}} \end{aligned}$$

dove $\delta(t) = \vartheta(t) - \rho(t)$.

Vector	S_1	S_3	S_5	S_2	S_4	S_6	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}
$V_0=\{000\}$	0	0	0	1	1	1	0	0	0
$V_1=\{100\}$	1	0	0	0	1	1	$+V_{dc}$	0	$-V_{dc}$
$V_2=\{110\}$	1	1	0	0	0	1	0	$+V_{dc}$	$-V_{dc}$
$V_3=\{010\}$	0	1	0	1	0	1	$-V_{dc}$	$+V_{dc}$	0
$V_4=\{011\}$	0	1	1	1	0	0	$-V_{dc}$	0	$+V_{dc}$
$V_5=\{001\}$	0	0	1	1	1	0	0	$-V_{dc}$	$+V_{dc}$
$V_6=\{101\}$	1	0	1	0	1	0	$+V_{dc}$	$-V_{dc}$	0
$V_7=\{111\}$	1	1	1	0	0	0	0	0	0

Tabella 2.2: Stati dei vettori spaziali possibili in un convertitore trifase a mezzo ponte.

Controllo SVM

Descritta la teoria sui vettori spaziali si vedrà ora un algoritmo di controllo basato su di essi.

Il controllo SVM (Space-Vector Modulation) è un metodo di controllo per convertitori statici di tipo trifase. Come per il controllo PWM anch'esso basa il suo principio di funzionamento sulla modulazione degli impulsi di tensione. L'obiettivo quindi è di ottenere nel periodo della frequenza di commutazione valori medi dell'onda in uscita che seguano un andamento sinusoidale.

Considerando il convertitore trifase di Figura 2.2 tutte le configurazioni possibili degli stati degli interruttori sono riportate in Tabella 2.2.

Trasformando in coordinate $\alpha\beta$ le otto configurazioni si può notare come sei di queste risultino vettori attivi e 2 diano un vettore nullo. Riportando nel diagramma $\alpha\beta$ i vettori spaziali è possibile notare che, dato un vettore di riferimento che stia all'interno di uno dei sei triangoli, è possibile ottenere il suo valore medio come combinazione dei vettori adiacenti.

Per ottenere le percentuali di tempo del periodo di commutazione in cui devono essere attivi i vettori predefiniti occorre proiettare le componenti di \bar{V}_{ref} sui due vettori principali del triangolo in cui è contenuto.

Considerando l'esempio di Figura 2.14, dalle proiezioni si ricavano i valori t_1/T_s , t_2/T_s ed $(1 - t_1/T_s - t_2/T_s)$ di cui quest'ultimo è la componente relativa al vettore nullo. Perciò:

$$\bar{V}_{ref} = \left(\frac{t_1}{T_s}\right)\bar{V}_1 + \left(\frac{t_2}{T_s}\right)\bar{V}_2 + \left(1 - \frac{t_1}{T_s} - \frac{t_2}{T_s}\right)\bar{V}_{0/7}$$

Lo svantaggio di questo algoritmo di controllo risulta la sua complessità e la difficoltà di implementazione rispetto a quello PWM tuttavia, il valore di picco della tensione di fase massima, raggiungibile senza adottare il metodo

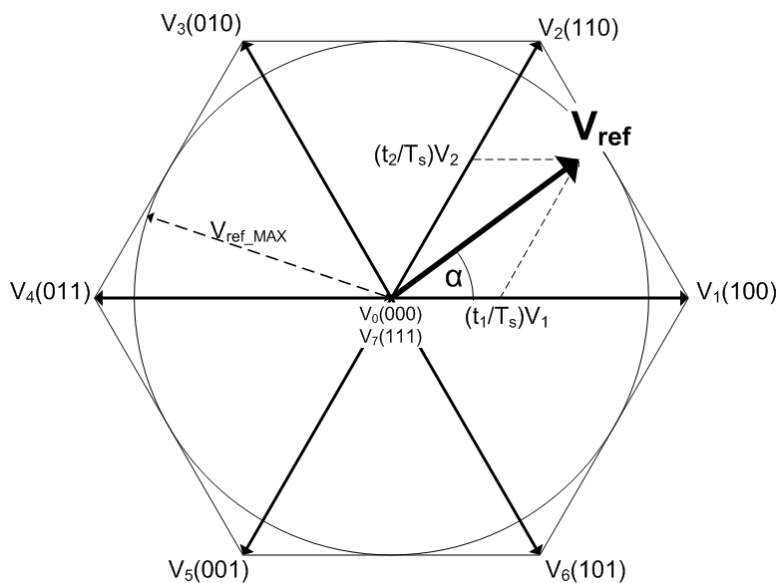


Figura 2.14: Vettore di riferimento e vettori spaziali di un convertitore trifase a mezzo ponte.

di cancellazione della terza armonica⁵, risulta pari a:

$$\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$$

L'estensione per i convertitori multi-livello può essere fatta calcolando tutte le configurazioni possibili in coordinate $\alpha\beta$ e ricavando le componenti considerando sempre le proiezioni sui vettori spaziali principali del vettore di riferimento.

⁵Questo algoritmo consiste nel sommare alla fondamentale di riferimento una terza armonica (che viene annullata dal sistema trifase) in modo da poter aumentare il valore di picco della fondamentale.

Capitolo 3

Modello del Circuito di Potenza

La modellizzazione della stazione di conversione e della linea di trasmissione è stata suddivisa in due capitoli. Il primo, relativo alle componenti hardware quali convertitore, trasformatore, reattore, filtri in CA e cavo per la trasmissione in CC, il secondo, riguardante il sistema di controllo del convertitore, dai riferimenti di potenza fino alla generazione del segnale PWM per comandare gli interruttori.

In questo capitolo verranno introdotte le funzioni di tutte le unità che costituiscono la stazione di conversione più il cavo di collegamento e verrà descritto, per ognuna, il modello utilizzato nella simulazione. La scelta di utilizzare un convertitore HVDC-VSC NPC a tre livelli è motivata dai suoi vantaggi rispetto al convenzionale sistema LCC-CSC:

- ogni terminale del collegamento può essere controllato per assorbire o generare potenza reattiva indipendentemente dalla potenza attiva trasmessa;
- la stazione di conversione può essere connessa anche ad una rete passiva;
- la trasmissione non ha un limite minimo di corrente sul lato CC da mantenere, come nei convertitori di tipo LCC;
- il sistema di controllo può essere progettato per provvedere anche a dei servizi ausiliari come la compensazione di potenza reattiva, la compensazione degli sbilanciamenti di tensione e dell'effetto flicker, ecc. . .

La differenza nella disposizione dei componenti tra due stazioni con i diversi tipi di convertitore è mostrata nelle Figure 3.1 e 3.2.

La tecnologia LCC, rispetto alla VSC, presenta filtri molto più grandi che devono essere disposti al primario del trasformatore e, perciò, vengono

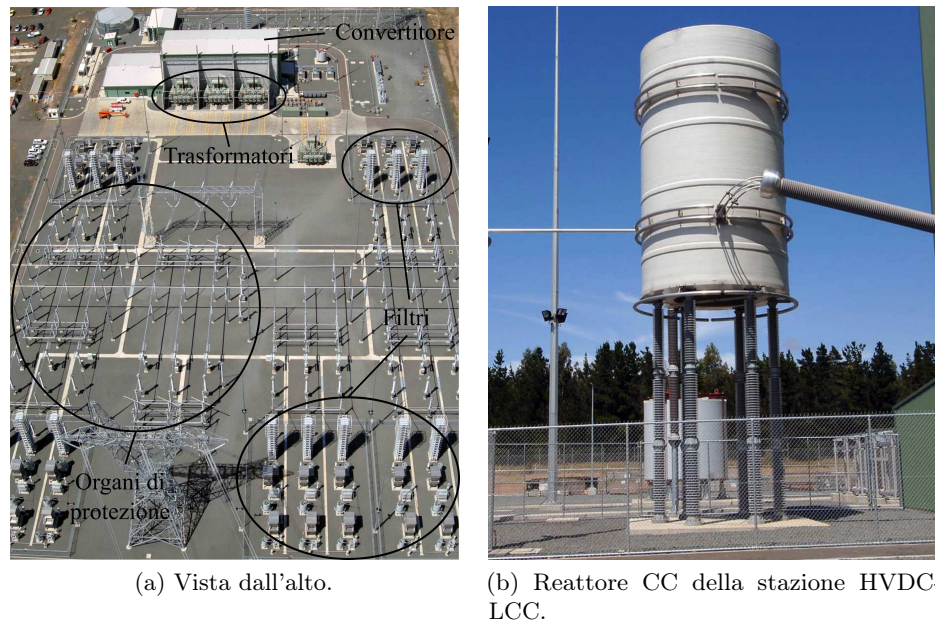


Figura 3.1: Stazione HVDC-LCC situata a George Town del collegamento Basslink tra Australia e Tasmania (500 MW, 400 kV, 290 km).

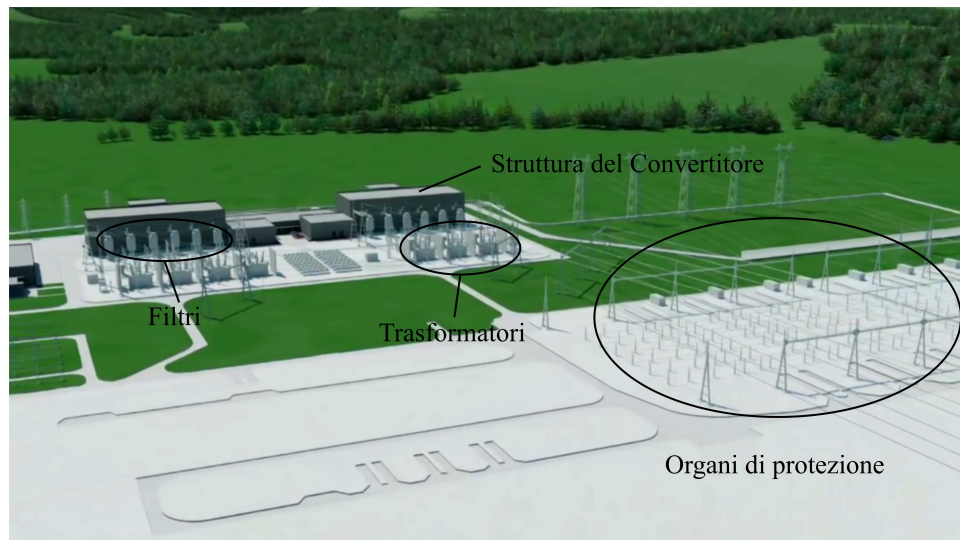


Figura 3.2: Modello della stazione a due terminali HVDC-VSC del collegamento Piemonte-Savoia (190 km). Il singolo terminale ha potenza pari a 600 MW e tensione 320 kV.

Progetto	Anno	Potenza	Tensioni CA	Tensione CC	Lunghezza	Topologia
Hellsjon, Svezia	1997	3 MW	10 kV – 10 kV	±10 kV	10 km	2 livelli
Gotland, Svezia	1999	50 MW	80 kV – 80 kV	±80 kV	10 km	2 livelli
Eagle Pass, USA	2000	36 MW	138 kV – 138 kV	±15,9 kV	Back-to-back	3 livelli
Tjaereborg, Danimarca	2000	8 MW	10,5 kV – 10,5 kV	±9 kV	10 km	2 livelli
Terranova, Australia	2000	180 MW	110 kV – 132 kV	±80 kV	10 km	2 livelli
Murray, Australia	2002	220 MW	132 kV – 220 kV	±150 kV	10 km	3 livelli
Crossound, USA	2002	330 MW	345 kV – 138 kV	±150 kV	10 km	3 livelli
Estlink, ET-FIN	2006	350 MW	330 kV – 400 kV	±150 kV	10 km	2 livelli
Valhall, Norvegia	2009	78 MW	300 kV – 11 kV	±150 kV	10 km	2 livelli

Tabella 3.1: Sommario delle stazioni HVDC-VSC nel mondo e suoi principali parametri.

Parametro	Valore
Potenza nominale del collegamento	600 MW
Tensione nominale stazione elettrica CA	380 kV
Tensione nominale (polo-terra) del collegamento CC	± 320 kV
Corrente nominale CC	950 A
Lunghezza del collegamento	190 km
Tecnologia di conversione	VSC-NPC

Tabella 3.2: Parametri principali collegamento HVDC.

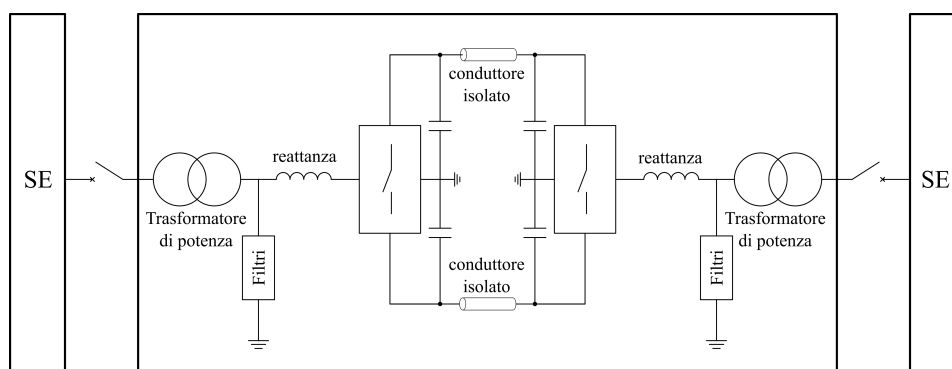


Figura 3.3: Schema tipico del sistema di trasmissione HVDC-VSC.

collocati all'aperto. Anche il reattore in CC, usato per stabilizzare la corrente, ha dimensioni molto importanti e dato l'ingombro viene posto anch'esso all'esterno della struttura che contiene il convertitore.

La stazione VSC, invece, presenta un ingombro ridotto grazie al trasformatore più semplice, con un solo avvolgimento secondario, ed a filtri più piccoli che a volte possono trovare disposizione anche nella stessa struttura del convertitore. Tuttavia, a causa delle maggiori perdite di commutazione degli IGBT rispetto ai tiristori, la stazione VSC necessita di un sistema di raffreddamento dedicato che a volte può essere dislocato in un edificio separato da quello principale.

Per offrire un sommario della situazione attuale dei sistemi HVDC-VSC, nella Tabella 3.1 sono stati riportati alcuni progetti, al momento in funzione, insieme ai parametri dei collegamenti [6, 7].

Come si può vedere, la topologia a 3 livelli, nonostante non sia ancora pienamente consolidata, raggiunge comunque valori di potenza in linea con quelli dei convertitori a 2 livelli.

I parametri usati nel sistema HVDC-VSC modellizzato sono espressi in Tabella 3.2.

Come riferimento è stato preso il progetto del collegamento Italia-Francia denominato Piemonte Savoia il cui schema tipico è riportato in Figura 3.3.

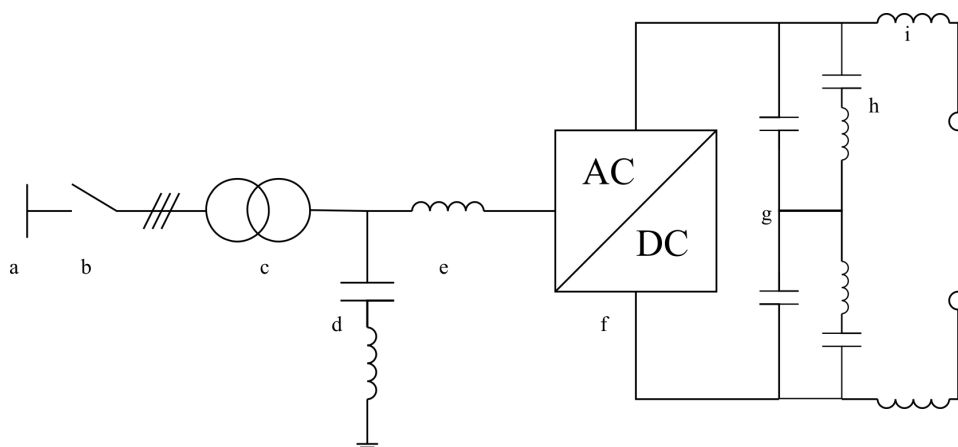


Figura 3.4: Componenti principali della stazione HVDC-VSC.

3.1 Struttura del collegamento VSC

Lo schema monofase di un singolo terminale della stazione di conversione è mostrato in Figura 3.4.

La rete in CA (a) è rappresentata da 3 generatori trifase con tensione concatenata $V_n = 380 \text{ kV}$ ed una corrente di c.c. pari a $6,75 \text{ kA}$, dove il rapporto:

$$\frac{X_{linea}}{R_{linea}} = 10.$$

La stazione viene collegata mediante il sezionatore e l'interruttore di linea (b) la cui funzione principale è disconnettere il sistema dalla rete in caso di guasto o malfunzionamento. Il suo ruolo è fondamentale poiché il convertitore VSC non ha la capacità di aprire un guasto sul lato in CC ed, in quel caso, si trova a lavorare come un raddrizzatore a ponte di Graetz trifase. A volte, risulta necessario disporre in serie agli organi di protezione delle resistenze di pre-inserzione (che poi vengono cortocircuitate) con il fine di limitare le correnti di spunto al momento della chiusura dell'interruttore.

Posto fuori dall'edificio che contiene il convertitore, si trova il trasformatore (c). Esso è necessario per adattare la tensione di rete a quella del bus in continua ed a garantire l'isolamento galvanico tra le due parti. La somma delle reattanze di cortocircuito del trasformatore contribuisce anch'essa allo smorzamento delle armoniche ad alta frequenza generate dal convertitore.

Al secondario sono connessi i filtri ad alta frequenza (d) che hanno il compito di ridurre i valori delle armoniche di tensione e corrente all'uscita del convertitore. Essi sono costituiti da componenti RLC con collegamento a stella e neutro posto a terra.

In serie tra il trasformatore ed il convertitore è posto il reattore di fase (e). Esso, in primo luogo serve a limitare le correnti di fase disaccoppiando il

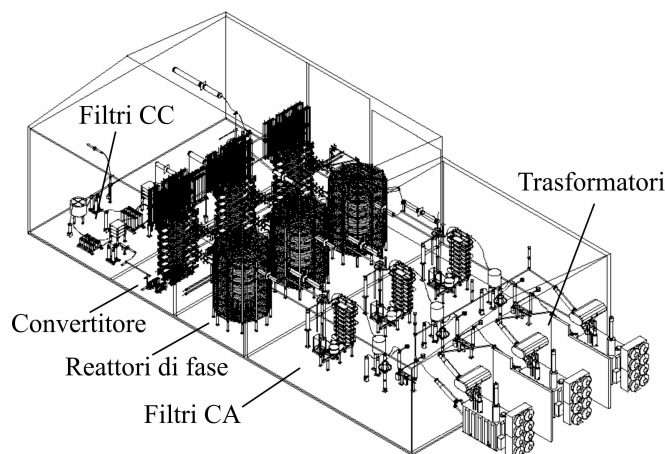


Figura 3.5: Disposizione dei componenti nella struttura di conversione.

convertitore dalla rete, inoltre, svolge la funzione di filtraggio delle armoniche e garantisce uno sfasamento tra i fasori di tensione ai suoi capi che, come visto nella sezione 1.4, permette di determinare la componente attiva e reattiva della potenza generata dal convertitore.

Oltre al convertitore (f), che verrà approfondito successivamente, sul lato in continua sono disposti i condensatori (g) collegati in derivazione tra le linee e la terra. Il loro ruolo è limitare le oscillazioni di tensione, ed è su di essi che vengono effettuate le misurazioni per il controllo della tensione sul lato in CC. Un collegamento in CC richiede l'utilizzo dei condensatori su ogni terminale per il mantenimento della tensione stabile, l'uso di un solo condensatore intermedio, che veniva adottato in vecchie configurazioni, è stato abbandonato.

Prima dei terminali di collegamento del cavo possono essere disposti dei filtri, in parallelo o in serie (h,i), qualora si ritenesse necessario limitare ulteriormente l'oscillazione della corrente e della tensione.

Infine, il nodo N del convertitore ed il punto intermedio dei condensatori (l) vengono posti a terra per vincolare il potenziale del circuito in CC.

Un layout fisico dell'interno della stazione di conversione è rappresentato in Figura 3.5.

3.2 Convertitore Statico

La struttura del convertitore statico utilizzato nel modello è quella VSC-NPC a 3 livelli di tensione, già presentata nel paragrafo 2.1.2. I motivi che hanno portato a questa scelta, rispetto ad un convertitore VSC a due livelli, sono principalmente due: la minor sollecitazione degli interruttori elettronici, che porta a costi inferiori ed alla riduzione della probabilità che si verifichino dei guasti (grazie ai minori requisiti richiesti) ed il ridotto contenuto armonico

dell'onda PWM generata all'uscita che richiede quindi filtri di dimensioni minori.

Considerato l'attuale stato dell'arte dei dispositivi a stato solido di potenza, per garantire un'alta frequenza di commutazione, necessaria per il controllo PWM, ed una sufficiente facilità nella generazione dei comandi di gate, l'opzione migliore è l'utilizzo degli IGBT.

Il modello del convertitore, utilizzato nel software di simulazione *Simulink*, dà la possibilità di impostare i seguenti parametri dello switch (che in realtà, oltre alla serie dei componenti stessi rappresenta l'insieme dei dispositivi utilizzati per permettere la commutazione limitando le sollecitazioni nei componenti singoli):

- resistenza interna,
- caduta di tensione sull'IGBT,
- caduta di tensione sul diodo in antiparallelo,
- resistenza e capacità del circuito snubber.

Come si può vedere non viene tenuto conto dei parametri parassiti ma, considerati i tempi di simulazione dell'ordine dei secondi e il passo fisso di circa $7\ \mu\text{s}$ utilizzato dal solutore, con quest'approssimazione si ottengono comunque risultati accurati.

Un errore grossolano invece, viene commesso trascurando le perdite di commutazione che in convertitori di queste dimensioni risultano molto importanti. Un modo per ovviare al problema è integrare le perdite nel circuito snubber, il quale, è realizzato connettendo la serie di una resistenza ed una capacità in parallelo all'IGBT. Ogni volta che l'interruttore viene chiuso l'energia contenuta nel condensatore viene dissipata sulla resistenza, al contrario, quando viene aperto la capacità si carica e lo stesso valore di energia accumulato viene anche dissipato sul resistore. Per ogni commutazione, perciò, si ha un'energia dissipata pari a quella contenuta nel condensatore caricato alla tensione del bus CC. Invece di trascurare il circuito snubber impostando un valore della resistenza pari ad infinito quindi, è possibile calcolare il valore della capacità, perché tenga conto delle perdite, mediante la seguente relazione:

$$E_{\text{switch}} = \frac{1}{2} C_{\text{snub}} V_{DC}^2$$

Infine, per far in modo che tutta l'energia presente nel condensatore venga dissipata prima del nuovo cambio di stato è necessario che la costante di tempo $\tau = RC$ risulti molto minore del periodo di commutazione.

Le caratteristiche di uno switch del convertitore, composto dalla serie di IGBT, sono state ricavate facendo riferimento al datasheet del modello *CM1000E3U* della Powerex [8]. I valori delle specifiche sono riportati nella tabella 3.3.

Parametro	Valore
N° componenti della serie	190
Resistenza interna	28,6 mΩ
Caduta di tensione sull'IGBT	564 V
Caduta di tensione sul diodo	564 V
E_{switch} a 500 A	19 J
E_{switch} a 1000 A	38 J

Tabella 3.3: Valori dei parametri riferiti alla serie di IGBT.

Come si può vedere, l'energia persa in una commutazione, e quindi anche il valore della capacità di snubber, risultano funzioni del valore efficace della corrente che circola sul lato alternata. Ipotizzando di lavorare a metà carico, quindi attorno a 500 A, la capacità di snubber risulta:

$$C_{\text{snub}} = \frac{2 E_{\text{switch}}}{V_{DC}^2} = 371 \text{ pF}$$

mentre il valore di resistenza, scegliendo una costante di tempo 100 volte inferiore al periodo di commutazione¹ (pari a 740 μs), risulta:

$$R = \frac{T_S}{100 C} \approx 20 \text{ k}\Omega$$

3.3 Trasformatore

Un trasformatore per l'uso in stazioni HVDC-VSC è molto simile ad un normale trasformatore in CA con delle piccole differenze da valutare in fase di progettazione. La tensione a cui è sottoposto, nonostante la presenza dei filtri, contiene ancora parte delle armoniche perciò il nucleo magnetico deve venire dimensionato considerando anche le perdite generate dalle correnti ad alta frequenza che scorrono negli avvolgimenti. Per ottenere un nucleo di qualità, che soddisfi i requisiti di perdite, livello del rumore e non lavori in saturazione, è necessario adottare dei lamierini adeguati, fabbricati solitamente con la tecnica *step-lap* che mira particolarmente alla riduzione delle perdite (sia per correnti parassite che a vuoto) e dei livelli di rumore [9].

Un altro fattore da considerare sono le correnti di in-rush. Nelle stazioni HVDC-VSC i condensatori sul lato CC possono venire caricati prima dell'allacciamento alla rete da dei dispositivi dedicati, oppure, al momento dell'inserzione, facendo lavorare il convertitore come raddrizzatore. Nel secondo caso viene assorbito un picco di corrente negli istanti iniziali che va ad aggiungersi a quella di spunto necessaria al trasformatore per la magnetizzazione del nucleo. Sebbene queste correnti vengano limitate, mediante

¹La scelta della frequenza di commutazione verrà discussa nel capitolo successivo

l'utilizzo di resistenze di pre-inserzione, occorre comunque tener conto delle sollecitazioni sia sul trasformatore che sugli IGBT.

Il dimensionamento degli avvolgimenti dipende da un grande numero di parametri che comprendono la potenza nominale, il rapporto di trasformazione, la tensione e la corrente di corto-circuito insieme ad altri fattori non meno importanti. Particolare attenzione va fatta nella scelta dell'isolamento per evitare la formazione di scariche parziali che possono determinare danni al materiale isolante generando un deterioramento lento nel tempo. Nell'occlusione gassosa in cui si genera la scarica, infatti, rimangono dei residui carboniosi che aumentano la conducibilità del materiale rendendo le condizioni di innesco più favorevoli.

Oltre ai requisiti di tensione e potenza, il trasformatore da inserire nel modello deve:

- vincolare a terra la tensione di centro stella del primario ed
- eliminare le componenti omopolari generate dal convertitore.

La configurazione usata nel modello, e adottata anche negli schemi delle stazioni HVDC-VSC, è la stella-triangolo, che, oltre a soddisfare le precedenti richieste, offre in più l'isolamento galvanico tra la rete in CA ed il bus in continua.

Un'alternativa più economica da valutare, dato il basso rapporto di trasformazione, potrebbe essere l'autotrasformatore. Nonostante quest'ultimo, nella sua struttura classica, non preveda l'eliminazione delle armoniche omopolari è comunque possibile contemplare questa richiesta modificandone l'architettura secondo lo schema di Figura 3.6, in cui un avvolgimento a triangolo,

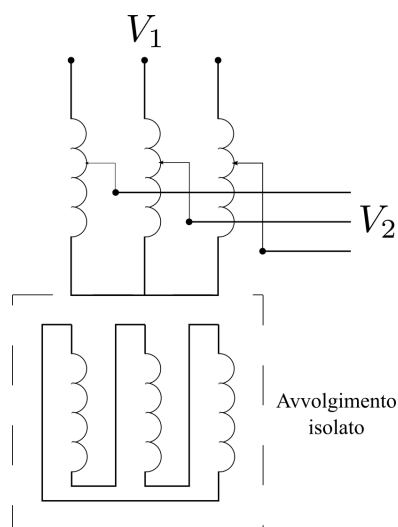


Figura 3.6: Schema dell'autotrasformatore utilizzato nel modello.

Parametro	Valore YD	Valore AT
Potenza Nominale	600 MW	600 MW
Potenza di dimensionamento	600 MW	94,7 MW
Frequenza	50 Hz	50 Hz
Tensione nominale primario	380 kV	380 kV
Tensione nominale secondario	320 kV	320 kV
$v_{ccr,\%}$ primario	0,25 %	0,039 %
$v_{ccr,\%}$ secondario	0,25 %	0,039 %
$v_{cci,\%}$ primario	7,5 %	1,18 %
$v_{cci,\%}$ secondario	7,5 %	1,18 %
Corrente di magnetizzazione	1,5 %	0,24 %
$\cos \varphi_0$	0,2	0,2 %

Tabella 3.4: Confronto dei parametri dei due trasformatori.

accoppiato induttivamente con il resto del circuito, ma non connesso direttamente, è disposto sul nucleo magnetico trifase dell'autotrasformatore. Ciò permette di ridurre notevolmente l'impedenza omopolare e di conseguenza la neutralizzazione delle corrispondenti $f.m.m$ prodotte dal secondario.

A parità di caratteristiche, rispetto ad un trasformatore stella triangolo, i parametri dell'autotrasformatore variano secondo le seguenti relazioni:

$$P_d' = P_d \frac{k-1}{k} = P_d K_d$$

$$v_{ccr,\%}' = v_{ccr,\%} K_d$$

$$v_{cci,\%}' = v_{cci,\%} K_d$$

$$i_0\% ' = i_0\% K_d$$

dove P_d indica la potenza di dimensionamento, k il rapporto di trasformazione (inferiore ad 1 nell'ipotesi di autotrasformatore abbassatore), K_d il rapporto di riduzione, $v_{ccr,\%}$ e $v_{cci,\%}$ le corrispondenti c.d.t. resistive ed induttive (in percentuale) e $i_0\%$ la corrente di magnetizzazione.

Dati i parametri del sistema HVDC la comparativa tra il trasformatore stella-triangolo e l'autotrasformatore è riassunta in Tabella 3.4.

L'utilizzo di un autotrasformatore porta a dei notevoli vantaggi tra cui la riduzione della potenza di dimensionamento, un miglior rendimento, grazie alla diminuzione delle resistenze di avvolgimento, una minor caduta di tensione sulle reattanze di dispersione ed una corrente di magnetizzazione più bassa. Tuttavia, gli svantaggi sono altrettanto considerevoli, poiché, in caso di cortocircuito la corrente risulta 6,3 volte maggiore rispetto al trasformatore normale ed inoltre, una rottura dell'avvolgimento secondario, porterebbe la tensione applicata al convertitore agli stessi valori di quella di rete. Tenuto



Figura 3.7: Trasformatore utilizzato nelle stazioni di conversione HVDC-VSC.

conto di queste considerazioni nel modello si è scelto di utilizzare la classica configurazione stella-triangolo con le caratteristiche riportate nella Tabella 3.4.

La tensione di picco stellata al secondario, pari a 261 kV, assicura un certo margine per lavorare sempre con un indice di modulazione inferiore ad 1 senza limitare la capacità del convertitore di lavorare da rifasatore anche ad valori elevati di potenza attiva.

In Figura 3.7 è riportata una foto di un trasformatore per uso HVDC-VSC dalle caratteristiche simili a quelle impiegate nel modello. Il dimensionamento e la costruzione di questa macchina, la maggior parte delle volte, viene fatta su misura in base alle specifiche del progetto.

3.4 Reattore di fase

Il reattore di fase viene utilizzato per il controllo dei flussi di potenza, sia attiva che reattiva, mediante la regolazione della corrente che lo attraversa. L'induttanza svolge inoltre il primo filtraggio dell'onda di tensione all'uscita del convertitore riducendo le armoniche di ordine elevato causate dalle commutazioni del VSC. Grazie a queste due funzioni fondamentali che svolge questo componente, il suo ruolo è essenziale.

La scelta delle dimensioni del reattore di fase dipende dai seguenti fattori:

- frequenza di commutazione,
- potenza nominale del convertitore,
- algoritmo di controllo.

Tra questi la potenza nominale del convertitore è il fattore dominante, tuttavia, se non si tiene adeguato conto anche degli altri due fattori, si può incorrere in situazioni di instabilità del controllo. Per un'induttanza troppo alta infatti

Parametro	Valore	Valore [pu]
Induttanza	108,6 mH	0,2
Resistenza	256 mΩ	0,0015

Tabella 3.5: Caratteristiche Reattore di Fase.

il tempo di risposta del sistema ad una variazione del riferimento di corrente, risulta troppo elevato riducendo quindi la banda passante dell'anello interno di corrente. Il dimensionamento, perciò, risulta un compromesso tra un adeguata prontezza del sistema e la riduzione delle armoniche dell'onda PWM. Valori tipici del reattore di fase sono compresi nell'intervallo tra 0,1 e 0,2 pu [10].

Nel modello, dopo aver effettuato delle simulazioni di prova per verificare un tempo di risposta idoneo, è stato scelto un reattore di fase i cui dati sono riportati in Tabella 3.5. Il valore di R tiene conto di tutte le componenti resistive (collegamenti, resistenze di contatto, sbarre, ecc. . .) comprese tra i terminali del convertitore ed il secondario del trasformatore.

3.5 Filtri

La tensione di uscita del convertitore è composta dalla componente fondamentale più le armoniche ad alta frequenza derivanti dalle commutazioni degli IGBT. Queste armoniche devono essere trattate in modo da prevenire la loro emissione nella rete e far sì che nel punto di accoppiamento comune risultino solamente tensioni e correnti a frequenza fondamentale. Per eliminarle vengono adoperati dei filtri che, ad alte frequenze, presentano un basso valore di impedenza mentre, alla frequenza fondamentale, si comportano come condensatori generando potenza reattiva.

Come si è visto nel paragrafo 2.2.2, l'onda PWM contiene armoniche di ordine $nf_{tri} \pm mf_{rif}$. Oltre alla fondamentale quindi, lo spettro delle frequenze contiene componenti armoniche attorno alla frequenza di commutazione e alle sue multiple.

Le configurazioni dei filtri più comuni utilizzati in ambito elettrico sono i filtri accordati ed i filtri passa alto smorzati il cui schema è riportato in Figura 3.8. A differenza dei convertitori HVDC-LCC, dove viene utilizzata la prima tipologia, i VSC richiedono una banda di filtraggio più ampia ed a frequenza elevata. La scelta ricade quindi sui filtri passa alto smorzati. L'impedenza in funzione della frequenza è espressa come:

$$\dot{Z} = \frac{R - \omega^2 RLC + j\omega L}{j\omega CR - \omega^2 LC}$$

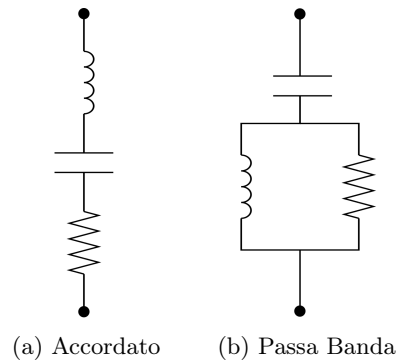


Figura 3.8: Configurazioni dei filtri elettrici per lo smorzamento delle armoniche.

Come si può vedere dalla caratteristica in Figura 3.9 essi possono essere considerati anche come filtri passa banda aventi un'impedenza alle alte frequenze limitata dalla resistenza R.

La progettazione del filtro viene fatta considerando soprattutto la riduzione delle armoniche, tuttavia, questa non è l'unica funzione che può svolgere. Dalla caratteristica si può vedere che alla frequenza fondamentale esso eroga potenza reattiva, perciò, può venire utile dimensionarlo tenendo conto anche della compensazione reattiva di linea senza che questa venga effettuata tutta a carico del convertitore.

Il modello del filtro in Simulink dà la possibilità di agire sui seguenti parametri:

- Tensione nominale,

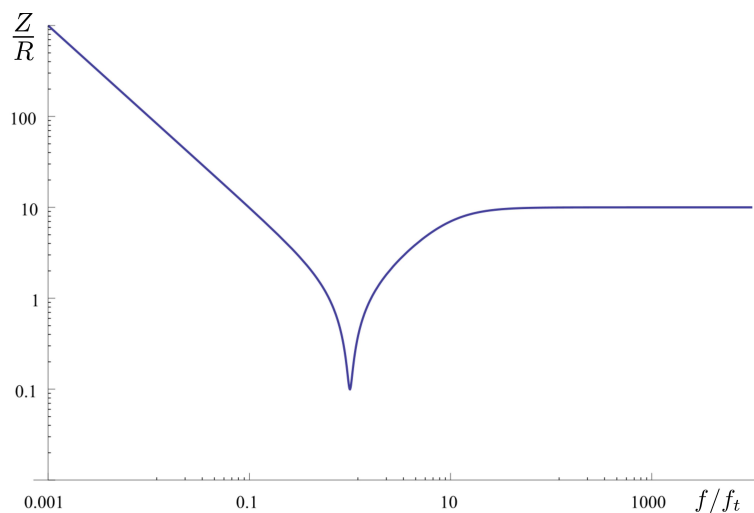


Figura 3.9: Esempio della caratteristica del filtro passa alto smorzato.

- Frequenza nominale,
- Potenza reattiva erogata,
- Frequenza di accordo e
- Fattore di merito.

Il fattore di merito è definito come:

$$Q = \frac{R}{2\pi f_t L},$$

dove f_t è la frequenza di accordo cioè la frequenza per cui l'impedenza presenta il suo valore minimo. Il dimensionamento del filtro nel modello verrà effettuato dopo le prime simulazioni in modo tale da poter verificare i risultati sullo smorzamento e constatare se il livello raggiunto è sufficiente.

3.6 Cavo

Il collegamento in continua tra due stazioni HVDC può essere effettuato mediante linee aeree (OHTL: Over-head Transmission Line) oppure via cavo. Dato che il secondo non è esposto a scariche di fulminazione, pioggia o caduta di alberi la probabilità di un corto circuito è molto ridotta. Questo risulta molto importante nella trasmissione HVDC-VSC perché, l'estinzione di un guasto nella linea aerea in CC, richiede l'intervento dell'interruttore di manovra in entrambi i terminali e, prima di poter ripristinare il collegamento, è necessario attendere che tutta l'energia reattiva immagazzinata venga dissipata.

Nel modello Piemonte-Savoia di riferimento, il collegamento avviene mediante un cavo interrato di lunghezza pari a 190 km.

Lo studio ed il dimensionamento di un cavo di trasmissione di un sistema HVDC richiede l'analisi di moltissimi fattori. I principali elementi che influenzano la progettazione sono:

- la tensione nominale,
- la potenza nominale,
- il tipo di posa,
- la tecnologia utilizzata dal convertitore.

I materiali conduttori utilizzati sono l'alluminio ed il rame.

L'isolamento costituisce una componente molto importante nei cavi in corrente continua. I materiali più utilizzati, ad oggi, sono la carta impregnata e l'XLPE [11].



Figura 3.10: Esempio dell'interno di un cavo per uso HVDC-VSC.

Un cavo isolato in carta impregnata, detto MI (mass impregnated), viene realizzato mediante continue fasciature di carta cellulosa fino ad ottenere lo spessore desiderato, dopodiché, viene impregnato di particolari miscele o oli a base minerale ad alta viscosità per evitare la formazione di eventuali vacuoli d'aria. Così facendo, si rende la distribuzione del campo elettrico all'interno dell'isolante il più vicino possibile a quella teorica che ha andamento logaritmico. Eventuali occlusioni gassose, infatti, possono portare alla generazione di scariche parziali con un deterioramento del materiale e la riduzione della tenuta in tensione. I cavi in carta impregnata, utilizzati sin dall'inizio per le applicazioni HVDC, tuttavia, presentano un costo maggiore rispetto a quelli più recenti in XLPE.

I cavi ad isolamento estruso in XLPE vengono realizzati mediante un processo ad applicazione unica del materiale isolante direttamente sul conduttore. In questo modo, non rimangono zone d'aria fra superficie del conduttore ed isolante dove il campo elettrico ha intensità maggiore. Nella massa dell'isolante tuttavia è comunque necessario verificare che in fase di fusione non avvenga l'intrusione di bolle d'aria che porterebbe ad aumenti della densità di campo dove la rigidità dielettrica è inferiore. All'esterno dell'isolante, poi, se necessari, vengono applicati ulteriori strati di materiali isolanti e conduttori (come ad esempio lo schermo che ha funzione di uniformare il campo sulla superficie o l'armatura per la protezione dei cavi sottomarini) al fine di migliorare le proprietà elettriche e meccaniche. Una foto d'esempio dell'interno di un cavo per il collegamento HVDC-VSC è illustrata in Figura 3.10.

I vantaggi dell'XLPE, rispetto alla carta impregnata, sono molteplici: una più semplice lavorazione, un minor costo, una minore resistività termica ed una rigidità dielettrica di 30 kV/mm. La motivazione per cui questo materiale

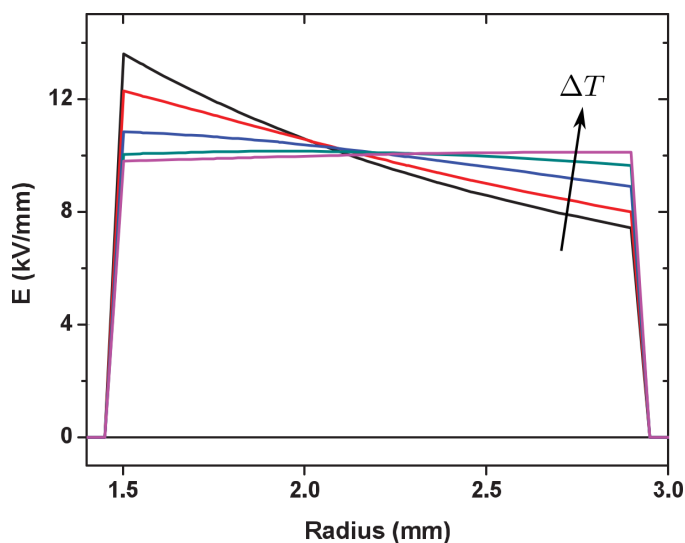


Figura 3.11: Fenomeno dell'inversione di campo elettrico in un cavo in XLPE.

non è ancora così diffuso rispetto alla carta impregnata è da attribuire al suo comportamento in caso di inversione della polarità della tensione.

Nei sistemi HVDC-LCC infatti, quando viene invertito il flusso di potenza si verificano dei fenomeni di accumulo di cariche spaziali che portano ad un aumento delle sollecitazioni all'interno dell'isolante[12]. Questo porta ad una riduzione delle prestazioni dell'isolamento e ad una diminuzione della durata di vita rispetto a quella prevedibile considerando il campo elettrico teorico. Con l'attuale diffusione dei convertitori HVDC-VSC tuttavia, questo svantaggio non risulta più un problema in quanto non è più necessaria l'inversione della tensione per invertire il flusso di potenza come avviene nei convertitori a tiristori.

Un altro fenomeno, di cui invece occorre tener conto in fase di progettazione, è l'inversione del campo elettrico. A differenza dei cavi in CA, nei quali la distribuzione radiale del campo elettrico è capacitiva e sostanzialmente indipendente dalla temperatura, nei cavi in CC l'andamento del campo elettrico dipende dalla resistività volumetrica. Quest'ultima, nel caso dell'XLPE, presenta una dipendenza inversamente proporzionale con la temperatura perciò, quando il gradiente termico ΔT tra superficie interna ed esterna dell'isolante risulta marcato, la distribuzione del campo elettrico si inverte come mostrato in Figura 3.11. Questo porta ad un aumento delle sollecitazioni sulla parte esterna dell'isolante dove ci si aspetta solitamente il valore di campo più basso.

Per verificare la tenuta dell'isolamento e la durata di vita di un cavo vengono effettuati dei test specifici standardizzati dalla CIGRÉ [13].

Nella modellizzazione del cavo, per avvicinarsi alla situazione reale, sono stati utilizzati come valori dei parametri quelli di un modello della Nexans [14]

Parametro	Valore
Sezione nominale	2500 mm
Materiale conduttore	Alluminio
Spessore dell'isolante	25 mm
Resistenza a 70 °C	14,161 mΩ/km
Capacità	0,24 μF/km
Induttanza	0,71 mH/km

Tabella 3.6: Dati del cavo di trasmissione.

con posa interrata, tensione nominale di 320 kV e corrente nominale di 1070 A, le cui specifiche sono riportate in Tabella 3.6.

Capitolo 4

Modello di controllo del VSC

Lo scopo dell'anello di controllo è generare i comandi da fornire in ingresso al convertitore perché le grandezze all'uscita seguano l'andamento dei segnali di riferimento. La naturale caratteristica del VSC è la possibilità di controllare la tensione sia in fase che in ampiezza. Non tutti i presenti schemi di controllo tuttavia, agiscono direttamente su queste grandezze per regolare le potenze all'uscita.

Le strategie di controllo utilizzate attualmente sono prevalentemente due:

- a controllo diretto,
- a controllo vettoriale.

Nel controllo diretto l'angolo di sfasamento (δ) e l'indice di modulazione vengono regolati direttamente dalle potenze attiva e reattiva. Nel controllo vettoriale invece l'aggiustamento dei due parametri precedenti è separata rispetto alle variazioni dei riferimenti in ingresso. Con questa strategia l'anello di controllo di corrente protegge gli switch del convertitore da eventuali sovraccarichi a sfavore di un tempo di risposta maggiore.

Considerate le elevate correnti e tensioni in gioco nel convertitore HVDC si è optato per un controllo di tipo vettoriale il cui schema generale è raffigurato in Figura 4.1. La misura delle correnti trifase sul reattore viene trasformata in riferimenti dq mediante le matrici di Clarke e Park mentre l'angolo di rotazione della terna di tensioni viene fornito dal PLL. I riferimenti di corrente vengono confrontati con quelle misurate e dall'errore i regolatori PI generano i riferimenti di tensione V_d e V_q . Infine, queste vengono nuovamente trasformate in coordinate abc e convertite in tensioni di linea dal convertitore VSC.

I regolatori PI adottati nel controllo sono di tipo digitale e la frequenza di campionamento è stata scelta pari a 100 volte quella di commutazione. Le simulazioni vengono effettuate considerando il sistema a tempo discreto ed il *sample time* utilizzato è pari ad 1/1000 del periodo di commutazione¹.

¹Informazioni più dettagliate sulle caratteristiche di simulazione verranno fornite nella sezione 5.

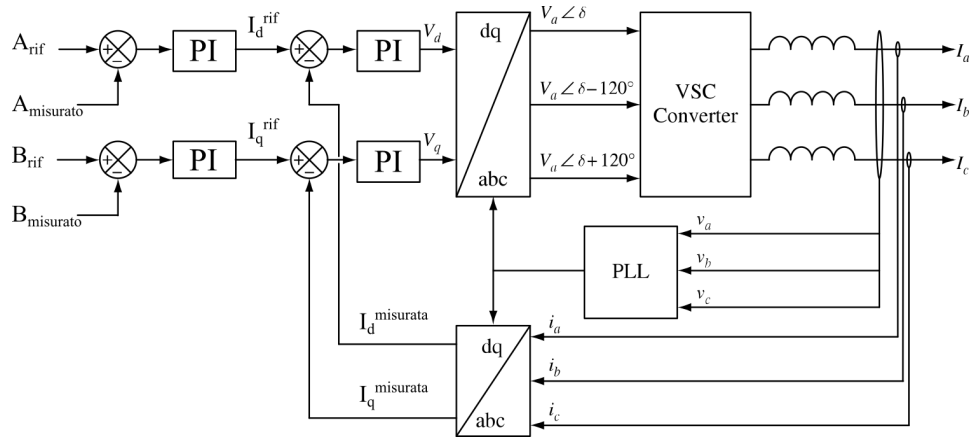


Figura 4.1: Controllo vettoriale basato sul sistema di riferimento dq .

Nel presente capitolo vengono descritte le funzioni degli elementi nel sistema di controllo ed i parametri utilizzati per le regolazioni.

4.1 PLL

Lo schema del controllo vettoriale utilizza la rappresentazione della terna trifase secondo il sistema di riferimento sincrono dq . La conversione da grandezze reali avviene in due passaggi: il primo dal sistema di riferimento stazionario in coordinate abc a quello in coordinate $\alpha\beta$, il secondo dal sistema stazionario $\alpha\beta$ al sistema a coordinate rotanti dq . Per le trasformazioni dei due passaggi vengono usate le matrici di Clarke e Park.

Nel paragrafo 2.2.3 si è dimostrato che una terna di tensioni trifase può essere espressa in coordinate dq dalle relazioni:

$$\begin{aligned} V_d &= \hat{V}_s \cos(\omega_0 t + \vartheta_0 - \rho) \\ V_q &= \hat{V}_s \sin(\omega_0 t + \vartheta_0 - \rho) \end{aligned} \quad (4.1)$$

dove ρ è l'angolo di sfasamento tra il sistema rotante dq e quello stazionario $\alpha\beta$.

In base alla seconda equazione della (4.1) si vede che l'identificazione del fasore corrispondente alla tensione di rete implica che:

$$V_q = 0.$$

La Figura 4.2 rappresenta lo schema concettuale corrispondente a questa impostazione, utilizzando un regolatore PI con funzione di trasferimento $H(s)$ che utilizza V_q come segnale di errore. L'angolo in uscita ρ quindi dovrà seguire l'andamento di $\omega_0 t + \vartheta_0$.

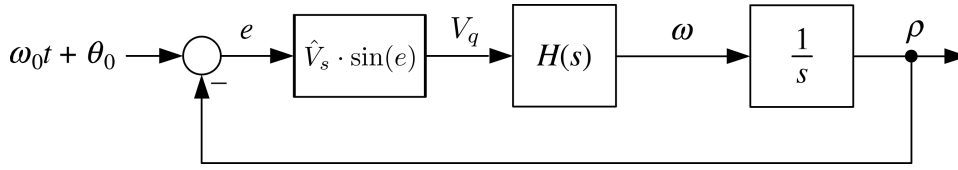


Figura 4.2: Schema concettuale per la sincronizzazione con la frequenza di rete.

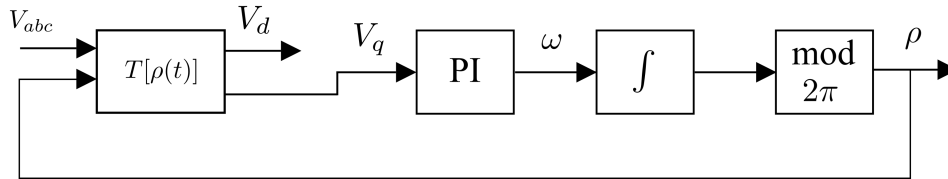


Figura 4.3: Diagramma del PLL utilizzato nel modello.

Dato che in realtà la fase “reale” del fasore di rete $\omega_0 t + \vartheta_0$ non è nota, l’implementazione pratica del PLL si basa sullo schema di principio di Figura 4.3 dove al posto dell’errore ($\omega_0 + \vartheta_0 - \rho$) viene usata la V_q e nell’ultimo blocco, per resettare il valore dell’angolo all’uscita dell’integratore ogni volta che raggiunge il valore 2π , è stato utilizzato l’operatore modulo. Nel modello è stato adottato il presente schema di controllo.

Forzando a zero la componente in quadratura viene regolata la velocità di rotazione e, una volta a regime, sono verificate le seguenti condizioni:

$$\rho = \omega_0 t + \vartheta_0,$$

$$V_d = \hat{V}.$$

4.2 Anello Interno di Corrente

Vincolando l’asse diretto del sistema di coordinate rotanti sul vettore spaziale di tensione si riesce a sfruttare la caratteristica più vantaggiosa del controllo vettoriale. I vettori V_d e V_q infatti risultano valori costanti in regime stazionario perciò l’errore a regime può venire rimosso con successo semplicemente applicando dei regolatori PI.

Il comportamento delle grandezze nel circuito di Figura 4.4, in cui il convertitore è trattato con la convenzione di utilizzatore, è descritto dalle seguenti equazioni. Nel sistema di riferimento stazionario:

$$L \frac{d\bar{I}_{\alpha\beta}}{dt} = \bar{V}_{\alpha\beta} - \bar{U}_{\alpha\beta} - R\bar{I}_{\alpha\beta}. \quad (4.2)$$

mentre effettuando la trasformazione in coordinate rotanti la (4.2) risulta:

$$L \frac{d\bar{I}_{dq}}{dt} = \bar{V}_{dq} - \bar{U}_{dq} - (R + j\omega_0 L)\bar{I}_{dq} \quad (4.3)$$

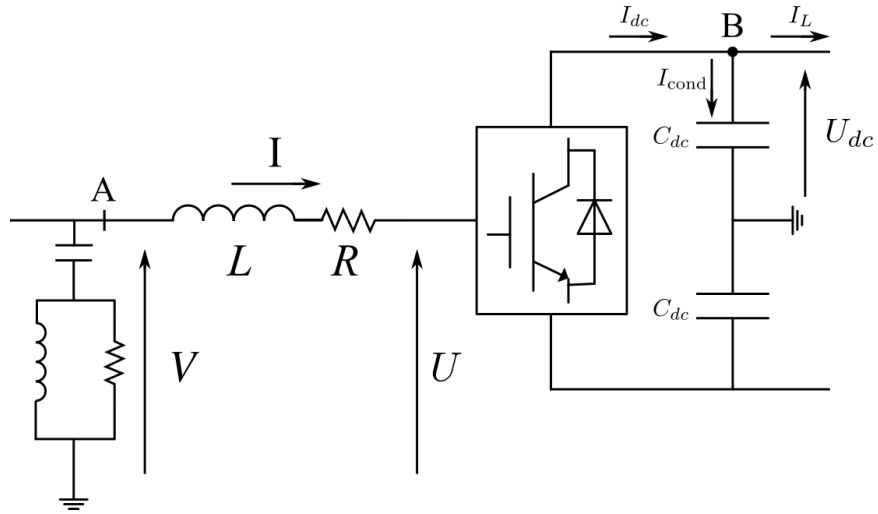


Figura 4.4: Circuito equivalente monofase della stazione HVDC-VSC.

dove il termine $j\omega_0 L \bar{I}_{dq}$ rappresenta la derivata della rotazione del sistema dq nel tempo. Si può notare che la dinamica del circuito è regolata dalle tensioni sul reattore di fase.

Scomponendo l'equazione 4.3 nelle due componenti:

$$\begin{aligned} L \frac{dI_d}{dt} &= -RI_d + \omega_0 LI_q - U_d + V_d \\ L \frac{dI_q}{dt} &= -RI_q - \omega_0 LI_d - U_q + V_q \end{aligned} \quad (4.4)$$

da cui si vede che quando l'asse diretto del sistema di riferimento dq è allineato con il vettore spaziale della tensione sui filtri, la $V_d = V$ e la $V_q = 0$. Inoltre in regime stazionario la componente $dI_{(d/q)}/dt = 0$ perciò i modelli equivalenti risultano dei semplici circuiti in corrente continua.

Il comportamento del sistema è espresso dalla (4.4) che può essere riscritta come:

$$\begin{aligned} V_d - U_d &= L \frac{dI_d}{dt} + RI_d - \omega_0 LI_q \\ V_q - U_q &= L \frac{dI_q}{dt} + RI_q + \omega_0 LI_d \end{aligned} \quad (4.5)$$

Le equazioni mostrano che il modello del VSC in coordinate dq è un sistema non lineare, fortemente accoppiato, con due ingressi e due uscite. Risulta quindi difficile realizzare un modello equivalente che abbia una strategia di controllo lineare a causa dei due termini $\omega_0 LI_d$ e $\omega_0 LI_q$ che generano un accoppiamento incrociato tra i due assi. La trasformata di Laplace della

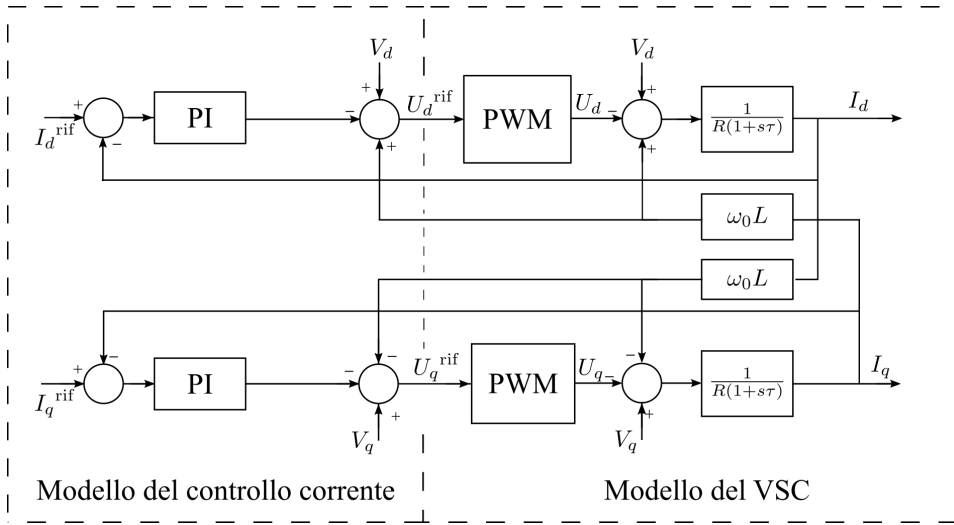


Figura 4.5: Schema dell'anello di controllo della corrente.

funzione di trasferimento risulta:

$$I_d(s) = \frac{V_d(s) - U_d(s) + \omega_0 L I_q(s)}{R(1 + s\tau)}$$

$$I_q(s) = \frac{V_q(s) - U_q(s) - \omega_0 L I_d(s)}{R(1 + s\tau)}$$

in cui $\tau = L/R$. Lo schema a blocchi è rappresentato nella parte destra della Figura 4.5.

L'anello di controllo di corrente può essere implementato secondo il modello di Figura 4.6 per cui risulta:

$$\bar{U}_{dq}(s) = (\bar{I}_{dq}^{\text{ref}}(s) - \bar{I}_{dq}(s))H(s) \quad (4.6)$$

dove $H(s)$ è la funzione di trasferimento del regolatore PI.

Una soluzione per eliminare l'influenza dell'accoppiamento incrociato tra i due assi e migliorare la reattività del sistema consiste nel sommare al

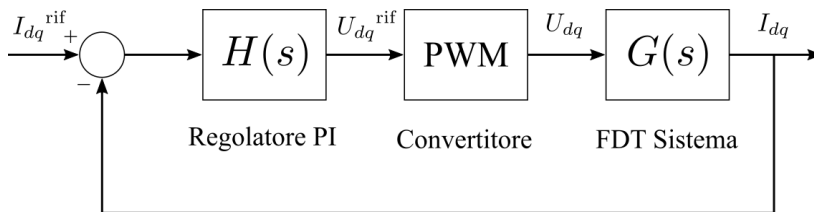


Figura 4.6: Modello generale dell'anello di corrente.

riferimento di tensione il termine $j\omega_0 L\bar{I}_{dq}$ e la componente di feed-forward (\bar{V}_{dq}). L'equazione, riscritta nelle singole componenti, risulta:

$$\begin{aligned} U_d^{\text{ref}}(s) &= -(I_d^{\text{ref}}(s) - I_d(s))H(s) + \omega_0 L I_q(s) + V_d(s) \\ U_q^{\text{ref}}(s) &= -(I_q^{\text{ref}}(s) - I_q(s))H(s) - \omega_0 L I_d(s) + V_q(s) \end{aligned} \quad (4.7)$$

in cui l'errore è negativo a causa della convenzione da utilizzatore adottata per il convertitore. Il modello completo del sistema è rappresentato in Figura 4.5.

4.3 Anello esterno di Potenza

Con riferimento al circuito equivalente di Figura 4.4 le potenze attiva e reattiva misurate nel punto A, espresse in coordinate dq , sono pari a:

$$\begin{aligned} P &= V_d I_d + V_q I_q \\ Q &= V_q I_d - V_d I_q \end{aligned} \quad (4.8)$$

Ipotizzando che il sistema di riferimento rotante sia sincronizzato ($V_q = 0$) le equazioni di potenza attiva e reattiva diventano:

$$\begin{aligned} P &= V_d I_d \\ Q &= -V_d I_q \end{aligned} \quad (4.9)$$

Assumendo un valore di V_d costante i riferimenti di corrente diretta e in quadratura si ricavano immediatamente dai riferimenti di potenza attiva e reattiva relativamente. Il metodo più semplice per la regolazione dunque è un controllo ad anello aperto in cui:

$$\begin{aligned} I_d^{\text{ref}} &= \frac{P^{\text{ref}}}{V_d} \\ I_q^{\text{ref}} &= -\frac{Q^{\text{ref}}}{V_d} \end{aligned} \quad (4.10)$$

Nella pratica il valore della tensione V_d non rimane costante al variare delle potenze perciò è necessario un controllo più accurato che può essere ottenuto con un anello di retroazione come mostrato in Figura 4.7. Scopo del regolatore PI è migliorare la velocità di risposta del sistema e ridurre a zero l'errore a regime.

Una volta generati i riferimenti di corrente vengono inviati ai blocchi di saturazione per limitare l'ampiezza e far sì che non superino la soglia massima supportata dagli IGBT. Un blocco di saturazione per ogni singola componente tuttavia non è sufficiente a contenerne il valore totale. Per ovviare al problema e limitare il modulo della I_{dq} una volta all'uscita i riferimenti vengono inviati

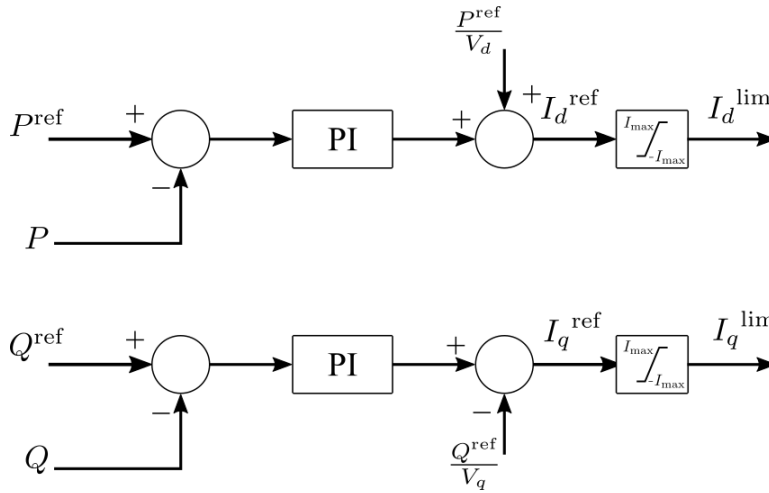


Figura 4.7: Schema dell'anello di controllo delle potenze.

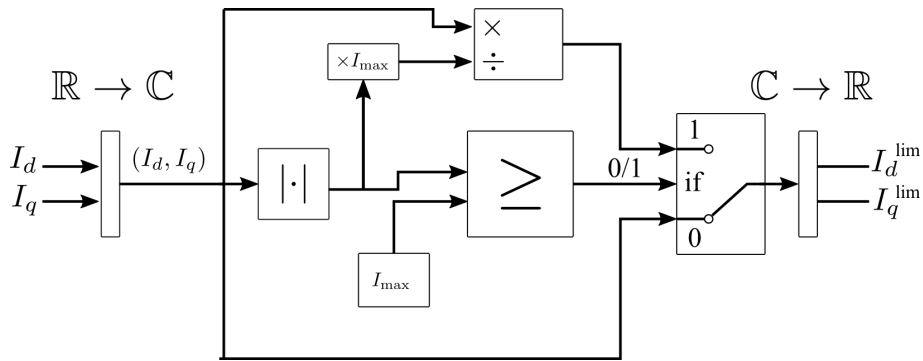


Figura 4.8: Diagramma del limitatore della corrente totale.

allo schema a blocchi di Figura 4.8. Se il modulo della corrente totale risulta inferiore alla soglia (I_{\max}) i riferimenti vengono riportati invariati all'uscita, se invece viene superato il valore limite le due componenti vengono ridotte equamente affinché la corrente totale risulti pari ad I_{\max} .

Il valore della potenza scambiata nella linea HVDC è fissato dal segnale di riferimento in una delle due stazioni, che solitamente coincide con la trasmittente, l'altra regola la potenza attiva basandosi sul valore della tensione sul lato in CC. Con questo meccanismo si mantiene l'equilibrio della potenza scambiata tra i due convertitori.

Considerando lo schema elettrico di Figura 4.4, trascurando le perdite nel convertitore e nel reattore di fase, si possono eguagliare le potenze tra il lato in continua ed il lato in alternata:

$$V_{dc}I_{dc} = V_d I_d \tag{4.11}$$

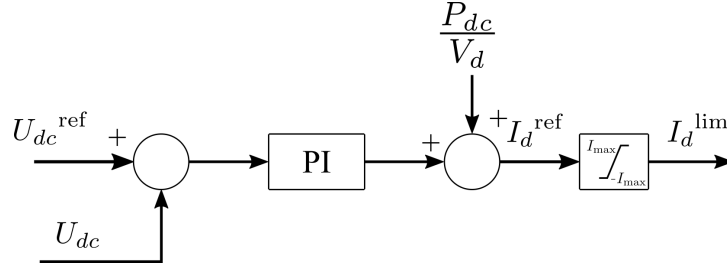


Figura 4.9: Anello di controllo della tensione sul lato CC.

La corrente sul condensatore lato CC risulta:

$$I_{\text{cond}} = C_{dc} \frac{dU_{dc}}{dt}. \quad (4.12)$$

La legge di Kirchhoff alle correnti nel punto B del circuito risulta:

$$I_{\text{cond}} = I_{dc} - I_L$$

e sostituendo le (4.11) e (4.12) risulta:

$$U_{dc} C_{dc} \frac{dU_{dc}}{dt} = V_d I_d - U_{dc} I_L \quad (4.13)$$

Ipotizzando piccole variazioni della tensione sul condensatore², si nota che ad una riduzione della potenza sul lato AC corrisponde una diminuzione della U_{dc} e viceversa. Partendo da questa osservazione si può affermare che un controllo del riferimento diretto della corrente, responsabile della potenza attiva, può essere implementato basandosi sul valore della tensione lato CC. Ne consegue lo schema di regolazione di Figura 4.9 in cui per migliorarne la reattività e ridurre la compensazione del regolatore PI viene sommata la componente di feed-forward pari al riferimento della corrente I_d a regime.

Concludendo, lo schema completo con i collegamenti tra tutti i componenti del controllo vettoriale HVDC-VSC è riportato nel diagramma intero in Figura 4.10.

Il settaggio dei regolatori PI per tutto il sistema di controllo è stato effettuato seguendo il criterio adottato negli azionamenti elettrici. Un controllo in cascata richiede che la velocità di risposta aumenti spostandosi negli anelli più interni. Ne consegue che l'anello interno di corrente sarà progettato per avere un tempo di risposta minore rispetto a quello di potenza.

Non ci sono metodi matematici per calcolare i valori di K_p e K_i ma è possibile trovarne i valori tramite un procedimento manuale [15, 16] per avere un'apprezzabile velocità di risposta complessiva.

Il criterio seguito è una variazione del *metodo Ziegler Nichols*. Inizialmente viene settata la componente integrale a zero mentre quella proporzionale,

²Tali da poter considerare il termine $U_{dc} I_L$ costante.

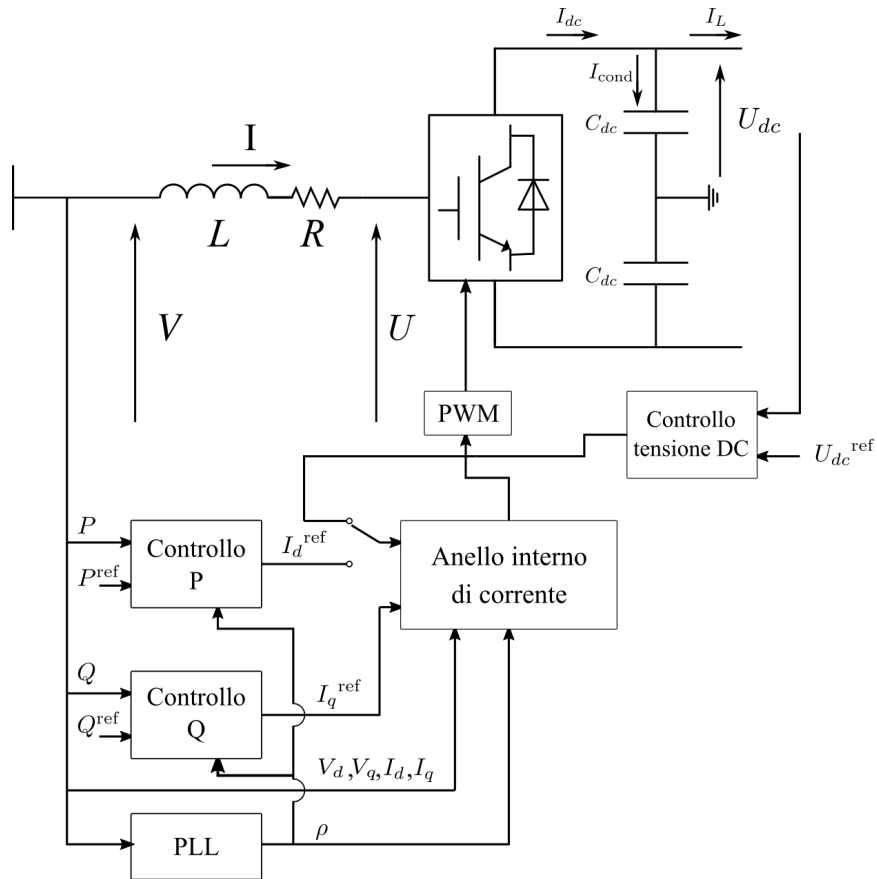


Figura 4.10: Schema integrale del sistema di controllo.

partendo da uno, viene aumentata fino a quando il segnale d'uscita inizia ad oscillare. Il K_p viene settato a metà di questo valore. Poi si procede con il K_i aumentandolo fino a quando l'errore a regime va a zero con un tempo di risposta soddisfacente.

Utilizzando questo procedimento i valori ottimali trovati per i regolatori PI sono quelli riportati in Tabella 4.1.

Anello di controllo	K_p	K_i
Corrente (d, q)	0.6	6
Potenza attiva	2	40
Potenza reattiva	1	40
Tensione U_{dc}	4	20
PLL	60	140

Tabella 4.1: Valori dei parametri dei regolatori PI.

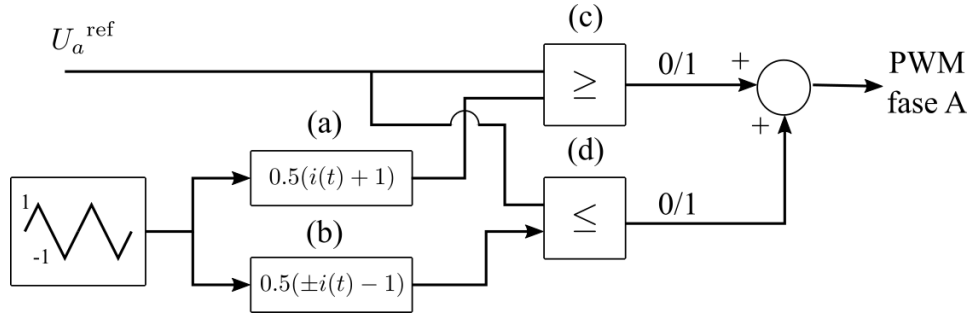


Figura 4.11: Schema del generatore PWM.

4.4 Generatore della PWM

Il segnale di tensione all'uscita dell'anello di corrente è espresso in coordinate dq perciò necessita della conversione in coordinate reali per essere interpretato dal generatore PWM. Il primo passaggio prevede la trasformazione dal sistema di riferimento rotante a quello stazionario:

$$U_{\alpha\beta}^{\text{ref}} = U_{dq}^{\text{ref}} e^{j\rho}$$

dove ρ è l'angolo di sfasamento tra i due sistemi ottenuto all'uscita del PLL. Poi il vettore in coordinate $\alpha\beta$ viene moltiplicato per la matrice inversa di Clarke in modo da ottenere il riferimento di tensione per ogni singola fase:

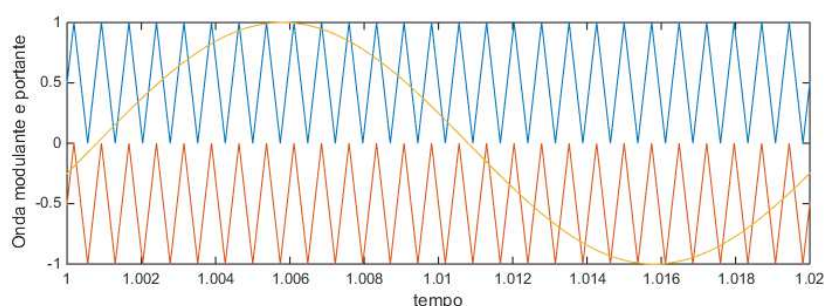
$$U_{abc}^{\text{ref}} = \mathbf{C}^{-1} U_{\alpha\beta}^{\text{ref}}$$

Il software di simulazione fornisce già un blocco completo che dalle tensioni di riferimento genera all'uscita gli impulsi dell'onda PWM. Nel seguito, ne verrà spiegato il funzionamento con riferimento ad una singola fase dato che il procedimento è lo stesso per le altre due.

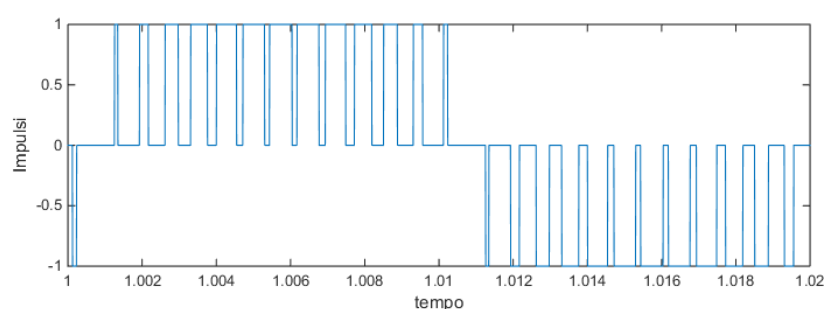
L'algoritmo di controllo si basa sullo schema di Figura 4.11. Un generatore ad onda triangolare crea un segnale di frequenza pari a quella di commutazione e con valori di picco di ± 1 . Da questo i blocchi (a) e (b) generano le due onde portanti, una positiva e una negativa, che verranno confrontate con il segnale U_a^{ref} dai blocchi (c) e (d). All'uscita i segnali di comando risulteranno pari ad 1 o 0 in base al seguente criterio:

$$\begin{aligned} \text{Mezzo ponte sup.} & \begin{cases} U_a^{\text{ref}} \geq V_{\text{tri}} \rightarrow 1 \\ U_a^{\text{ref}} < V_{\text{tri}} \rightarrow 0 \end{cases} \\ \text{Mezzo ponte inf.} & \begin{cases} U_a^{\text{ref}} \leq V_{\text{tri}} \rightarrow 1 \\ U_a^{\text{ref}} > V_{\text{tri}} \rightarrow 0 \end{cases} \end{aligned}$$

Infine gli impulsi vengono inviati al gate degli IGBT all'interno del convertitore.



(a) Confronto tra l'onda portante e l'onda modulante.



(b) Impulsi all'uscita del generatore PWM.

Figura 4.12: Generazione dell'onda PWM per degli istanti di simulazione.

Un'esempio della modulazione utilizzata nel modello è riportato in Figura 4.12. La frequenza di commutazione adottata è di 1350 Hz, pari a 27 volte la fondamentale. In questo modo, grazie alle caratteristiche del trasformatore, questa componente armonica insieme a tutte quelle multiple di tre vengono eliminate.

Nella sezione 2.1 si è accennato al problema dello sbilanciamento di tensione sui condensatori che può presentarsi nei convertitori multi-livello. Delle differenze tra le tensioni del polo positivo e negativo possono causare la mancanza di precisione nell'esecuzione dell'onda PWM da parte del VSC fino a portare all'instabilità del controllo.

Per ovviare al problema lo schema per la generazione dell'onda PWM deve integrare anche un controllo per il bilanciamento della tensione sui condensatori. Modificando il tempo di conduzione degli switch di un polo infatti, è possibile aumentare o diminuire la tensione del relativo condensatore [17, 18]. Il principio di funzionamento della regolazione si basa sulla somma di una piccola componente di offset a tutta la terna di tensioni U_{abc} , di conseguenza le tensioni tra fase e fase rimangono costanti mentre si bilancia lo scompenso sui condensatori.

Nelle simulazioni la tensione sul lato CC non ha mai presentato sbilanciamenti tra il polo positivo e quello negativo ed il controllo si è sempre

dimostrato stabile. Per questo motivo è stato adottato il controllo PWM classico e non questo più complesso.

Capitolo 5

Simulazioni ed Analisi

Il capitolo conclusivo comprende i risultati delle simulazioni e le considerazioni sui dati ottenuti per ognuna di esse. Si è cercato di dividere i test in modo tale da visualizzare nei risultati il singolo effetto della variazione effettuata.

Le simulazioni sono state effettuate considerando il sistema a tempo discreto con un tempo di campionamento, uguale al passo fisso del solutore, scelto in base alla frequenza di commutazione. Analogamente anche per i regolatori PI sono stati adottati i modelli digitali. I valori di *sample time* utilizzati per tutte le simulazioni sono riportati in Tabella 5.1. I nomi delle variabili ed i punti di misurazione sono indicati per una singola stazione nello schema di Figura 5.1 e descritti nella Tabella 5.2. Le misure sulle stazioni di invio e ricezione sono indicate rispettivamente con i numeri identificativi 1 e 2 ed i risultati insieme ai riferimenti sono tutti espressi in pu rispetto ai valori nominali del collegamento riportati in Tabella 3.2.

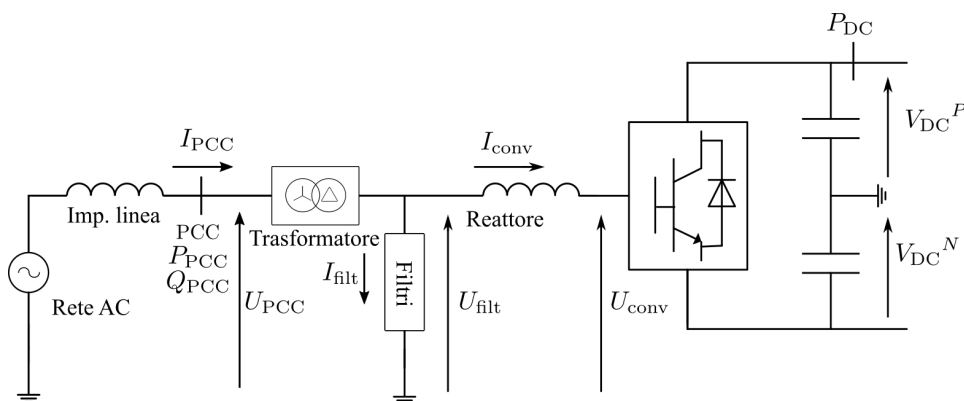


Figura 5.1: Luoghi di misura delle grandezze nelle simulazioni.

Variabile	Valore
Passo fisso del solutore	$\frac{1}{1000f_s}$
Tempo di campionamento delle misure (PowerGUI)	$\frac{1}{1000f_s}$
Tempo di campionamento dei PI	$\frac{1}{100f_s}$
Frequenza di commutazione f_s	1350 Hz

Tabella 5.1: Tempi caratteristici della simulazione.

Variabile	Descrizione
P_{PCC}	Potenza attiva assorbita o erogata nelle rispettive stazioni di invio e ricezione nel punto di allacciamento alla rete.
Q_{PCC}	Potenza reattiva erogata dalla stazione nel punto di allacciamento.
U_{PCC}	Tensione sul PCC.
I_{PCC}	Corrente nel PCC con verso entrante nella stazione di invio e uscente nella stazione di ricezione.
U_{filt}	Tensione sui filtri e al secondario.
I_{filt}	Corrente sui filtri.
I_{conv}	Corrente uscente dal convertitore che attraversa il reattore di fase.
U_{conv}	Tensione sul lato CA del convertitore.
$U_{\text{dc}}^{P/N}$	Tensioni sul condensatore positivo e negativo lato CC.
U_{dc}	Tensione media lato CC.
P_{dc}	Potenza trasmessa in continua con la stessa convenzione della potenza attiva.

Tabella 5.2: Legenda dei nomi delle variabili.

5.1 Contenuto armonico e scelta della portante

Nella descrizione del generatore PWM in sezione 4.4 è stato visto che nel circuito di Figura 4.11 è possibile impostare l'onda portante negativa in fase o in controfase rispetto a quella positiva. In questa sezione verrà calcolato il contenuto armonico in assenza di filtri all'uscita del convertitore per le due

Riferimento	Valore
$P_{\text{pcc1}}^{\text{ref}}$	0,5 pu
$Q_{\text{pcc1}}^{\text{ref}}$	0 pu
$U_{\text{dc2}}^{\text{ref}}$	0,5 pu
$Q_{\text{pcc2}}^{\text{ref}}$	0 pu

Tabella 5.3: Input della simulazione.

Portante	THD _V	Ordine armoniche
Fase	75,5 %	$m_f + 2k, 2m_f + 2k + 1$
Controfase	76,1 %	$m_f + 2k + 1, 2m_f + 2k$

Tabella 5.4: Confronto delle armoniche e distorsione sulla U_{conv} .

configurazioni.

Con le due reti alla frequenza di 50 Hz e le tensioni in fase i riferimenti impostati per la simulazione sono espressi in Tabella 5.3.

È stato verificato che all'aumentare della potenza trasmessa e del valore efficace della fondamentale generata dal convertitore la distorsione armonica sull'onda di tensione diminuisce. Per questo il riferimento di potenza reattiva è stato posto a zero e quello di potenza attiva pari al 50 % della nominale, ipotizzando quindi un funzionamento a carico ridotto.

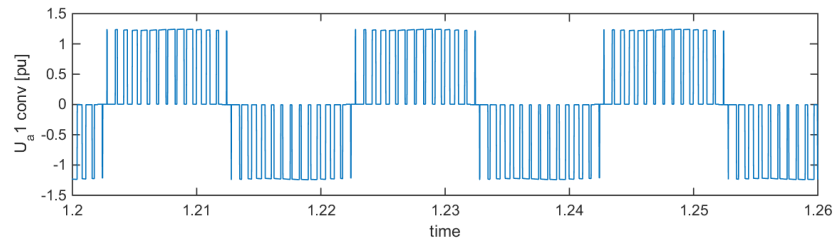
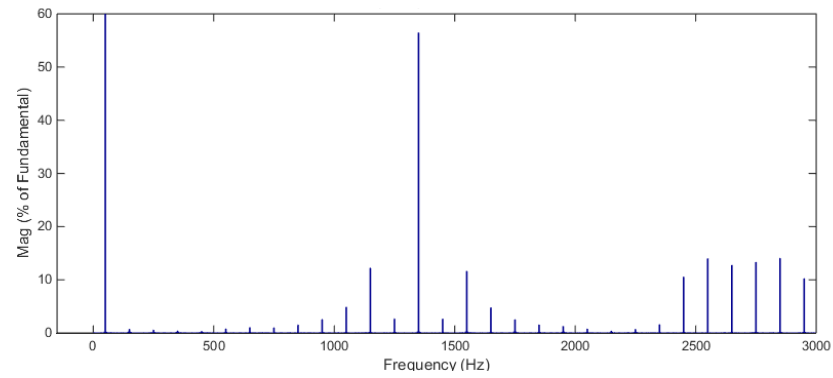
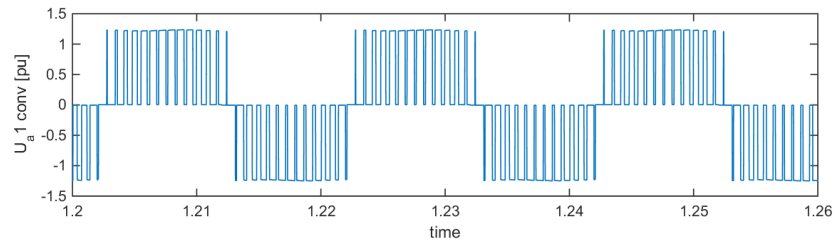
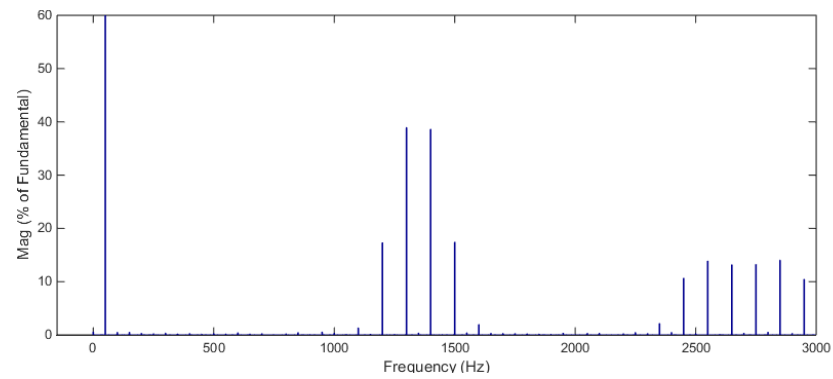
Visto l'obiettivo di valutare la differenza di contenuto armonico tra le due onde portanti per evitare grafici ridondanti verranno riportati solamente i risultati della stazione di invio che presenta la distorsione maggiore. Sulla stazione di ricezione la distribuzione delle armoniche è la medesima ma siccome lavora con un valore efficace di tensione più alto, poiché funziona da generatore, la THD_V risulta inferiore.

In condizioni di regime stazionario le tensioni sulla fase a ed il loro contenuto armonico, con le portanti in fase e controfase, sono riportati nelle Figure 5.2 e 5.3. Il calcolo della trasformata di Fourier per poter individuare lo spettro armonico è stato fatto per tutte le simulazioni nell'intervallo che va da 1,2 a 1,4 s. Sono stati utilizzati 10 periodi della fondamentale dato che il risultato non variava apprezzabilmente considerandone di più.

Il valore della distorsione armonica totale e l'ordine delle principali componenti sono espressi in Tabella 5.4.

Indicando con k un numero intero e con m_f il rapporto di modulazione si può vedere che risultano armoniche dispari utilizzando onde portanti in fase e armoniche pari con onde portanti in controfase.

Già questo basterebbe per decidere con quale configurazione proseguire ma dall'analisi delle tensioni nel PCC si possono vedere gli ulteriori vantaggi con le due portanti in fase.

(a) Andamento della tensione U_{conv} .(b) Contenuto armonico della tensione U_{conv} .Figura 5.2: Analisi con le portanti in fase della U_{conv} .(a) Andamento della tensione U_{conv} .(b) Contenuto armonico della tensione U_{conv} .Figura 5.3: Analisi con le portanti in controfase della U_{conv} .

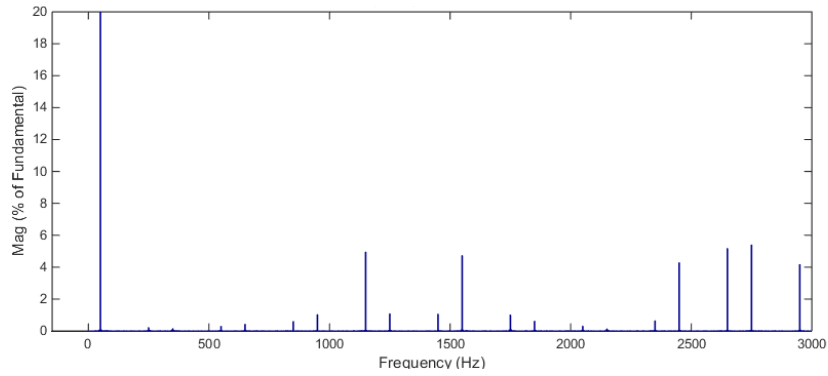
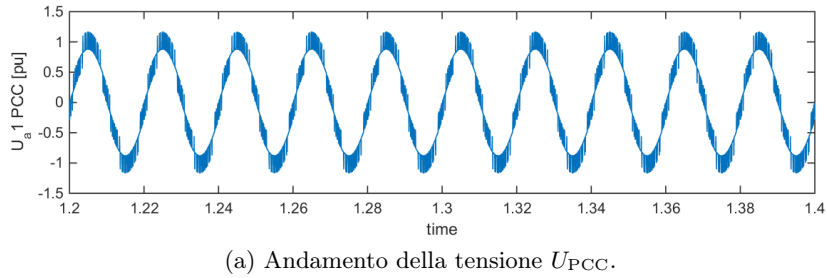


Figura 5.4: Analisi con le portanti in fase della U_{PCC} .

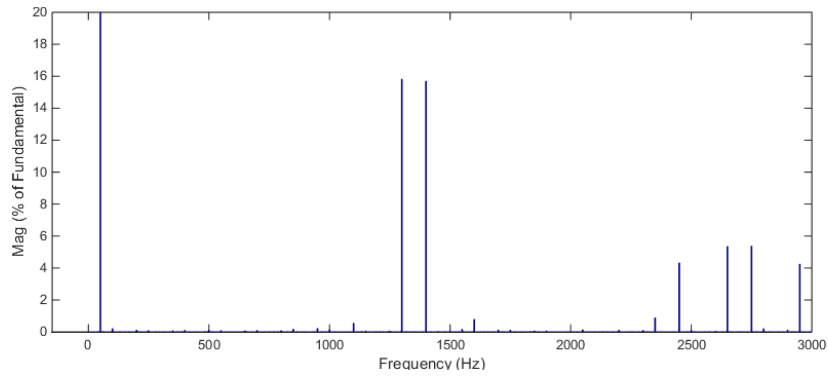
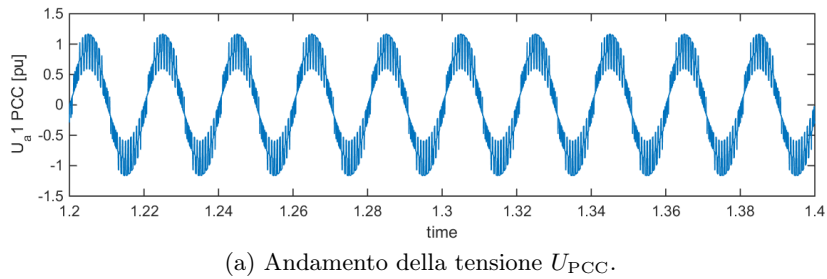


Figura 5.5: Analisi con le portanti in controfase della U_{PCC} .

Portante	THD _V	Ordine armoniche
Fase	16,6 %	$m_f + 2k, 2m_f + 2k + 1, \neq 3$
Controfase	26,9 %	$m_f + 2k + 1, 2m_f + 2k, \neq 3$

Tabella 5.5: Confronto delle armoniche e distorsione sulla U_{PCC} .

Nelle figure 5.4 e 5.5 sono riportate le forme d'onda ed i contenuti armonici delle tensioni nel punto di accoppiamento comune.

Considerando che la scala delle ascisse è stata ridotta per poter apprezzare meglio il contenuto, si può vedere come le armoniche più importanti, con le portanti in fase, non superano il 6 % di ampiezza massima rispetto alla fondamentale. Grazie alla struttura dell'autotrasformatore infatti, le armoniche multiple di tre vengono eliminate.

La tensione con le portanti in controfase invece, oltre a presentare armoniche pari, presenta valori di THD_V molto superiori come si può vedere dai dati in Tabella 5.5. Risulta ovvia quindi la scelta di proseguire nelle seguenti simulazioni mantenendo l'onda portante negativa in fase con quella positiva.

5.2 Dimensionamento Filtri e Test d'avviamento

Data l'ampiezza del contenuto armonico, importante anche attorno al doppio della frequenza di commutazione, si è deciso di adottare due filtri passa alto della tipologia descritta in sezione 3.5.

L'obiettivo che ci si è prefissi di raggiungere è ottenere una distorsione armonica totale della corrente, assorbita o erogata nel PCC, inferiore all'1 % con gli stessi valori di potenza di riferimento espressi in Tabella 5.3.

Dopo aver effettuato diverse prove, atte a capire il comportamento dei filtri sullo smorzamento, si è arrivati alla soluzione ottimale per le configurazioni espresse nelle Tabelle 5.6 e 5.7.

Gli andamenti delle correnti ed il loro contenuto armonico nel PCC delle stazioni di invio e ricezione è riportato nelle Figure 5.6 e 5.7.

Per completezza e per effettuare un confronto con la situazione precedente senza filtri sono illustrati anche gli andamenti delle tensioni insieme all'analisi armonica nel PCC delle due stazioni (Figure 5.8 e 5.9).

Si può vedere che le armoniche di ordine elevato sono state ridotte efficacemente e presentano una distribuzione simile nelle due stazioni. Quello che sorprende è la presenza di armoniche a bassa frequenza che tra l'altro hanno una distribuzione molto diversa tra i due terminali. Questo fenomeno richiede una trattazione più approfondita che verrà affrontata nella sezione successiva. In Tabella 5.8 si possono notare le riduzioni di ampiezza delle varie componenti armoniche di tensione prima e dopo il filtraggio nella stazione di invio.

Parametro	Valore
V_{nom}	320 kV
Q_{nom}	54 MVA
Freq. di accordo	1350 Hz
Fattore di merito	10

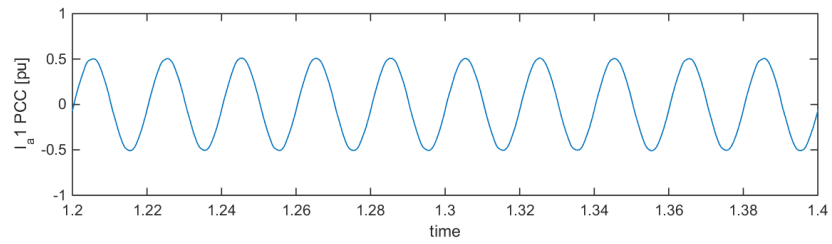
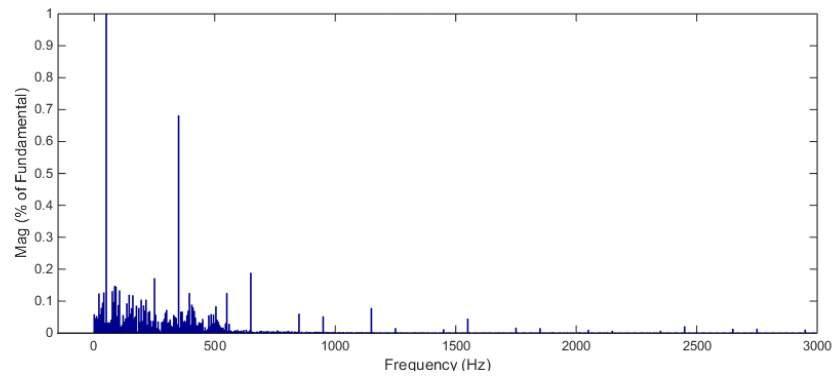
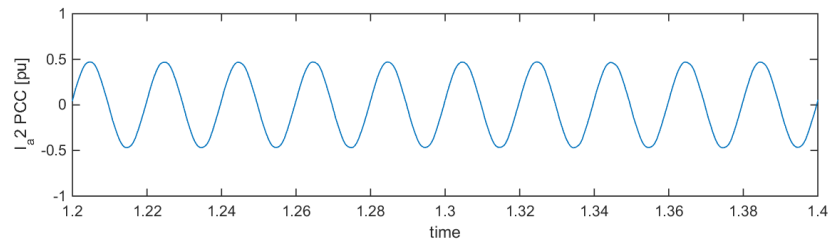
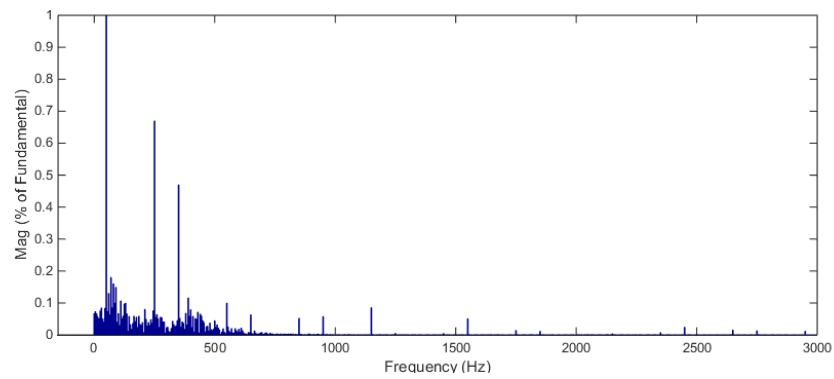
Tabella 5.6: Valore del filtro passa alto di ordine armonico 27.

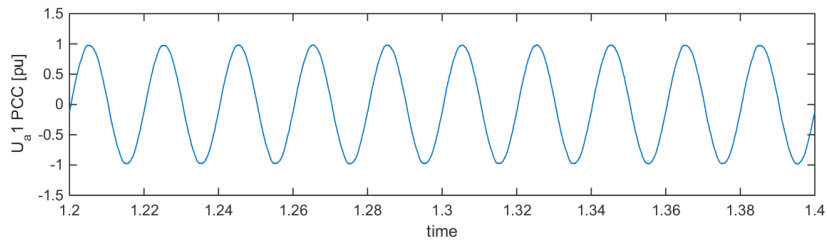
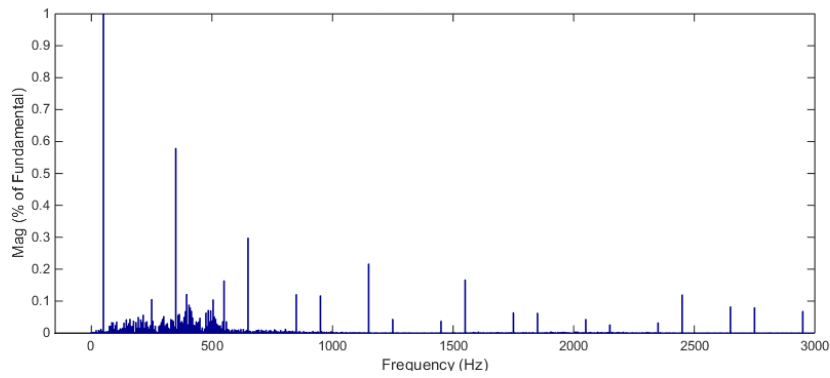
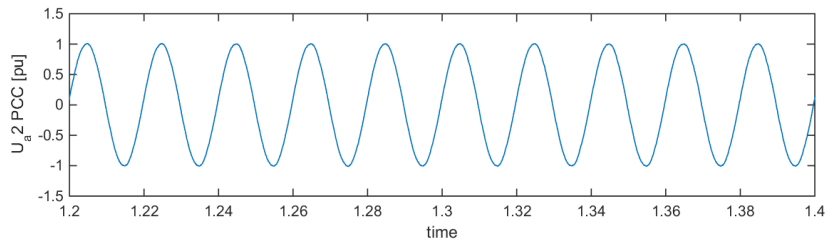
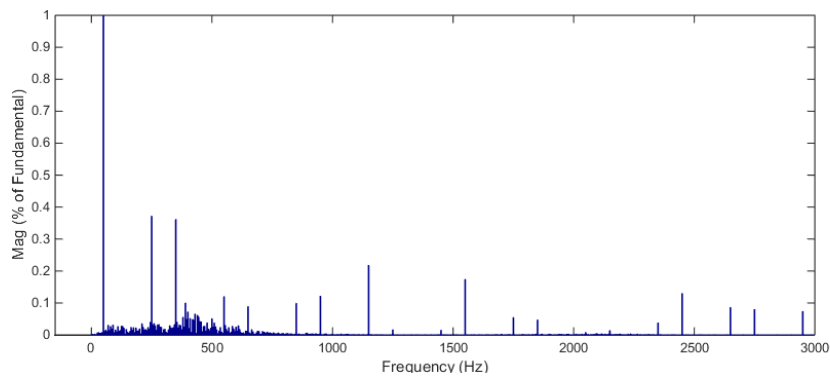
Parametro	Valore
V_{nom}	320 kV
Q_{nom}	18 MVA
Freq. di accordo	2700 Hz
Fattore di merito	15

Tabella 5.7: Valore del filtro passa alto di ordine armonico 54.

Ordine armonico	Prima [%]	Dopo[%]
5	0,21	0,10
7	0,14	0,58
11	0,29	0,16
13	0,41	0,30
17	0,59	0,12
19	1,03	0,12
23	4,94	0,22
25	1,07	0,04
27	0,00	0,00
29	1,05	0,04
31	4,72	0,17
35	0,99	0,06
37	0,61	0,06
41	0,30	0,04
43	0,12	0,03
47	0,63	0,03
49	4,28	0,12
53	5,17	0,08
55	5,38	0,08
59	4,15	0,07

Tabella 5.8: Riduzione delle armoniche prima e dopo il filtraggio.

(a) Andamento della corrente I_{PCC} .(b) Contenuto armonico della I_{PCC} .Figura 5.6: Analisi della I_{PCC} nella stazione di invio con i filtri applicati.(a) Andamento della corrente I_{PCC} .(b) Contenuto armonico della I_{PCC} .Figura 5.7: Analisi della I_{PCC} nella stazione di ricezione con i filtri applicati.

(a) Andamento della U_{PCC} .(b) Contenuto armonico della U_{PCC} .Figura 5.8: Analisi della U_{PCC} nella stazione di invio con i filtri applicati.(a) Andamento della U_{PCC} .(b) Contenuto armonico della U_{PCC} .Figura 5.9: Analisi della U_{PCC} nella stazione di ricezione con i filtri applicati.

Terminale	THD _I	THD _V
Invio	0,95 %	0,95 %
Ricezione	1,00 %	0,83 %

Tabella 5.9: Distorsioni armoniche sulle due stazioni.

Per conoscere l'effetto dei filtri sulle distorsioni armoniche totali infine si rimanda alla Tabella 5.9.

I valori efficaci delle correnti misurate sui filtri risultano pari a 170 A per quello accordato sulla frequenza di commutazione e 57 A per l'altro. Il loro dimensionamento quindi dovrà essere effettuato sulla base di questi valori. Considerando che si sta lavorando a metà carico e che la distorsione armonica diminuisce con l'aumentare della potenza, è cautelativo dimensionare il terzo avvolgimento per l'1 % della potenza nominale del trasformatore.

Con gli stessi dati usati nel test precedente è stata effettuata una prova di avviamento secondo la procedura seguente. Ipotizzando i condensatori sul lato in continua già energizzati, mantenuti in tensione dalla stazione di ricezione, si imposta nella stazione di invio un riferimento di potenza iniziale pari a zero per poi aumentarlo seguendo l'andamento di una rampa fino alla potenza richiesta.

I risultati sull'andamento della potenza attiva nelle due stazioni e nella stazione di invio (compreso il riferimento) sono illustrati nelle Figure 5.10 e 5.11. La pendenza della rampa è stata impostata pari a 1,43 pu/s per contenere l'errore delle due potenze entro il 10% durante la salita. Al tempo $t = 0$ s la stazione di invio risulta sincronizzata con la rete e fino a quando non inizia a trasmettere potenza è la stazione di ricezione che si occupa della compensazione delle perdite di linea, del reattore e dei filtri. È il terminale di ricezione infatti incaricato di mantenere sul lato CC una tensione costante pari a 1 pu. Al tempo $t = 0,2$ s quindi il terminale di invio inizia a trasmettere potenza fino ad arrivare al regime stazionario al tempo 0,65 s. Nelle Figure 5.12 e 5.13 sono graficate le variazioni di potenza reattiva dei due terminali durante il transitorio di avvio, mentre le Figure 5.14 e 5.15, 5.16 e 5.17 rappresentano l'andamento delle correnti e delle tensioni sulle stazioni di invio e ricezione.

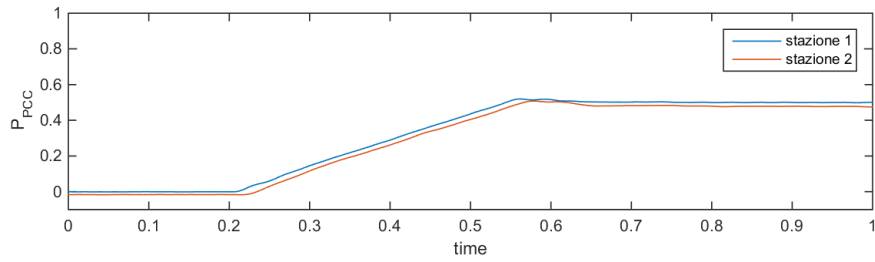


Figura 5.10: Andamento delle potenze attive nelle due stazioni.

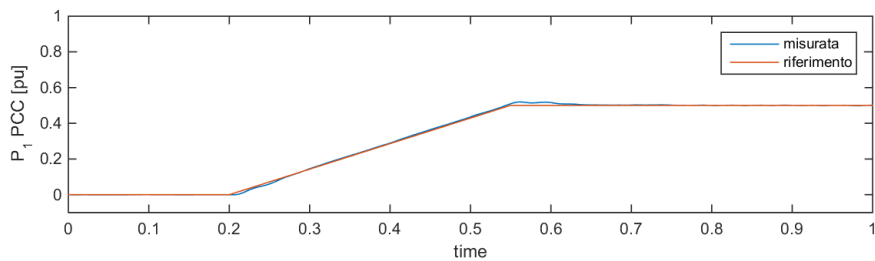


Figura 5.11: Andamento della potenza attiva nella stazione di invio.

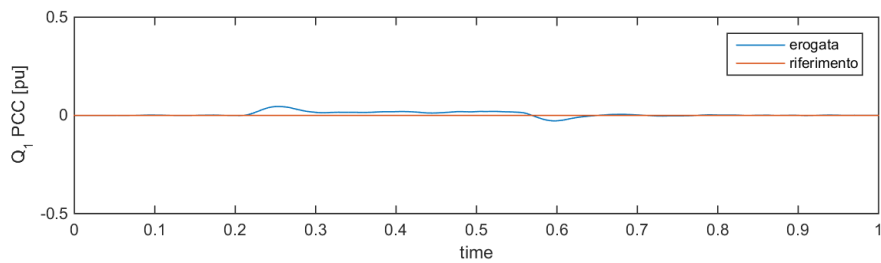


Figura 5.12: Andamento della potenza reattiva nella stazione di invio.

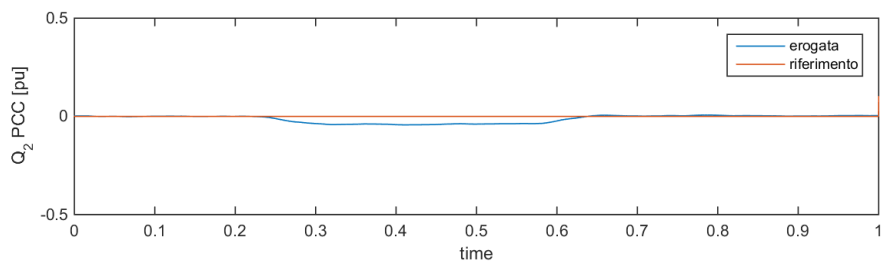


Figura 5.13: Andamento della potenza reattiva nella stazione di ricezione.

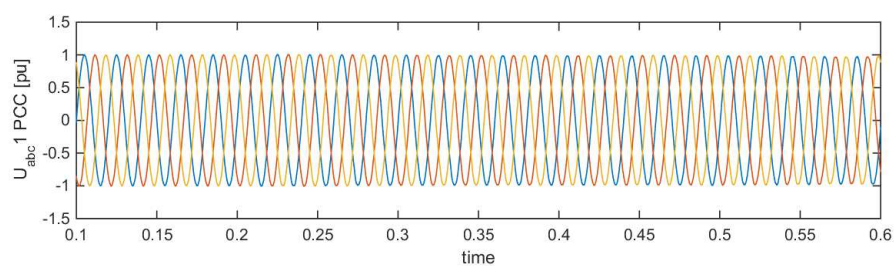


Figura 5.14: Andamento delle tensioni sul PCC nella stazione di invio.

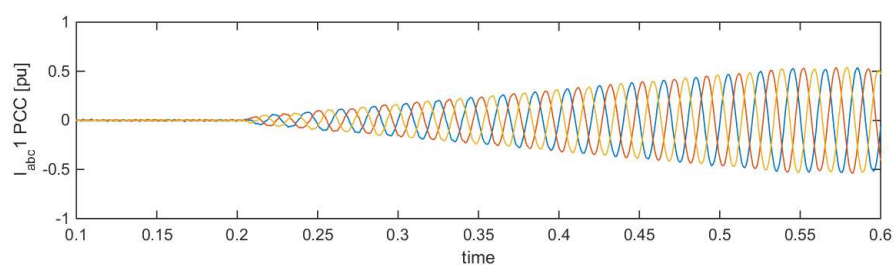


Figura 5.15: Andamento delle correnti sul PCC nella stazione di invio.

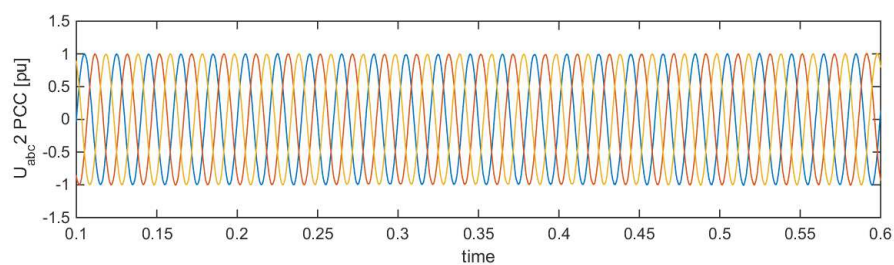


Figura 5.16: Andamento delle tensioni sul PCC nella stazione di ricezione.

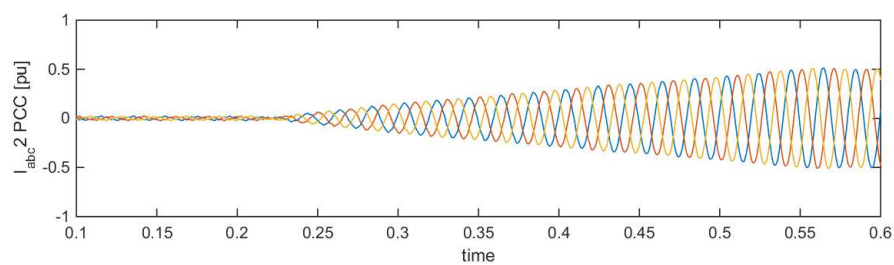


Figura 5.17: Andamento delle correnti sul PCC nella stazione di ricezione.

5.3 Corrente nel punto medio lato CC

Sul lato in CC il punto centrale tra i due condensatori in un convertitore a tre livelli è connesso ai terminali delle fasi attraverso i diodi di blocco e gli IGBT. Su questo punto la tensione totale è divisa esattamente in due parti uguali. È possibile dimostrare che la tensione generata su ogni fase presenta armoniche a bassa frequenza a causa di una componente di corrente che interessa esattamente il punto di collegamento dei due condensatori [19].

Con riferimento al ramo del convertitore di Figura 2.4, applicando la legge di Kirchhoff al punto 0 del circuito, la corrente I_{np} è espressa come:

$$I_{np} = I - (I_p + I_n) \quad (5.1)$$

Basandosi sui comandi degli switch rappresentati in Figura 5.18, la corrente I_p , quando lavora il mezzo ponte superiore, può essere scritta come:

$$I_p = s_{1-1} \operatorname{sgn}(m) I(t) \quad (5.2)$$

dove s_{1-1} è il comando dello switch Q_{1-1} e $\operatorname{sgn}(m)$ è la funzione segno dell'indice di modulazione. Analogamente per la parte negativa risulta:

$$I_n = s_{1-2} \operatorname{sgn}(-m) I(t). \quad (5.3)$$

Sostituendo le due componenti nella (5.1) si ottiene:

$$I_{np} = I(t) - [s_{1-1} \operatorname{sgn}(m) + s_{1-2} \operatorname{sgn}(-m)] I(t) \quad (5.4)$$

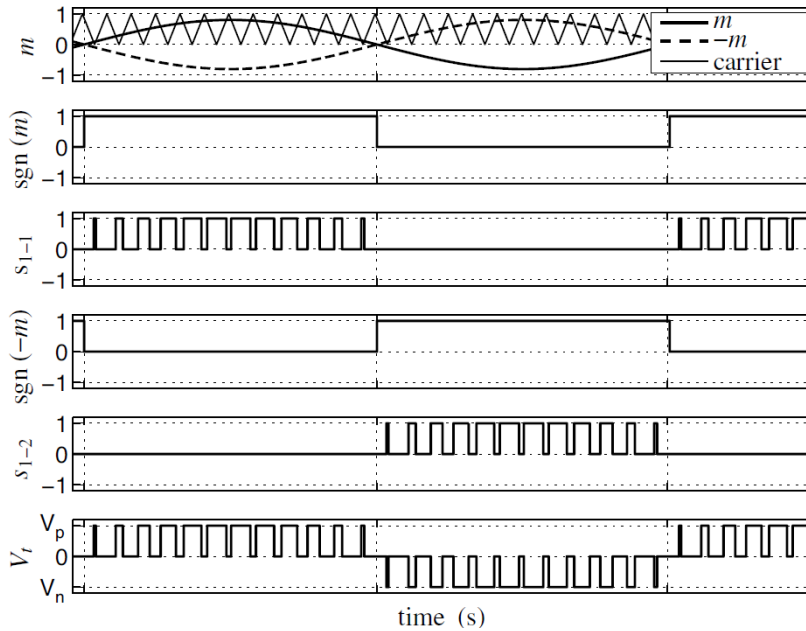


Figura 5.18: Comandi degli IGBT per la modulazione PWM in un convertitore NPC.

Considerando i valori medi riferiti alle (5.2) e (5.3) si ricava che:

$$\begin{aligned}\bar{I}_p &= d_p(t) \cdot I(t) = m(t) \cdot I(t), \quad m \geq 0 \\ \bar{I}_n &= d_n(t) \cdot I(t) = -m(t) \cdot I(t), \quad m \leq 0\end{aligned}\tag{5.5}$$

dove i termini $d_{p/n}(t)$ sono i duty-cycle del mezzo ponte positivo e negativo ed $m(t)$ l'indice di modulazione. Utilizzando una riscrittura più compatta:

$$\begin{aligned}\bar{I}_p &= m(t) \operatorname{sgn}(m) \cdot I(t) \\ \bar{I}_n &= -m(t) \operatorname{sgn}(-m) \cdot I(t)\end{aligned}\tag{5.6}$$

La media della corrente nel punto centrale perciò si ricava sostituendo la (5.6) nella (5.1):

$$\bar{I}_{np}(t) = I(t) - m(t)I(t)[\operatorname{sgn}(m) - \operatorname{sgn}(-m)]\tag{5.7}$$

Applicando la legge di Kirchhoff per tutti e tre i rami le medie delle correnti I_{np} per le tre fasi risultano:

$$\begin{aligned}I_{npa}(t) &= I_a(t) - m_a(t) I_a(t) [\operatorname{sgn}(m_a) - \operatorname{sgn}(-m_a)] \\ I_{npb}(t) &= I_b(t) - m_b(t) I_b(t) [\operatorname{sgn}(m_b) - \operatorname{sgn}(-m_b)] \\ I_{npc}(t) &= I_c(t) - m_c(t) I_c(t) [\operatorname{sgn}(m_c) - \operatorname{sgn}(-m_c)]\end{aligned}\tag{5.8}$$

dove la barra dell'operatore medio è stata omessa per semplificare la notazione. La corrente di punto medio totale quindi risulta:

$$I_{np}(t) = [I_a(t) + I_b(t) + I_c(t)] - [f_a(t) + f_b(t) + f_c(t)]\tag{5.9}$$

dove:

$$\begin{aligned}f_a(t) &= m_a(t) I_a(t) [\operatorname{sgn}(m_a) - \operatorname{sgn}(-m_a)] \\ f_b(t) &= m_b(t) I_b(t) [\operatorname{sgn}(m_b) - \operatorname{sgn}(-m_b)] \\ f_c(t) &= m_c(t) I_c(t) [\operatorname{sgn}(m_c) - \operatorname{sgn}(-m_c)]\end{aligned}\tag{5.10}$$

Se sul lato in CA del convertitore $I_a(t) + I_b(t) + I_c(t) = 0$ la (5.9) si riduce a:

$$I_{np}(t) = -[f_a(t) + f_b(t) + f_c(t)]\tag{5.11}$$

Per valutare la I_{np} quindi occorre calcolare la somma delle tre componenti. Basandosi sulle loro espressioni (5.10) si nota che sono funzioni periodiche del tempo perciò esprimibili attraverso la loro corrispondente serie di Fourier. Ipotizzando che le correnti sulle tre fasi siano una terna bilanciata allora anche le $f_{abc}(t)$ formeranno una serie bilanciata di forme d'onda, in cui la $f_b(t)$ e la $f_c(t)$ sono sfasate rispettivamente di $-2\pi/3$ e $-4\pi/3$ rispetto ad

$f_a(t)$. Come conseguenza $[f_a(t) + f_b(t) + f_c(t)]$ risulterà nulla per ogni ordine armonico diverso dai multipli di tre e dalla componente continua.

In regime stazionario $\hat{m}(t) = \hat{m}$ perciò i loro valori per le tre fasi possono essere scritti come:

$$\begin{aligned} m_a(t) &= \hat{m}(t) \cos[\rho(t)] \\ m_b(t) &= \hat{m}(t) \cos\left[\rho(t) - \frac{2\pi}{3}\right] \\ m_c(t) &= \hat{m}(t) \cos\left[\rho(t) - \frac{4\pi}{3}\right] \end{aligned} \quad (5.12)$$

mentre le correnti sulle tre fasi del convertitore risultano:

$$\begin{aligned} I_a(t) &= \hat{I} \cos[\rho(t) - \gamma] \\ I_b(t) &= \hat{I} \cos\left[\rho(t) - \gamma - \frac{2\pi}{3}\right] \\ I_c(t) &= \hat{I} \cos\left[\rho(t) - \gamma - \frac{4\pi}{3}\right] \end{aligned} \quad (5.13)$$

dove γ è lo sfasamento tra tensione e corrente sul lato CA.

Sostituendo m_a e I_a dalle (5.13) e (5.12) nella (5.10), ed applicando le formule di Werner nel prodotto dei coseni, si ottiene:

$$f_a(t) = \left(\frac{\hat{m}\hat{I}}{2}\right) [\cos\gamma + \cos(2\rho - \gamma)] [\text{sgn}(m_a) - \text{sgn}(-m_a)] \quad (5.14)$$

in cui $[\text{sgn}(m_a) - \text{sgn}(-m_a)]$ è una funzione periodica, come dimostrato in Figura 5.19, e perciò si può esprimere come serie di Fourier:

$$\text{sgn}(m_a) - \text{sgn}(-m_a) = \left(\frac{4}{\pi}\right) \sum_{h=1,3,5,\dots}^{+\infty} \frac{1}{h} \sin\left(\frac{h\pi}{2}\right) \cos(h\rho) \quad (5.15)$$

Sostituendo la serie di $\text{sgn}(m_a) - \text{sgn}(-m_a)$ nella (5.14) risulta:

$$\begin{aligned} f_a(t) &= \left(\frac{2\hat{m}\hat{I}}{\pi}\right) \cos\gamma \sum_{h=1,3,5,\dots}^{+\infty} \frac{1}{h} \sin\left(\frac{h\pi}{2}\right) \cos(h\rho) \\ &+ \left(\frac{2\hat{m}\hat{I}}{\pi}\right) \sum_{h=1,3,5,\dots}^{+\infty} \frac{1}{h} \sin\left(\frac{h\pi}{2}\right) \cos(h\rho) \cos(2\rho - \gamma) \end{aligned} \quad (5.16)$$

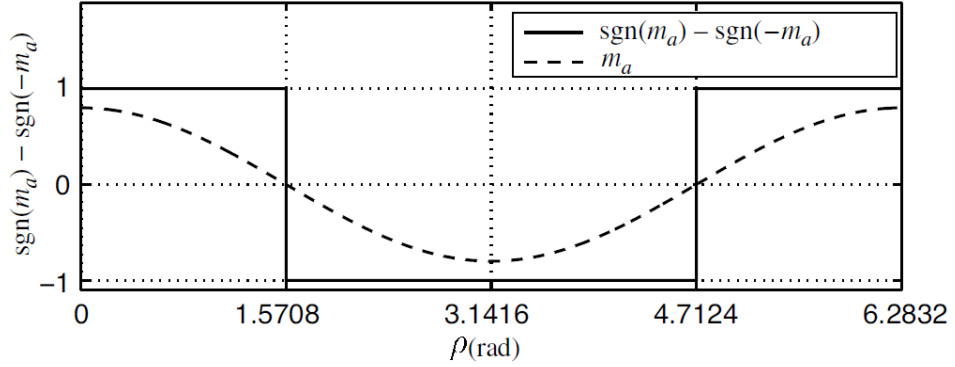


Figura 5.19: Andamento della funzione $\text{sgn}(m_a) - \text{sgn}(-m_a)$ per un periodo.

Applicando nuovamente le formule di Werner per scomporre il prodotto dei seni la (5.16) può essere riscritta come:

$$\begin{aligned}
 f_a(t) &= \left(\frac{2\hat{m}\hat{I}}{\pi} \right) \cos \gamma \sum_{h=1,3,5,\dots}^{+\infty} \frac{1}{h} \sin \left(\frac{h\pi}{2} \right) \cos(h\rho) \\
 &+ \left(\frac{\hat{m}\hat{I}}{\pi} \right) \sum_{h=1,3,5,\dots}^{+\infty} \frac{1}{h} \sin \left(\frac{h\pi}{2} \right) \cos [(h-2)\rho + \gamma] \quad (5.17) \\
 &+ \left(\frac{\hat{m}\hat{I}}{\pi} \right) \sum_{h=1,3,5,\dots}^{+\infty} \frac{1}{h} \sin \left(\frac{h\pi}{2} \right) \cos [(h+2)\rho - \gamma]
 \end{aligned}$$

Sostituendo al posto di ρ il valore $(\rho - 2\pi/3)$ e $(\rho - 4\pi/3)$ si possono ricavare le $f_b(t)$ e $f_c(t)$. Dunque la somma risulta pari a 3 volte $f_a(t)$ per la componente continua e le armoniche multiple di tre, e pari a 0 per i restanti valori di h . Perciò:

$$\begin{aligned}
 f_a(t) + f_b(t) + f_c(t) &= \left(\frac{6\hat{m}\hat{I}}{\pi} \right) \cos \gamma \sum_{h=3,9,15,\dots}^{+\infty} \frac{1}{h} \sin \left(\frac{h\pi}{2} \right) \cos(h\rho) \\
 &+ \left(\frac{3\hat{m}\hat{I}}{\pi} \right) \sum_{h=5,11,17,\dots}^{+\infty} \frac{1}{h} \sin \left(\frac{h\pi}{2} \right) \cos [(h-2)\rho + \gamma] \\
 &+ \left(\frac{3\hat{m}\hat{I}}{\pi} \right) \sum_{h=1,7,13,\dots}^{+\infty} \frac{1}{h} \sin \left(\frac{h\pi}{2} \right) \cos [(h+2)\rho - \gamma] \quad (5.18)
 \end{aligned}$$

Esprimendo quindi la I_{np} andando a sostituire nella (5.11) la sommatoria

$f_a(t) + f_b(t) + f_c(t)$ della (5.18) risulta:

$$\begin{aligned}
I_{np}(t) = & - \left(\frac{6\hat{m}\hat{I}}{\pi} \right) \cos \gamma \sum_{h=3,9,15,\dots}^{+\infty} \frac{1}{h} \sin \left(\frac{h\pi}{2} \right) \cos(h\rho) \\
& + \left(\frac{3\hat{m}\hat{I}}{\pi} \right) \sum_{h=3,9,15,\dots}^{+\infty} \frac{1}{h+2} \sin \left(\frac{h\pi}{2} \right) \cos(h\rho + \gamma) \\
& + \left(\frac{3\hat{m}\hat{I}}{\pi} \right) \sum_{h=3,9,15,\dots}^{+\infty} \frac{1}{h-2} \sin \left(\frac{h\pi}{2} \right) \cos(h\rho - \gamma)
\end{aligned} \quad (5.19)$$

L'equazione indica che la corrente del punto medio non ha componente continua ma include le triple armoniche dispari di cui la terza è quella dominante. Un'approssimazione del suo valore può essere fatta considerando solamente i termini principali delle sommatorie:

$$\begin{aligned}
I_{np}(t) \approx & \left(\frac{2\hat{m}\hat{I}}{\pi} \right) \cos \gamma \cos(3\rho) - \left(\frac{3\hat{m}\hat{I}}{5\pi} \right) \cos(3\rho + \gamma) - \left(\frac{3\hat{m}\hat{I}}{\pi} \right) \cos(3\rho - \gamma) \\
= & \left(\frac{4\hat{m}\hat{I}}{5\pi} \right) [-2 \cos \gamma \cos(3\rho) - 3 \sin \gamma \sin(3\rho)]
\end{aligned} \quad (5.20)$$

che riscritta nella forma compatta risulta:

$$\begin{aligned}
I_{np}(t) \approx & \left(\frac{4\hat{m}\hat{I}}{5\pi} \right) \sqrt{4 + 5 \sin^2 \gamma} \cos(3\rho + \xi) \\
= & \left(\frac{4\hat{m}\hat{I}}{5\pi} \right) \sqrt{9 - 5 \cos^2 \gamma} \cos(3\rho + \xi)
\end{aligned} \quad (5.21)$$

dove $\xi = \pi - \tan^{-1}(1.5 \tan \gamma)$. Dalla (5.21) si evidenzia che l'ampiezza della corrente nel punto medio è funzione del punto di lavoro del convertitore. Essa risulta linearmente proporzionale ai valori di tensione e corrente sul lato CA mentre ha una relazione non lineare con il fattore di potenza. Quello che si può vedere è che per $\cos \gamma = 0$ la I_{np} raggiunge il suo valore massimo e diminuendo lo sfasamento tra tensione e corrente la corrente di punto medio cala.

Sul lato in CC la I_{np} viene divisa nei due condensatori generando un'oscillazione della tensione su di essi. È esattamente questa, come si dimostrerà, la causa delle armoniche di basso ordine risultate nelle analisi delle precedenti simulazioni.

Chiamando con V_p la tensione sul condensatore positivo e con V_n quella sul negativo e considerando solamente l'oscillazione sulla terza armonica di

ampiezza V_{r3} , si ha:

$$\begin{aligned} V_p &= \frac{V_{dc}}{2} + \hat{V}_{r3} \sin(3\rho + \sigma) \\ V_n &= -\frac{V_{dc}}{2} + \hat{v}_{r3} \sin(3\rho + \sigma) \end{aligned} \quad (5.22)$$

Facendo lo stesso ragionamento che si è fatto per le correnti il valore medio di tensione su una fase può essere scritto come:

$$\bar{V}_t(t) = [\bar{V}_p \text{sgn}(m_t) - \bar{V}_n \text{sgn}(-m_t)] m_t(t) \quad (5.23)$$

dove t indica una delle tre fasi a , b o c . Esprimendo l'indice di modulazione, prendendo come esempio la fase a , dalla (5.12) si ottiene:

$$\begin{aligned} V_a(t) &= \hat{m} \frac{V_{dc}}{2} \cos(\rho) [\text{sgn}(m_a) + \text{sgn}(-m_a)] \\ &+ \hat{V}_{r3} \hat{m} \sin(3\rho + \sigma) \cos(\rho) [\text{sgn}(m_a) - \text{sgn}(-m_a)] \end{aligned} \quad (5.24)$$

Visto che la somma $\text{sgn}(m_a) + \text{sgn}(-m_a) = 1$, sostituendo la componente $\text{sgn}(m_a) - \text{sgn}(-m_a)$ con la sua serie di Fourier data dalla (5.15) ed applicando le formule di Werner risulta:

$$\begin{aligned} V_t(t) &= \hat{m} \frac{V_{dc}}{2} \cos(\rho) \\ &- \left(\frac{\hat{V}_{r3} \hat{m}}{\pi} \right) \sum_{h=1,3,5,\dots}^{+\infty} \frac{1}{h} \sin\left(\frac{h\pi}{2}\right) \sin[(h-4)\rho - \sigma] \\ &+ \left(\frac{\hat{V}_{r3} \hat{m}}{\pi} \right) \sum_{h=1,3,5,\dots}^{+\infty} \frac{1}{h} \sin\left(\frac{h\pi}{2}\right) \sin[(h+2)\rho + \sigma] \\ &- \left(\frac{\hat{V}_{r3} \hat{m}}{\pi} \right) \sum_{h=1,3,5,\dots}^{+\infty} \frac{1}{h} \sin\left(\frac{h\pi}{2}\right) \sin[(h-2)\rho - \sigma] \\ &+ \left(\frac{\hat{V}_{r3} \hat{m}}{\pi} \right) \sum_{h=1,3,5,\dots}^{+\infty} \frac{1}{h} \sin\left(\frac{h\pi}{2}\right) \sin[(h+4)\rho + \sigma] \end{aligned} \quad (5.25)$$

Il termine $\hat{m}(V_{dc}/2) \cos(\rho)$ corrisponde alla fondamentale. Le rimanenti sommatorie invece rappresentano le armoniche generate dall'oscillazione della tensione sul condensatore che inducono addirittura un piccolo sfasamento su $V_t(t)$ rispetto alla componente fondamentale. Si può quindi concludere che la corrente di punto medio genera sui condensatori un ripple di tensione che porta alla generazione di armoniche dispari sul lato CA del convertitore. Le componenti dominanti sono quelle di ordine più basso infatti come si può

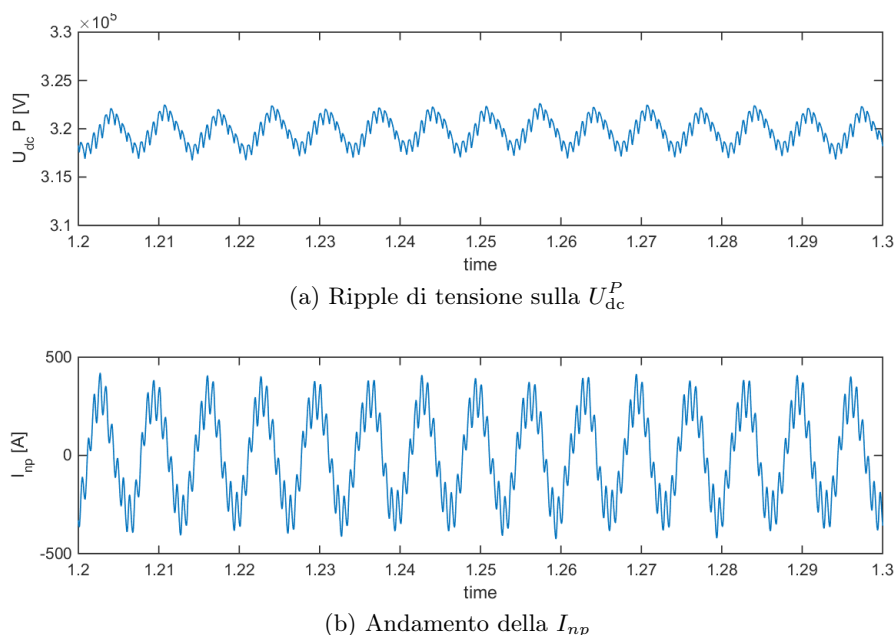


Figura 5.20: Oscillazione sul condensatore lato CC (a) e corrente di punto medio (b).

vedere dal termine $1/h$ al crescere dell'ordine l'ampiezza dell'armonica risulta sempre meno significativa.

Un esempio dell'andamento della corrente I_{np} e della tensione sul condensatore misurate nelle simulazioni è riportato in Figura 5.20.

È da notare che queste oscillazioni non rientrano nello sbilanciamento di tensione esposto in sezione 4.4. I dispositivi che compensano gli squilibri di tensione infatti, agiscono con tempi di risposta dell'ordine del secondo, per cui, ripple di tensioni come quello nell'esempio risultano di valore medio nullo.

5.4 Variazione sfasamento e frequenza

Verranno presentati ora dei risultati di simulazione che esemplificano le prerogative già citate dei sistemi HVDC:

- la possibilità di connettere reti in CA con ampi angoli di sfasamento e
- la capacità di lavorare addirittura con due reti a frequenza diversa.

Le due prove verranno effettuate impostando come valori di riferimento di potenza e tensione quelli delle simulazioni precedenti, riportati in Tabella 5.3.

Le differenze rispetto alla configurazione standard, con le due reti in fase e a 50 Hz, saranno:

- nella prima simulazione la modifica dell'angolo di fase, da 0° a 180° , sulla rete che alimenta la stazione di invio,
- nella seconda la variazione della frequenza della stessa rete da 50 Hz a 60 Hz.

I risultati della prima prova, relativi all'andamento delle tensioni e correnti ed al loro contenuto armonico, sono rappresentati, per la stazione di invio nelle Figure 5.21 e 5.22, e per la stazione di ricezione nelle Figure 5.23 e 5.23.

Nella Tabella 5.10 sono indicati i valori di distorsione armonica totale delle forme d'onda sul PCC di entrambe le stazioni.

Facendo il confronto con i risultati delle due linee in fase si nota che, nonostante la THD non subisca variazioni significative, la distribuzione delle armoniche, risulta pressoché inalterata per le componenti di ordine elevato mentre varia in modo evidente sulle armoniche di basso ordine. Il motivo, visto nella sezione precedente, è che, oltre al punto di lavoro, sul contenuto armonico incide anche lo sfasamento tra la fondamentale e la corrente di punto medio che genera le oscillazioni sui condensatori in CC.

Nella seconda simulazione con la rete della stazione di invio a 60 Hz sono stati effettuati i seguenti cambiamenti:

- la frequenza di commutazione da 1350 Hz è stata aumentata a 1620 Hz pari al prodotto $27 \cdot 60$ e
- la frequenza di accordo dei filtri è stata traslata rispettivamente sulla nuova frequenza di commutazione e sul suo valore doppio.

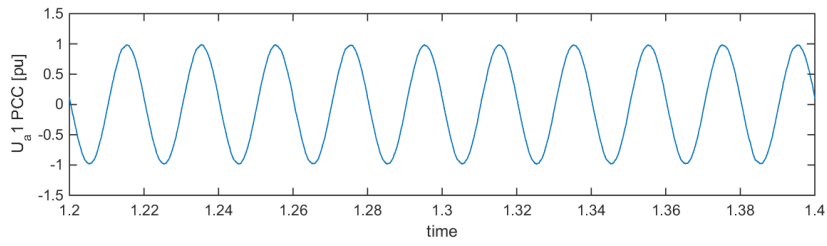
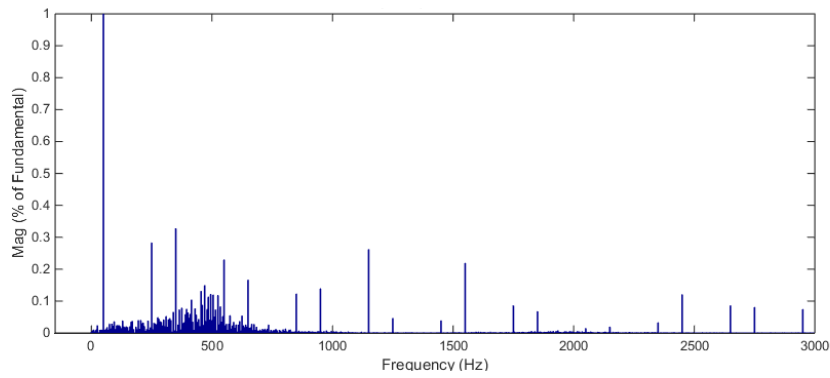
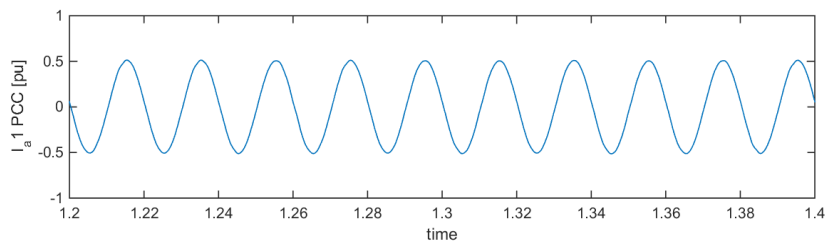
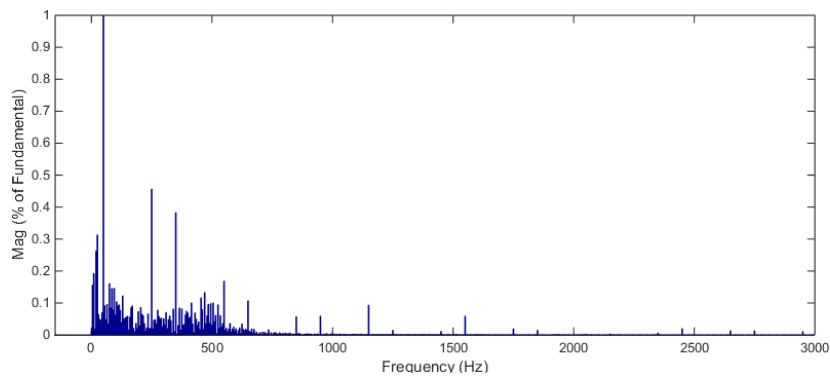
Per contenere il THD_I entro l'1% nella stazione di invio è stato inoltre necessario modificare il fattore di merito del filtro accordato sulla frequenza di 1620 Hz da 10 a 15.

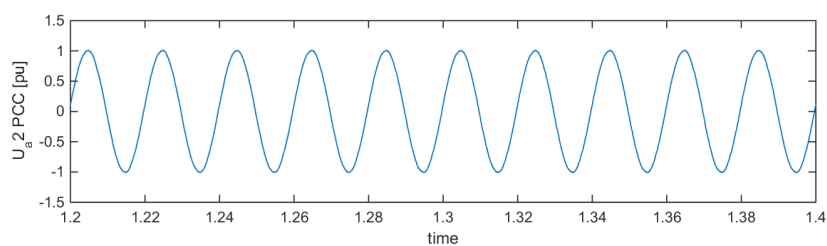
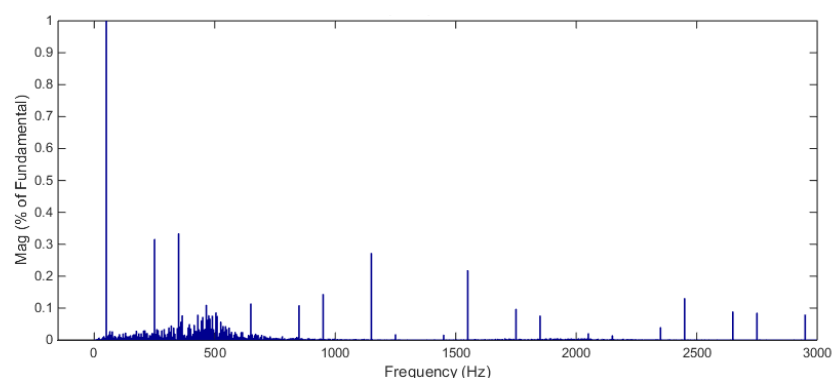
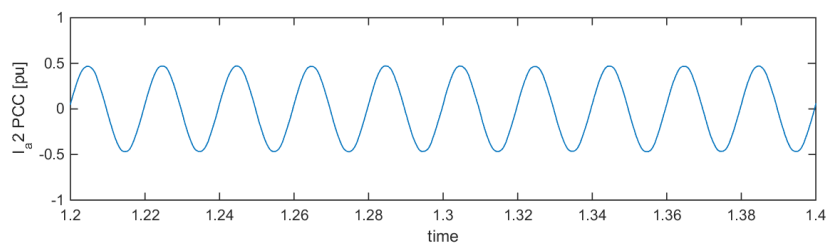
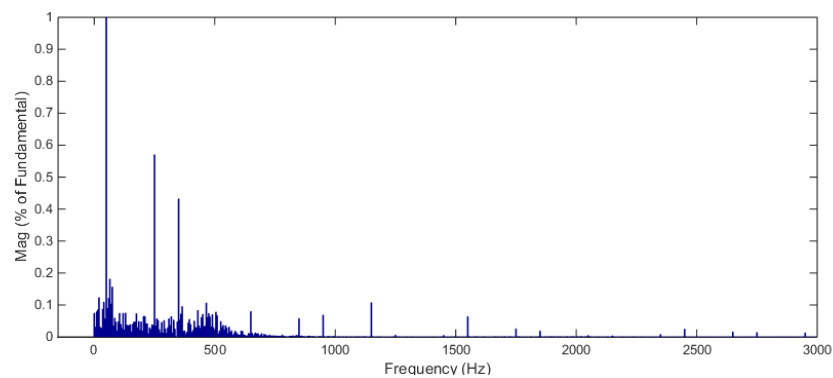
I risultati con la rete di invio a 60 Hz e la nuova configurazione dei filtri sono riportati nelle Figure 5.25 e 5.26 per la stazione di invio e nelle Figure 5.27 e 5.28 per quella di ricezione. La tabella 5.11 riporta i valori di distorsione armonica totale nel PCC di entrambe le stazioni.

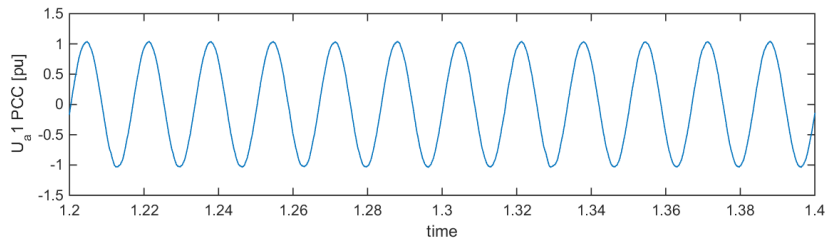
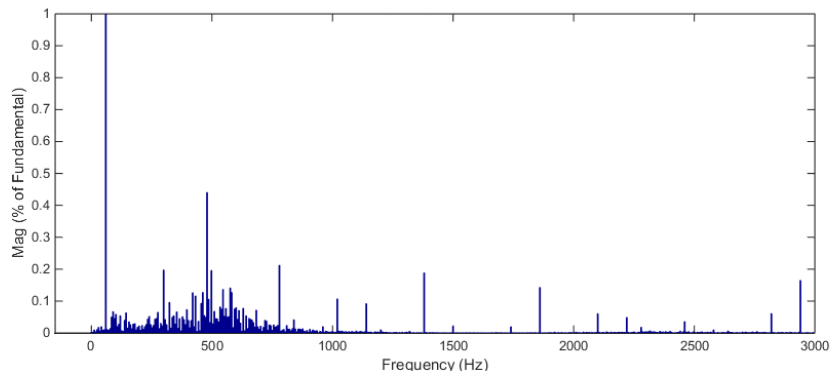
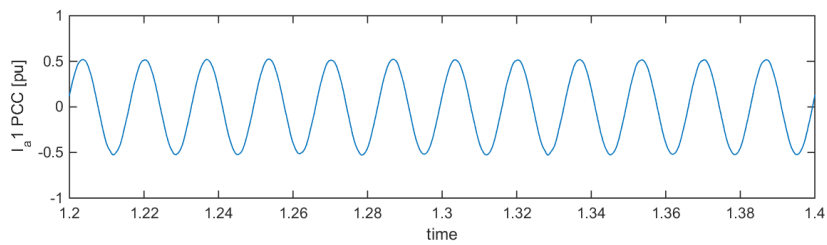
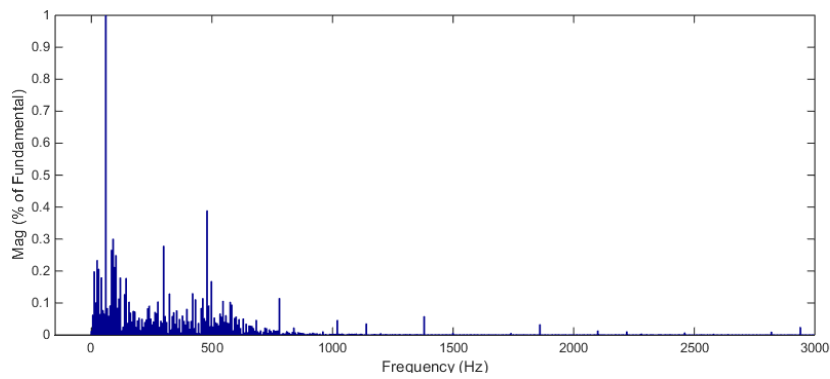
È evidente che il contenuto armonico sulla stazione di invio risulti scalato rispetto al caso a 50 Hz, tuttavia le distribuzioni delle componenti ad alta frequenza, considerando l'ordine armonico, risultano molto simili.

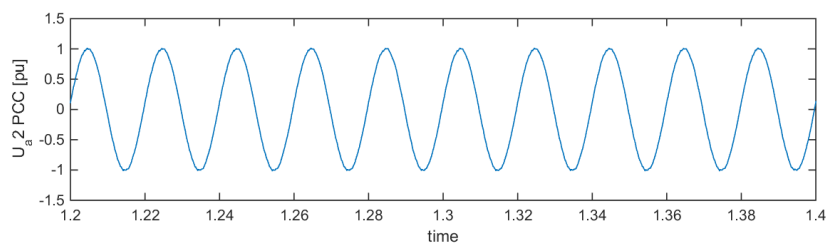
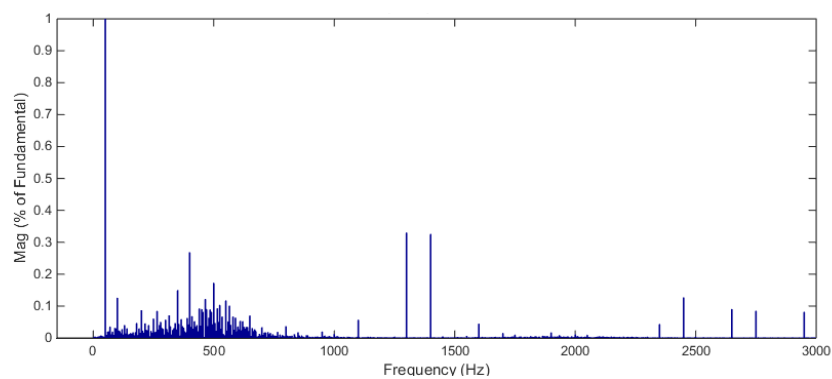
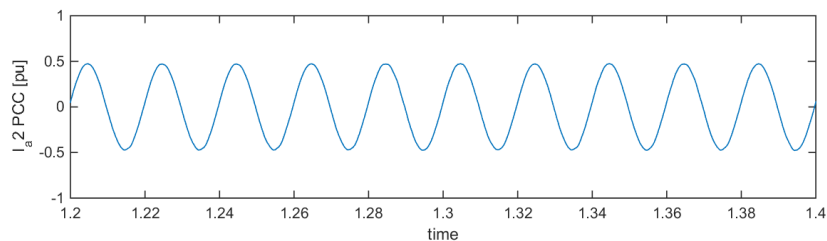
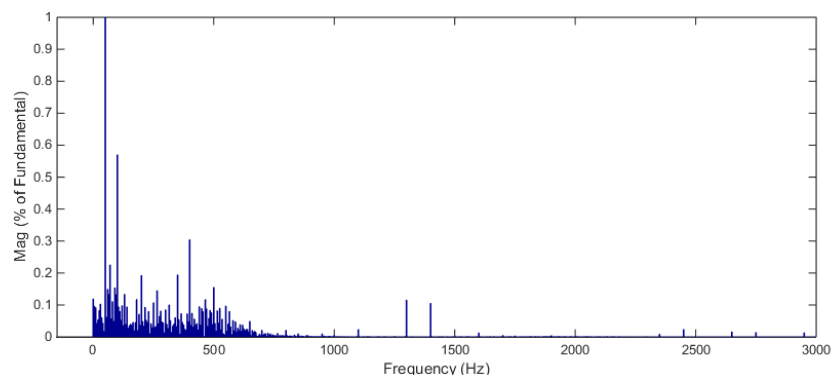
Terminale	THD_I	THD_V
Invio	0,91 %	0,97 %
Ricezione	0,91 %	0,87 %

Tabella 5.10: THD sulle due stazioni con la rete di invio sfasata di 180° .

(a) Andamento della tensione U_{PCC} .(b) Contenuto armonico della U_{PCC} .Figura 5.21: Analisi di U_{PCC} nella stazione 1 con sfasamento 180° .(a) Andamento della tensione I_{PCC} .(b) Contenuto armonico della I_{PCC} .Figura 5.22: Analisi di I_{PCC} nella stazione 1 con sfasamento 180° .

(a) Andamento della tensione U_{PCC} .(b) Contenuto armonico della U_{PCC} .Figura 5.23: Analisi di U_{PCC} nella stazione 2 con sfasamento 180° .(a) Andamento della tensione I_{PCC} .(b) Contenuto armonico della I_{PCC} .Figura 5.24: Analisi di I_{PCC} nella stazione 2 con sfasamento 180° .

(a) Andamento della tensione U_{PCC} .(b) Contenuto armonico della U_{PCC} .Figura 5.25: Analisi di U_{PCC} nel terminale di invio con $f_1 = 60$ Hz.(a) Andamento della tensione I_{PCC} .(b) Contenuto armonico della I_{PCC} .Figura 5.26: Analisi di I_{PCC} nel terminale di invio con $f_1 = 60$ Hz.

(a) Andamento della tensione U_{PCC} .(b) Contenuto armonico della U_{PCC} .Figura 5.27: Analisi di U_{PCC} nel terminale di ricezione con $f_1 = 60$ Hz.(a) Andamento della tensione I_{PCC} .(b) Contenuto armonico della I_{PCC} .Figura 5.28: Analisi di I_{PCC} nel terminale di ricezione con $f_1 = 60$ Hz.

Terminale	THD _I	THD _V
Invio	0,97 %	0,96 %
Ricezione	1,00 %	0,91 %

Tabella 5.11: THD sulle due stazioni con la rete di invio a 60 Hz.

Le conclusioni perciò, risultano analoghe a quelle della simulazione precedente: modificando le condizioni di lavoro, quindi gli sfasamenti tra le grandezze, varia visibilmente la ripartizione delle armoniche di basso ordine mentre la distribuzione sugli ordini elevati rimane pressoché costante.

5.5 Funzionamento nei buchi di tensione e corto circuiti

In una normale linea di trasmissione in alternata, quando avviene un guasto, intervengono le protezioni distanziometriche con tempi di reazione, limitati dalla meccanica degli interruttori, dell'ordine delle decine/centinaia di ms. In un sistema HVDC-VSC invece è possibile bloccare la generazione della PWM ed aprire gli switch con tempi di reazione molto più rapidi.

Nella presente simulazione si vuole verificare il comportamento del convertitore ipotizzando un guasto che porti la tensione, sulla linea della stazione di invio, a zero, con la seguente dinamica:

- $t = 1,2$ s: tempo in cui avviene il guasto e si ha l'abbassamento della tensione sulla linea,
- $t = 1,3$ s: intervento della protezione distanziometrica che isola la stazione HVDC dalla rete,
- $t = 1,4$ s: richiusura dell'interruttore ipotizzando che il guasto sia stato estinto.

Il sistema di controllo è dotato di un dispositivo che blocca la generazione PWM e apre gli IGBT quando rileva un calo della tensione di linea, con la richiesta di ulteriore corrente, oltre una certa soglia. Perciò, ci si aspetta che la protezione del convertitore intervenga appena la tensione scende a zero ed in seguito, al momento della richiusura dell'interruttore, il PLL effettui la sincronizzazione con la rete e la stazione ricominci ad erogare potenza seguendo il riferimento a rampa.

I riferimenti di potenza e tensione iniziali impostati sono espressi in Tabella 5.3.

I risultati degli andamenti di potenze, tensioni e correnti relativi alla stazione di invio sono riportati nelle Figure 5.30, 5.31, 5.32 e 5.33 mentre

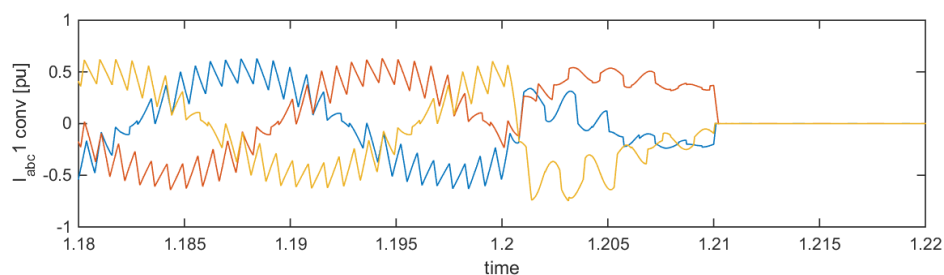


Figura 5.29: I_{conv} nella stazione di invio (simulazione guasto).

quelli relativi alla stazione di ricezione sono rappresentati nelle 5.34, 5.35, 5.36 e 5.37.

Come si può vedere dal grafico della I_{PCC}^1 il blocco degli IGBT interviene immediatamente e la corrente viene mantenuta entro un valore limitato. In seguito, sul guasto di rete, viene dissipata l'energia immagazzinata dai filtri della stazione fino al tempo $t = 1,3$ sec. Istante in cui interviene la protezione distanziometrica. Per $t = 1,4$ s, estinto il guasto, avviene il riallacciamento alla rete ed il convertitore rieffettua la sincronizzazione. Infine, al tempo $t = 1,6$ s, avviene lo sblocco del convertitore che, come mostrato nel grafico della P_{PCC}^1 , ricomincia ad inviare potenza seguendo il riferimento a rampe fino a portarsi alla situazione di regime.

L'andamento delle correnti all'uscita del convertitore della stazione di invio nell'istante di guasto è rappresentato in Figura 5.29. Il blocco dei segnali di gate riesce dunque ad evitare che si raggiungano valori critici di corrente. Inoltre, considerando che gli IGBT hanno la capacità di interrompere correnti fino a 1,5 pu, si ha un margine anche lavorando con potenze trasmesse maggiori.

Durante il guasto la stazione di ricezione risente della perturbazione e regola la potenza attiva in modo da mantenere costante la tensione U_{dc} sui condensatori e sulla linea di trasmissione. La rapida variazione di potenza attiva tuttavia comporta uno scempenso anche di quella reattiva ed il transitorio totale dura all'incirca 200 ms. Successivamente, a differenza della stazione di invio, quella di ricezione rimane alimentata perciò assorbirà una piccola componente di potenza attiva necessaria alla compensazione delle perdite.

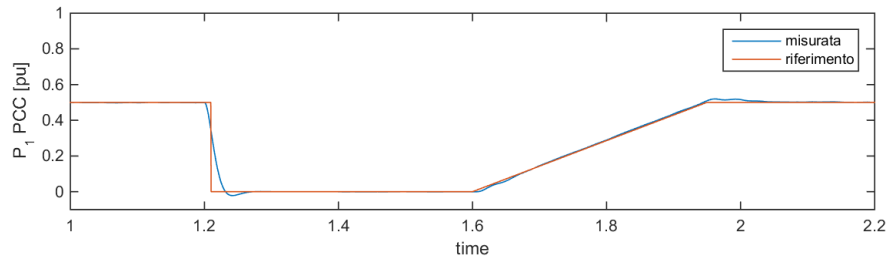


Figura 5.30: Potenza attiva nella stazione di invio (simulazione guasto).

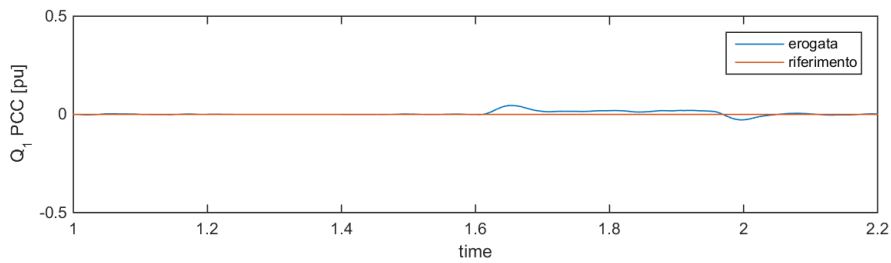


Figura 5.31: Potenza reattiva nella stazione di invio (simulazione guasto).

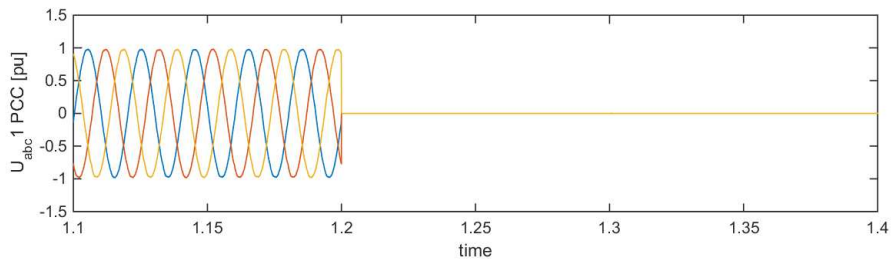


Figura 5.32: U_{PCC} nella stazione di invio (simulazione guasto).

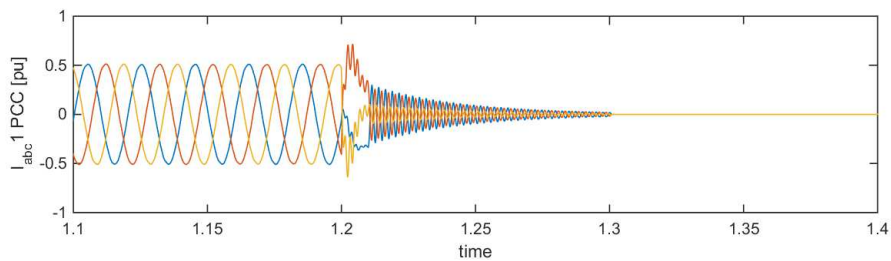


Figura 5.33: I_{PCC} nella stazione di invio (simulazione guasto).

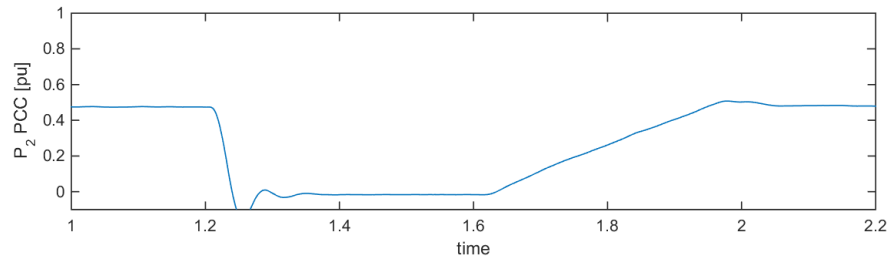


Figura 5.34: Potenza attiva nella stazione di ricezione (simulazione guasto).

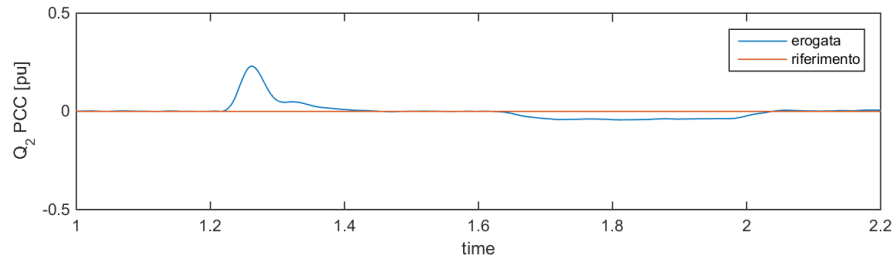


Figura 5.35: Potenza reattiva nella stazione di ricezione (simulazione guasto).

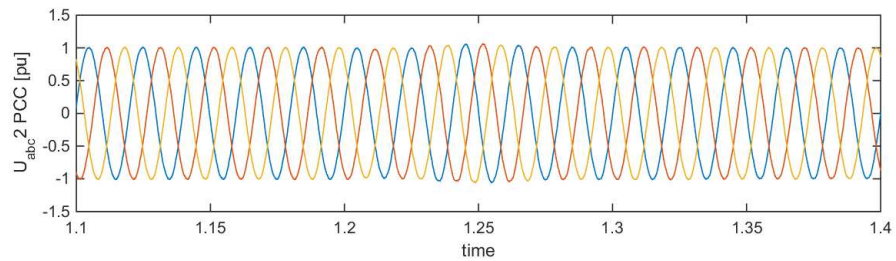


Figura 5.36: U_{PCC} nella stazione di ricezione (simulazione guasto).

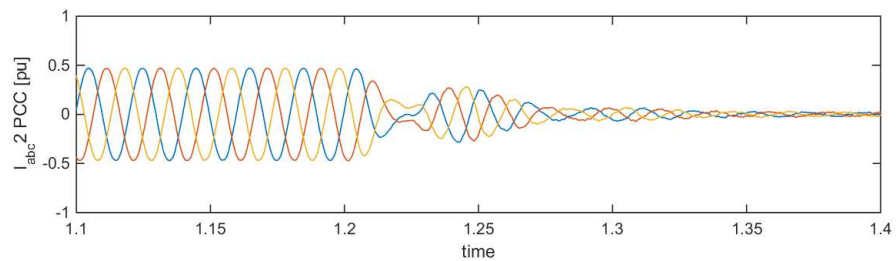


Figura 5.37: I_{PCC} nella stazione di ricezione (simulazione guasto).

Simulazione n°	Rif. Iniziale		Variazione		Rif. Finale	
	P	Q	ΔP	ΔQ	P	Q
1	0,5	0,0	0,3	0,0	0,8	0,0
2	0,5	0,0	0,0	0,5	0,5	0,5
3	0,8	0,0	0,0	0,6	0,8	0,6
4	1,0	0,0	-0,2	0,6	0,8	0,6

Tabella 5.12: Variazioni effettuate durante le simulazioni.

5.6 Risposte a variazioni di potenza attiva e reattiva

Durante il normale funzionamento le stazioni HVDC sono soggette a modifiche di potenza attiva e reattiva secondo i valori richiesti dal gestore di rete. Il cambiamento del valore dei riferimenti può avvenire in modo più o meno lento. In questa sezione si vuole esaminare la reattività del sistema per variazioni di tipo a gradino in modo tale da capire quali sono i tempi caratteristici.

Le simulazioni effettuate sono contraddistinte dalle numerazioni di Tabella 5.12 la quale indica anche i valori iniziali dei riferimenti e le variazioni di potenza impostate al tempo $t = 1,2$ s.

I risultati della simulazione n°1 sono rappresentati nelle Figure 5.38, 5.39, 5.40 e 5.41 per la stazione di invio e nelle Figure 5.42, 5.43, 5.44 e 5.45 per la stazione di ricezione.

Si nota che in entrambi i terminali la variazione di potenza attiva provoca uno scompenso considerevole sulla potenza reattiva erogata dalla stazione ed il valore di tempo perché il sistema si porti a regime è attorno a 150 ms.

Procedendo alla simulazione n°2, per poter fare un confronto, sono rappresentati, nelle Figure 5.46, 5.47, 5.48 e 5.49, i risultati della stazione di invio e, nelle Figure 5.50, 5.51, 5.52 e 5.53, quelli relativi alla stazione di ricezione.

Come si può constatare una variazione a gradino di potenza reattiva impiega un tempo di 100 ms per portarsi a regime e la velocità di salita risulta maggiore rispetto a quella della potenza attiva vista nella simulazione precedente. D'altronde una variazione del valore di Q interessa solamente una singola stazione di conversione mentre una variazione del valore di P coinvolge entrambe le stazioni più la linea.

Durante la descrizione del controllo di potenza in sezione 4.3 è stato analizzato anche il limitatore di corrente che interviene quando i riferimenti superano una certa soglia all'uscita dell'anello di potenza. Nelle prossime simulazioni verrà verificato che questa condizione sia rispettata impostando come valore di soglia una corrente pari ad 1,1 pu.

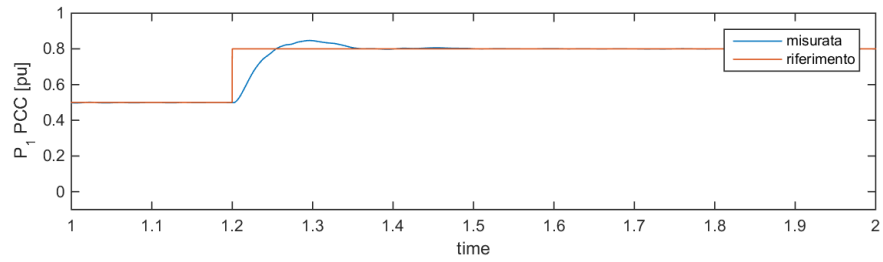


Figura 5.38: Potenza attiva nella stazione di invio (simulazione n°1).

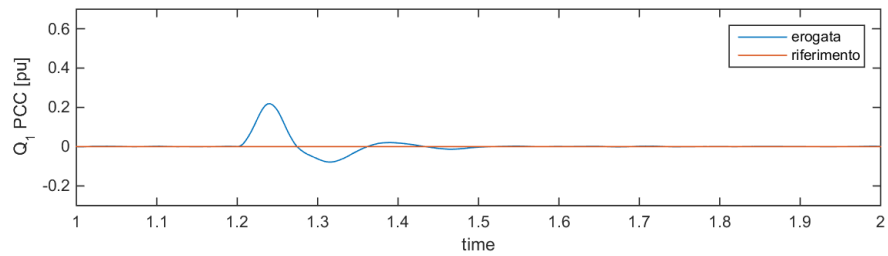


Figura 5.39: Potenza reattiva nella stazione di invio (simulazione n°1).

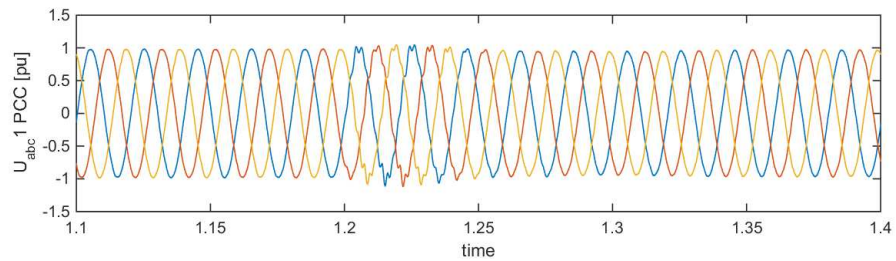


Figura 5.40: U_{PCC} nella stazione di invio (simulazione n°1).

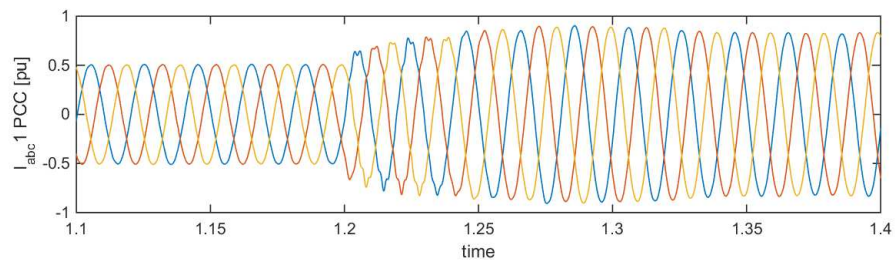


Figura 5.41: I_{PCC} nella stazione di invio (simulazione n°1).

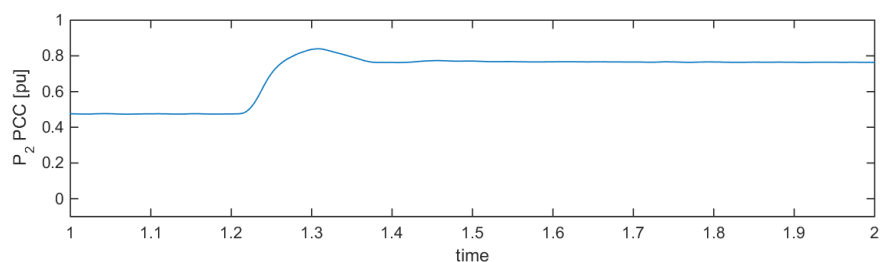


Figura 5.42: Potenza attiva nella stazione di ricezione (simulazione n°1).

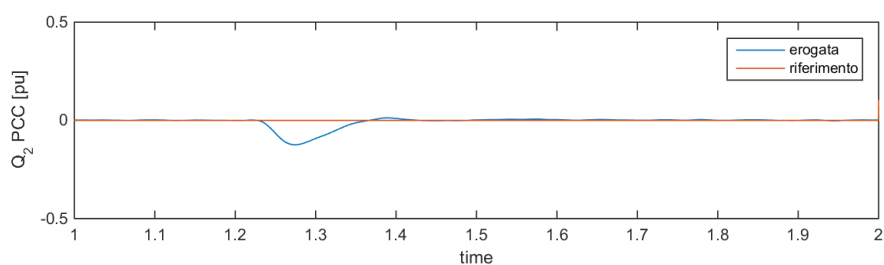
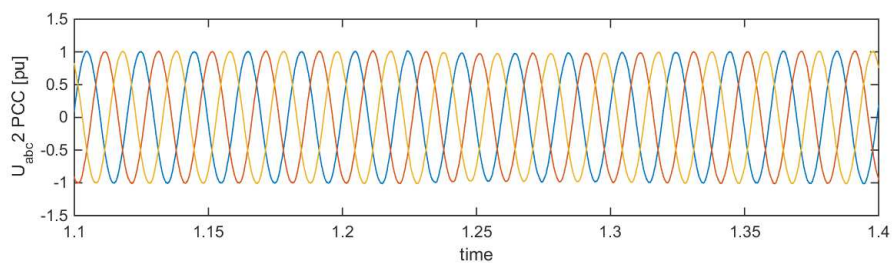
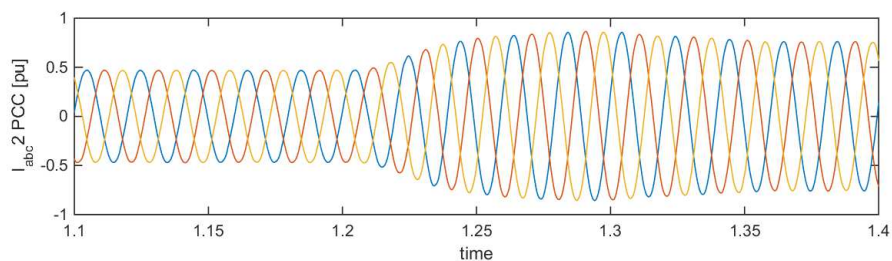


Figura 5.43: Potenza reattiva nella stazione di ricezione (simulazione n°1).

Figura 5.44: U_{PCC} nella stazione di ricezione (simulazione n°1).Figura 5.45: I_{PCC} nella stazione di ricezione (simulazione n°1).

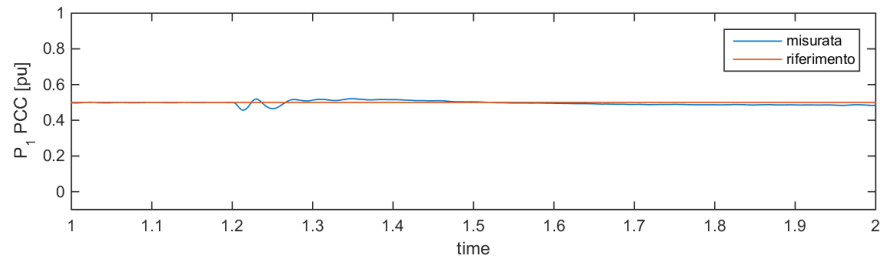


Figura 5.46: Potenza attiva nella stazione di invio (simulazione n°2).

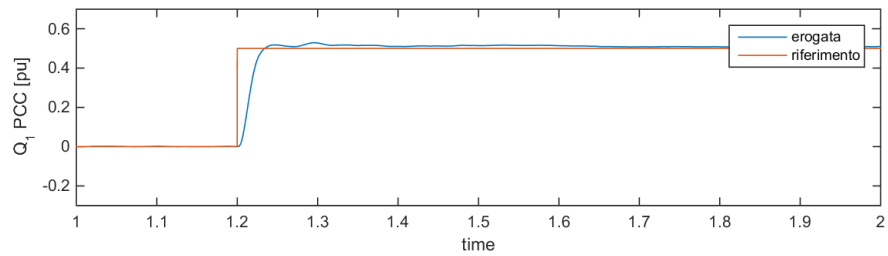


Figura 5.47: Potenza reattiva nella stazione di invio (simulazione n°2).

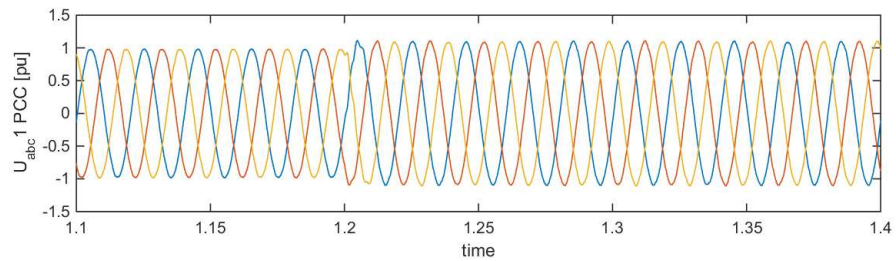


Figura 5.48: U_{PCC} nella stazione di invio (simulazione n°2).

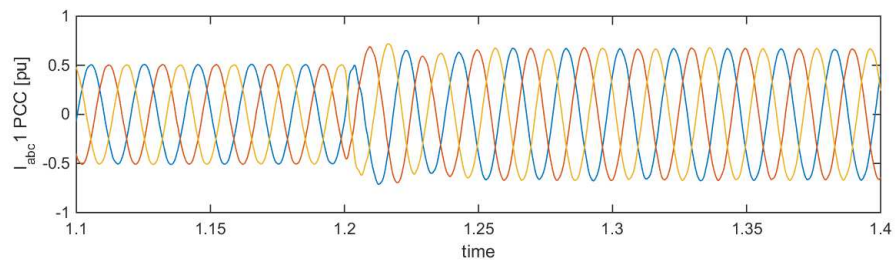


Figura 5.49: I_{PCC} nella stazione di invio (simulazione n°2).

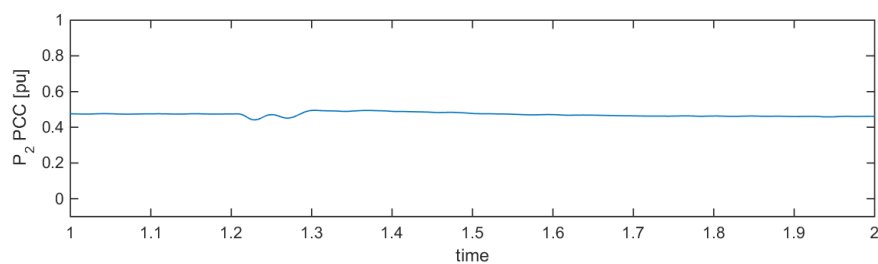


Figura 5.50: Potenza attiva nella stazione di ricezione (simulazione n°2).

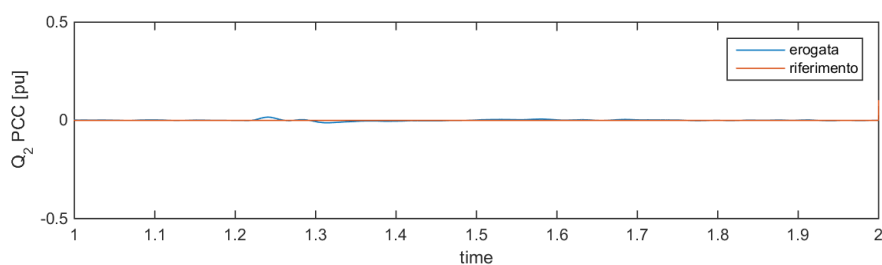
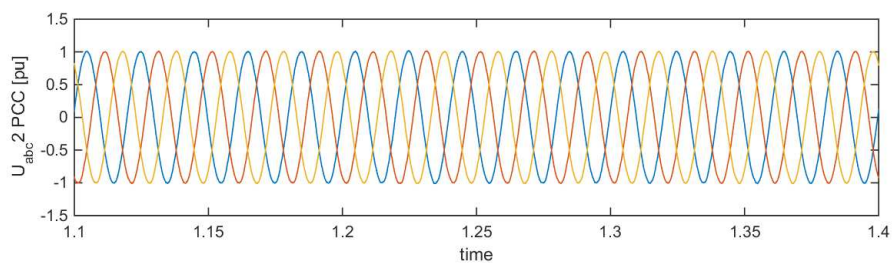
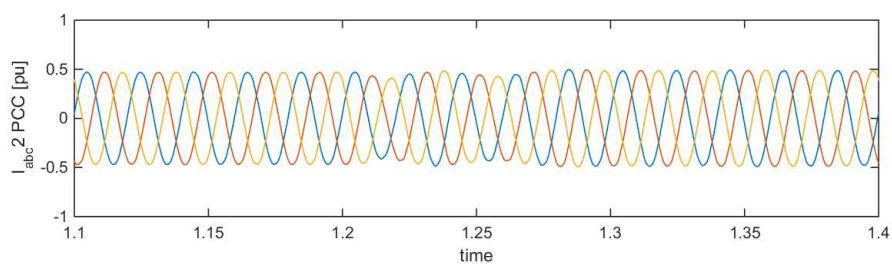


Figura 5.51: Potenza reattiva nella stazione di ricezione (simulazione n°2).

Figura 5.52: U_{PCC} nella stazione di ricezione (simulazione n°2).Figura 5.53: I_{PCC} nella stazione di ricezione (simulazione n°2).

I risultati della simulazione n°3 sono riportati nelle Figure 5.54, 5.55, 5.56 e 5.57 per la stazione di invio e nelle Figure 5.58, 5.59, 5.60 e 5.61 per la stazione di ricezione.

Durante il transitorio, in cui si passa da una potenza apparente $S = 0,8$ pu ad $S = 1$ pu, il tempo di risposta alla variazione di Q rimane comunque attorno ai 100 ms ma provoca una piccola oscillazione sulla potenza attiva che impiega circa 300 ms per andare a regime. Nonostante questo, come si può notare, la corrente non supera la soglia impostata di 1,1 pu. Il motivo per cui, per $S = 1$ pu, la I_{PCC} non raggiunge il valore di 1 pu è che l'aumento di potenza reattiva erogata ha portato ad un relativo incremento, fino ad 1,1 pu, della tensione nel PCC, perciò il valore di corrente arriva a 0,91 pu.

Nell'ultima simulazione si esamina l'effetto di una variazione simultanea dei riferimenti di potenza attiva e reattiva; i risultati sono riportati nelle Figure 5.62, 5.63, 5.64 e 5.65 per la stazione di invio e nelle Figure 5.66, 5.67, 5.68 e 5.69 per la stazione di ricezione.

L'azione combinata della modifica dei riferimenti, rispetto alle simulazioni precedenti, porta:

- ad un transitorio di oltre 300 ms per raggiungere il regime,
- alla presenza di oscillazioni più ampie della potenza attiva e
- ad una velocità di salita della potenza reattiva inferiore.

Nonostante questo il valore limite della corrente viene comunque rispettato ed il sistema si dimostra stabile.

Sulla base dei risultati ottenuti si può concludere che questo sistema HVDC è ampiamente in grado di partecipare alle regolazioni sia della frequenza che della tensione di rete. Queste ultime infatti richiedono tempi di risposta dell'ordine delle decine di secondi, perciò è addirittura possibile, anzi preferibile, variare i riferimenti più lentamente, con andamenti a rampa, in modo tale da limitare l'ampiezza delle oscillazioni nel transitorio.

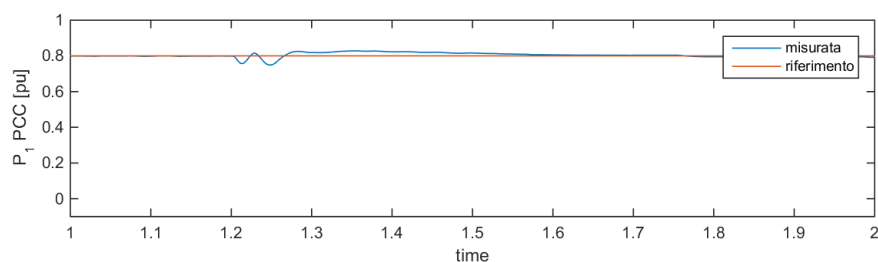


Figura 5.54: Potenza attiva nella stazione di invio (simulazione n°3).

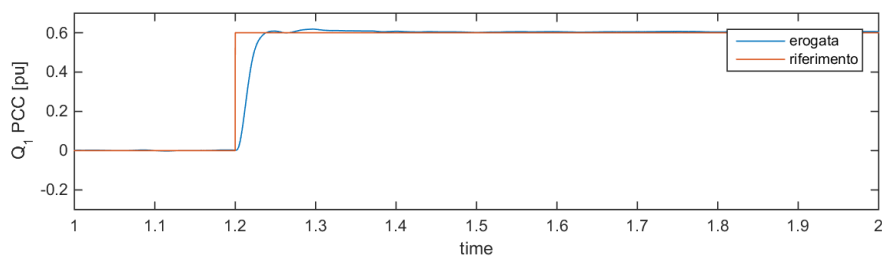
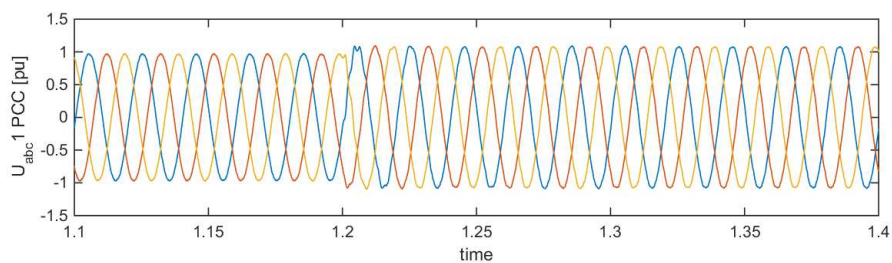
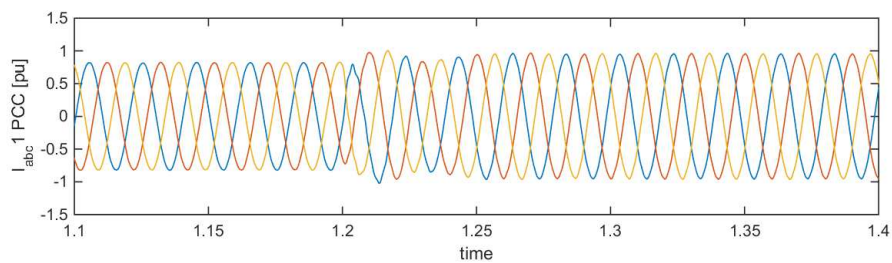


Figura 5.55: Potenza reattiva nella stazione di invio (simulazione n°3).

Figura 5.56: U_{PCC} nella stazione di invio (simulazione n°3).Figura 5.57: I_{PCC} nella stazione di invio (simulazione n°3).

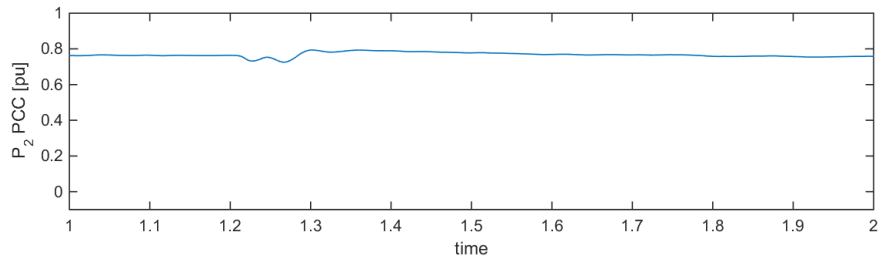


Figura 5.58: Potenza attiva nella stazione di ricezione (simulazione n°3).

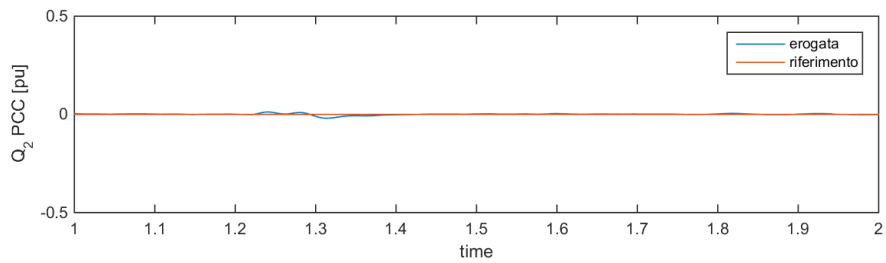


Figura 5.59: Potenza reattiva nella stazione di ricezione (simulazione n°3).

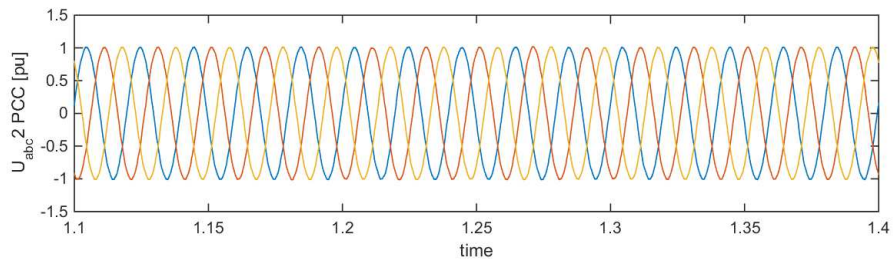


Figura 5.60: U_{PCC} nella stazione di ricezione (simulazione n°3).

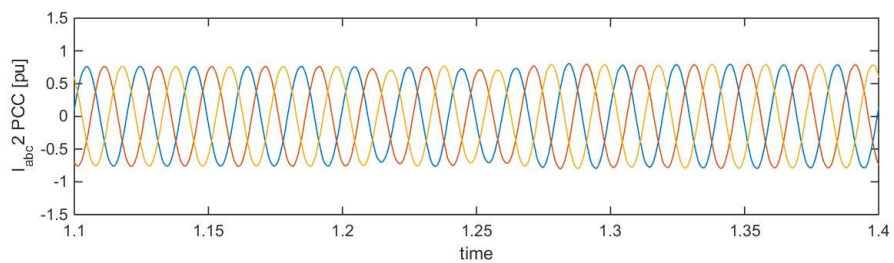


Figura 5.61: I_{PCC} nella stazione di ricezione (simulazione n°3).

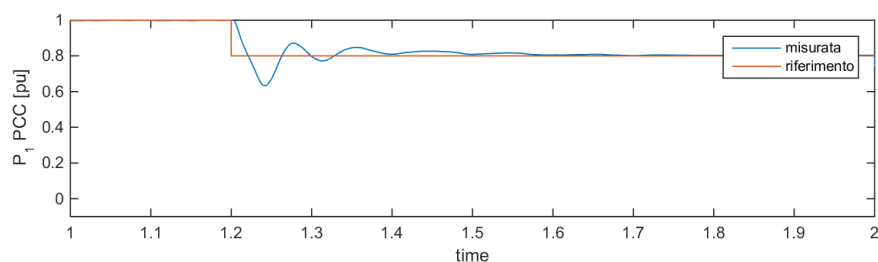


Figura 5.62: Potenza attiva nella stazione di invio (simulazione n°4).

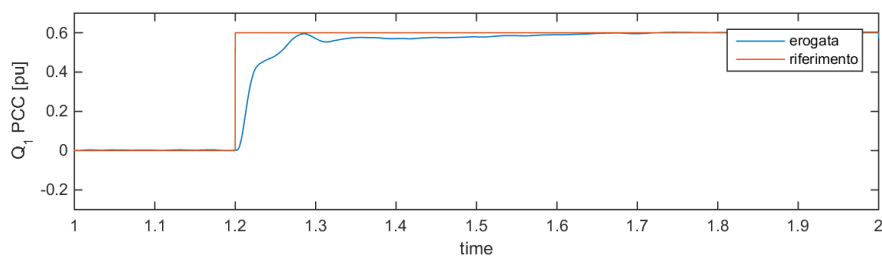


Figura 5.63: Potenza reattiva nella stazione di invio (simulazione n°4).

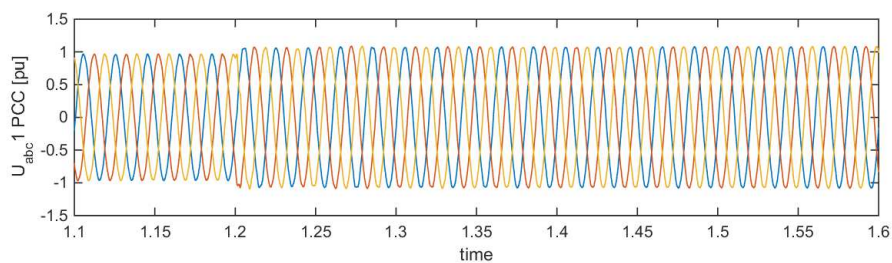


Figura 5.64: U_{PCC} nella stazione di invio (simulazione n°4).

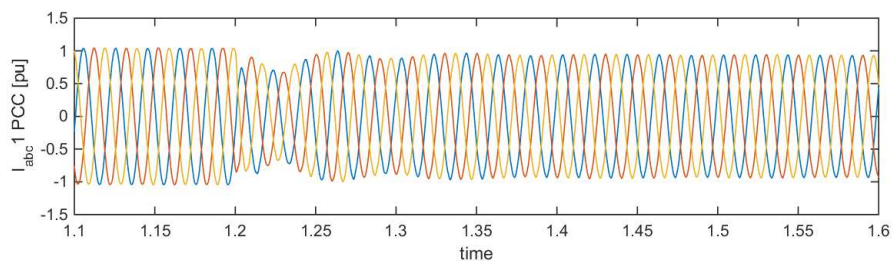


Figura 5.65: I_{PCC} nella stazione di invio (simulazione n°4).

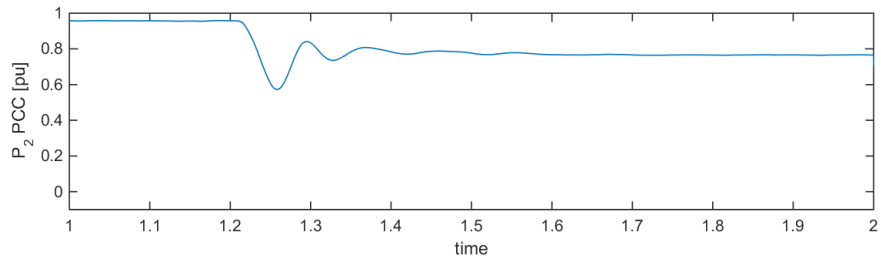


Figura 5.66: Potenza attiva nella stazione di ricezione (simulazione n°4).

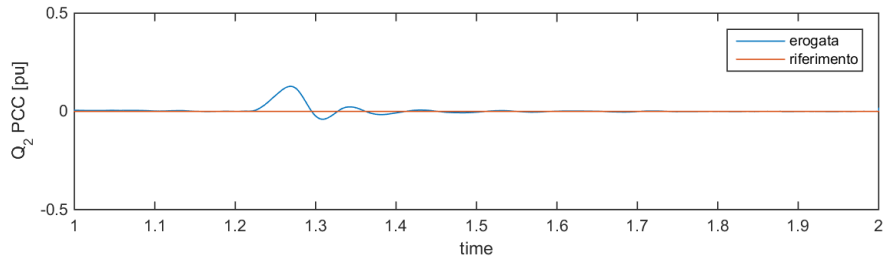


Figura 5.67: Potenza reattiva nella stazione di ricezione (simulazione n°4).

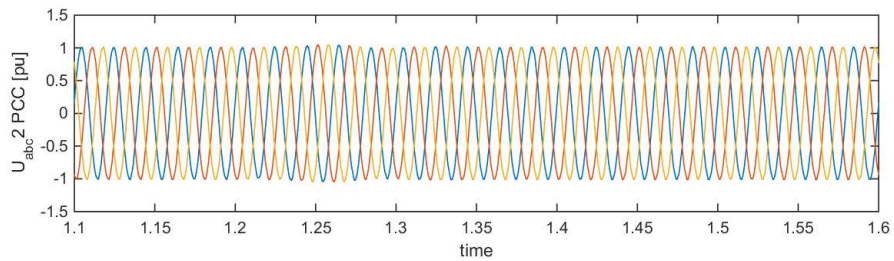


Figura 5.68: U_{PCC} nella stazione di ricezione (simulazione n°4).

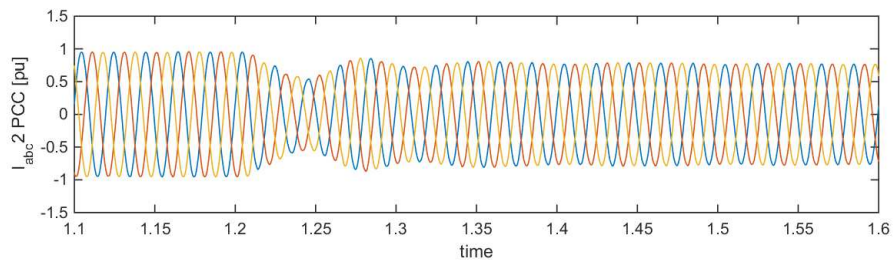


Figura 5.69: I_{PCC} nella stazione di ricezione (simulazione n°4).

5.7 Provvedimenti per l'eliminazione della corrente di punto medio e riduzione di armoniche a bassa frequenza sulla tensione lato CA

Nella sezione 5.3 si è dimostrata la formazione della corrente di punto medio che, portando ad oscillazioni della tensione sul bus in continua, genera armoniche a bassa frequenza sulla tensione all'uscita del convertitore lato CA.

Data la recente introduzione del VSC-NPC nei sistemi HVDC in letteratura non si sono trovate soluzioni; il problema non viene approfondito nemmeno nel campo degli azionamenti elettrici (dove viene fatto largo uso di questo convertitore) poiché la tensione sul bus in continua, in quel caso, viene fornita da una fonte stabile e costante per cui la corrente di punto medio non genera oscillazioni come sui condensatori.

Nonostante ciò, durante lo studio del modello, sono state effettuate delle prove per cercare uno stratagemma in grado di eliminare o, almeno, ridurre la I_{np} e le sue conseguenze.

Nel primo approccio è stato inserito un filtro antirisonante, accordato sulla terza armonica, tra il punto centrale dei condensatori ed i diodi di blocco delle 3 fasi, dove circola la corrente di punto medio. In questo modo è garantito comunque il collegamento tra le due parti ma l'impedenza vista dalla componente di terzo ordine risulta molto elevata. La simulazione, tuttavia, non ha dato i risultati previsti mostrando una caduta di tensione molto elevata ai capi del filtro antirisonante, tale da portare all'instabilità del sistema.

Dalla dimostrazione della corrente di punto medio si è visto che essa è conseguenza del tipo di modulazione. Un secondo tentativo perciò, è stato effettuato provando ad aggiungere ai riferimenti di tensione del generatore PWM un segnale di terza armonica V_{3r} , come mostrato nello schema di Figura 5.70 (uguale per tutte e tre le fasi), per verificarne gli effetti sulla I_{np} e sulla tensione del bus CC.

I risultati della simulazione però non hanno portato a quello che ci si aspettava in quanto, anche modificando i valori di ampiezza e sfasamento della V_{3r} , gli andamenti della I_{np} e della tensione sul lato CC rimanevano identici anche dopo l'aggiunta del segnale V_{3r} . Tuttavia, monitorando la tensione U_{filt} al secondario del trasformatore durante le prove, si è notato che l'entità della sua componente di terza armonica variava quando si modificavano l'ampiezza e lo sfasamento del segnale di terza armonica sommato ai riferimenti. Di conseguenza, si è deciso di effettuare delle prove per cercare di ridurre la terza armonica sulla U_{filt} variando quella "iniettata" all'ingresso del generatore PWM.

Utilizzando i riferimenti di potenza della Tabella 5.3 lo spettro armonico della U_{filt} , senza sommare la terza armonica nel generatore PWM, è rap-

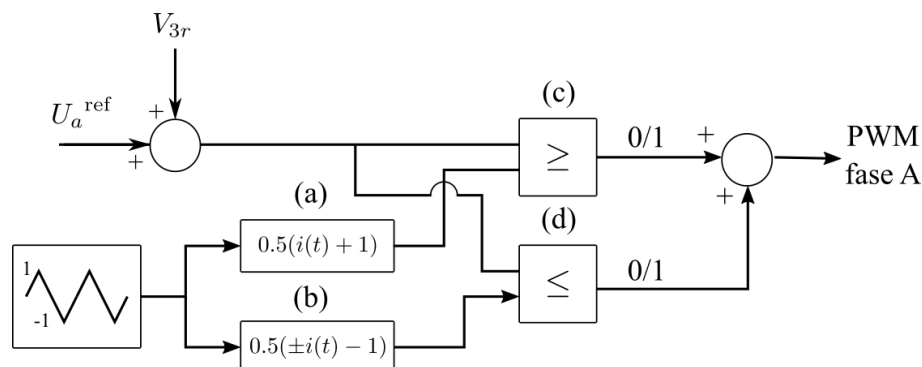


Figura 5.70: Schema del generatore PWM con la somma del riferimento di terza armonica per la fase a .

Ordine	Senza V_{3r}	Con V_{3r}
3	0,52 %	0,21 %
5	0,62 %	0,66 %
7	0,81 %	0,84 %
THD_V	2,05 %	2,00 %

Tabella 5.13: Ampiezza delle componenti armoniche in % rispetto alla tensione fondamentale e THD_V prima e dopo l'inserimento del segnale di 3^a armonica.

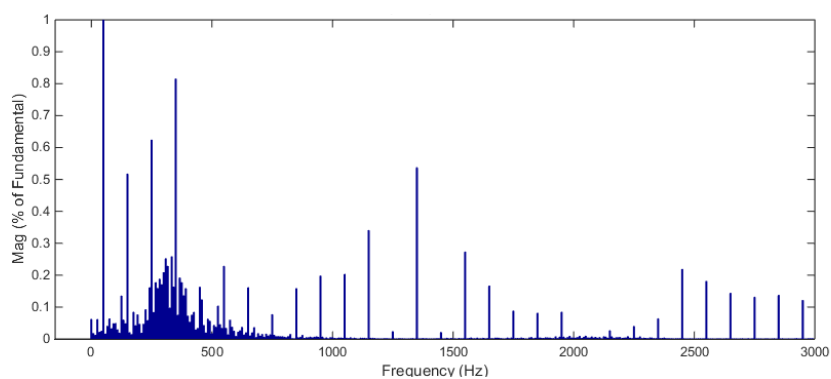
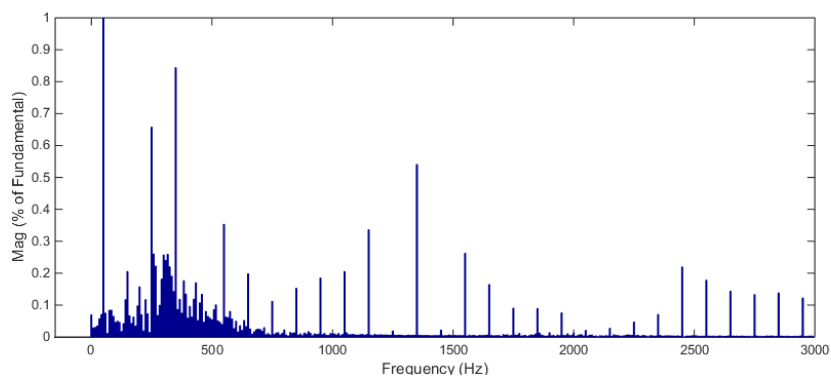
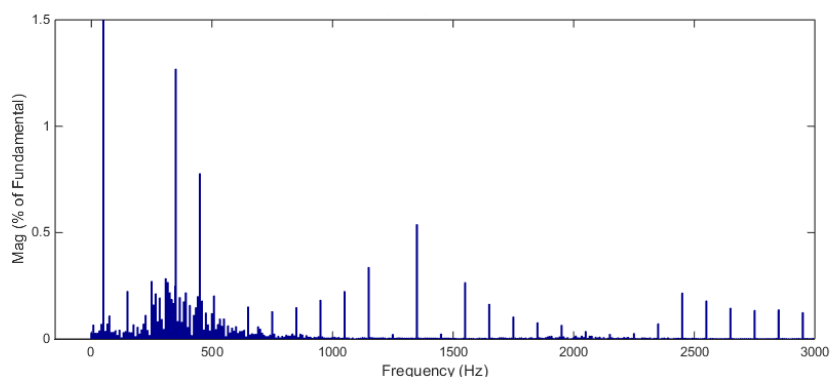
presentato in Figura 5.71 e le ampiezze delle componenti armoniche sono riportate in Tabella 5.13.

Dopo aver aggiunto i riferimenti di terza armonica al generatore PWM, sono stati fatti dei tentativi, variandone manualmente ampiezza e angolo di sfasamento iniziale, al fine di ottenere una sufficiente riduzione della componente armonica di ordine 3 sulla U_{filt} . I migliori risultati sono stati riscontrati impostando un'ampiezza del riferimento di terza armonica pari a $0,0032 \text{ pu}^1$ con uno sfasamento iniziale di 38° . Impostando questi valori lo spettro armonico della U_{filt} risulta quello riportato in Figura 5.72 mentre i valori di ampiezza delle componenti armoniche sono riportati nella colonna di destra della Tabella 5.13. Come si può vedere si ha una evidente riduzione della terza armonica ed una leggera riduzione del THD_V seguite da una variazione della distribuzione dello spettro armonico.

Proseguendo su questo approccio si è cercato di ridurre con lo stesso procedimento anche la quinta armonica aggiungendo all'ingresso del generatore PWM di ogni fase un altro riferimento e seguendo lo stesso obiettivo di prima.

Il risultato, riportato in Figura 5.73 (si noti che la scala dell'asse delle ascisse è stata allargata), tuttavia, non ha dato riscontri positivi poiché, no-

¹Il valore in pu è espresso rispetto al valore di tensione in continua, l'ampiezza quindi risulta l'indice di modulazione della terza armonica.

Figura 5.71: Spettro armonico della U_{filt} prima di sommare la terza armonica.Figura 5.72: Spettro armonico della U_{filt} dopo la somma del riferimento di 3^a armonica.Figura 5.73: Spettro armonico della U_{filt} sommando i riferimenti di 3^a e 5^a armonica.

nostante l'attenuazione della quinta armonica risulti evidente, le componenti di ordine superiore (in particolare la settima che supera l'1,2%) sono soggette a degli aumenti di ampiezza che portano il THD_V ad un valore superiore (2,55%) rispetto a quello precedente. Di conseguenza, visto il comportamento, l'implementazione di questa procedura non è stata continuata anche per le armoniche di ordine superiore.

Conclusioni

La modellizzazione del sistema HVDC-VSC ed i risultati ottenuti dallo studio nei diversi contesti hanno permesso di verificare l'efficacia delle strategie di controllo elaborate sia in condizioni operative normali, quali siano lo sfasamento tra le tensioni delle due reti o le loro frequenze, sia in condizioni di guasto. Inoltre, le prestazioni e la reattività del sistema, hanno dimostrato la fattibilità del suo impiego anche nella regolazione della tensione e frequenza di rete.

In tutte le situazioni, l'obiettivo di contenere la distorsione armonica totale entro i limiti prefissati è stato rispettato, tuttavia, nell'analisi degli spettri armonici si è sempre rilevata la presenza di componenti a bassa frequenza originate dalla circolazione della corrente di punto medio.

I tentativi effettuati per eliminare questo fenomeno non hanno portato ad una soluzione definitiva anche se, l'opzione dell'iniezione di una terza armonica nei riferimenti di tensione, ha dato comunque dei benefici.

Possibili spunti per un approfondimento futuro quindi potrebbero essere lo studio e l'implementazione di un sistema di controllo in grado di compensare l'oscillazione del bus in continua mediante l'iniezione di armoniche a bassa frequenza nei riferimenti.

Una possibile riduzione delle armoniche di ordine 3 e 9, infatti, porterebbe ad una riduzione dell'onere del trasformatore (non essendo più necessario un secondario a triangolo), dando la possibilità di utilizzare un normale auto-trasformatore. Inoltre, applicando una riduzione anche alle armoniche di ordine 5 e 7 anche il dimensionamento dei filtri, e quindi il costo, risulterebbero inferiori.

Un ulteriore sviluppo futuro riguardante la strategia di controllo, potrebbe essere la ricerca di una nuova tecnica di modulazione, o di una soluzione alternativa, in grado di eliminare direttamente la causa delle oscillazioni del bus in CC riducendo a zero la corrente di punto medio.

Già all'attuale stato dell'arte, tuttavia, lo sviluppo della tecnologia del convertitore VSC-NPC a 3 livelli ha raggiunto un livello tale da poterne giustificare la scelta sia al posto della tipologia LCC a tiristori, sia, in alternativa, al VSC classico a 2 livelli.

Bibliografia

- [1] Vijay K. Sood, *HVDC and FACTS Controllers - Applications of Static Converters in Power Systems*, Boston, Kluwer Academic Publishers, 2004.
- [2] Working Group B4.46, *Voltage Source Converter (VSC) HVDC for Power Transmission Economic Aspects and Comparison with other AC and DC Technologies*, CIGRÉ, 2012.
- [3] A. Paolucci, *Lezioni di Trasmissione dell'Energia Elettrica*, Cleup Editore, Padova, 1998.
- [4] Chan-Ki Kim, Vijay K. Sood, Gil-Soo Jang, Seong-Joo Lim, Seok-Jin Lee, *HVDC Transmission: Power Conversion Applications in Power Systems*, John Wiley & Sons (Asia) Pte Ltd., Singapore, 2009.
- [5] Jos Arrillaga, Y. H. Liu, Neville R. Watson, *Flexible Power Transmission - The HVDC Options*, John Wiley & Sons Ltd, Chippenham, 2007.
- [6] Gustafsson Anders, Saltzer Markus, Farkas Andreas, Ghorbani Hossein, Quist Tobias, Jeroense Marc, *The new 525 kV extruded HVDC cable system - World's most powerful extruded cable system*, ABB Grid Systems, Technical Paper, 2014.
- [7] N. Flourentzou, V. G. Agelidis and G. D. Demetriades, "VSC-Based HVDC Power Transmission Systems: An Overview", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 3, pp. 592-602, 2009.
- [8] Powerex, "Datasheet CM1000E3U-34NF", <http://www.pwr.com>, marzo 2017.
- [9] SGB-SMIT, "Informazioni tecniche sui Trasformatori di potenza", <https://www.sgb-smit.com>, marzo 2017.
- [10] D. P. Dorantes, J. L. Monroy Morales and M. Hernandez Ángeles, "A filter design methodology of a VSC-HVDC system", *IEEE International Autumn Meeting on Power Electronics and Computing (ROPEC)*, Mexico City, pp. 1-6, 2013.

- [11] G. Chen, M. Hao, Z. Xu, A. Vaughan, J. Cao and H. Wang, "Review of high voltage direct current cables", *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, vol. 1, no. 2, pp. 9-21, 2015.
- [12] Satoru Maruyama, Noboru Ishii, Michihiro Shimada, Shinji Kojima, Hideo Tanaka, Mitsumasa Asano, Tetsuya Yamanaka, Shin'ichi Kawakami, *Development of a 500-kV DC XLPE Cable System*, Furukawa Co.,Ltd., Japan, 2004.
- [13] T. Igi, Y. Murata, K. Abe, M. Sakamaki, S. Kashiyama and S. Katakai, "Advanced HVDC XLPE cable and accessories", 9th IET International Conference on Advances in Power System Control, Operation and Management (APSCOM), Hong Kong, pp. 1-6, 2012.
- [14] Nexans, "60-500 kV High Voltage Underground Power Cables - XLPE insulated cables", <http://www.nexans.com>, marzo 2017.
- [15] M. Jianwei, L. Yuemin and Z. Haichao, "Application strategy of variable structure PID controller for stochastic systems", 2006 International Conference on Mechatronics and Automation, Luoyang, Henan, pp. 2194-2198, 2006.
- [16] F. Haugen, "Ziegler-Nichols Closed-Loop Method", *TechTeach*, 2010.
- [17] Michael Raj, Dr. K. Manimala, "Voltage Balancing Control in Three Level Diode Clamped Inverter Using Carrier Based Offset Addition", *International Journal of Innovative research in Electrical, Electronics, Instrumentation and Control engineering*, Vol. 3, Issue 3, pp. 164-167, 2015.
- [18] A. Yazdani and R. Iravani, "A generalized state-space averaged model of the three-level NPC converter for systematic DC-voltage-balancer and current-controller design", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 20, no. 2, pp. 1105-1114, 2005.
- [19] A. Yazdani, R. Iravani, *Voltage-sourced converters in Power System - Modeling, Control, and Applications*, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2010.