POLITECNICO DI TORINO

LAUREA MAGISTRALE

in Ingegneria Elettrica

Tesi di laurea magistrale

Studio e simulazione di un convertitore elettronico di potenza AC/DC trifase PWM

Relatore:

prof. Michele Angelo Pastorelli

Candidato:

Boubker Boutalha

Anno Accademico 2020/21

In nome di Allah, il Perdonatore, il Misericordioso

Ringrazio Iddio d'avermi condotto fino alla conclusione di questo percorso.

Ringrazio i miei genitori, Khadija e Abderrahim,

i nonni e in particolare El Hachmi El Afou,

le seconde mamme:

Fatiha, Najat e Amina El Afou, Fatima Boutalha,

i fratelli Oussama e Youssef Abdelmojib,

gli zii: Mekki, Mohammed B. e Mohammed E., Abderrahim, Ahmed, Mostafa, Amine e Radouane,

a Voi, che siete la mia Famiglia, un grazie di Cuore!

grazie di tutti gli insegnamenti e di aver arricchito questo mio percorso.

Un particolare ringraziamento al professor Michele Angelo Pastorelli.

Grazie al caro amico Taha Aziz.

Alla mia terra, il biellese.

Indice

Indice iii

Indice figure iv

Indice tabelle vi

Obiettivi 1

Premessa 2

1 Struttura e modello del convertitore 4

Modelli e schema a blocchi 5

Trasformazioni del sistema di riferimento 7

Dimensionamento dei componenti e delle grandezze di sistema 9

Tensione al DC link 9

Il condensatore 11

L'induttanza 11

Riepilogo parametri 12

2 Tecnica di controllo 13

Vector oriented control 14

3 Simulazione 17

Modelli della simulazione 17

Caso studio: solo filtro induttivo 20

Controllo in retroazione: anello di corrente 20

Risultati 23

Controllo in retroazione: anello di tensione 24

Risultati 26

Caso studio: filtro LCL con smorzamento passivo 27

Risultati 30

4 Conclusioni 32

5 Bibliografia 34

Indice figure

Figura. 1 Strategie di controllo del raddrizzatore PWM e analogia con quelle del motore ad induzione 1
Figura. 2 Spettro armonico secondo gli enti normatori 2
Figura. 3 Confronto degli andamenti di corrente: filtro LCL e filtro induttivo 33
Figura. 4 Confronto degli spettri armonici delle correnti: caso LCL e caso solo induttanza 33

Figura 1.1 Raddrizzatore trifase PWM: a) Corrente impressa, b) Tensione impressa [1] ... 4
Figura 1.2 Controllo in retroazione della tensione del DC link [1] 5
Figura 1.3 Circuito del sistema 5
Figura 1.4 Schema a blocchi nel sistema riferimento trifase 7
Figura 1.5 Raddrizzatore intrinseco alla struttura trifase a ponte di IGBT 10
Figura 2.1 Controllo in retroazione della tensione DC [3] 13
Figura 2.2 Strategie di controllo per raddrizzatore PWM [9] 13
Figura 2.3 Analogia tra linea di alimentazione trifase e lo statore di una macchina elettrica rotante [9] 14
Figura 2.4 Struttura dei controlli voltage e vitual flux oriented 15
Figura 2.5 Disposizione dei vettori nel VFOC 15
Figura 3.1 Parametri del circuito simulato 17
Figura 3.2 Blocco convertitore connesso alla rete e alla batteria in continua 18
Figura 3.3 Sezione di trasformazione del sistema di riferimento – Trasformate di Park e Clarke 18
Figura 3.4 Blocco phase locked loop 19
Figura 3.5 Anello di corrente con correttore PI, blocco AWU e termini di compensazione 19
Figura 3.6 Saturazione del vettore complesso di tensione 20
Figura 3.7 Modulatore PWM 20
Figura 3.8 Anello di corrente 21
Figura 3.9 Sistema ad anello aperto 21
Figura 3.10 Dettaglio della corrente in alternata-Terne di corrente e tensione-Corrente lato continua 23
Figura 3.11Corrente in Continua con valore medio nullo - funzionamento da compensatore reattivo 24

Figura 3.12 Blocco di controllo dell'anello di tensione 25
Figura 3.13 Andamento della tensione DC al variare del riferimento, tensione iniziale 650 V 26
Figura 3.14 Spettro armonico della corrente e relativo ingrandimento 27
Figura 3.15 Schema del circuito con filtro LCL 28
Figura 3.16 Tensione al DC link, correnti di fase e dettaglio delle correnti 30
Figura 3.17 Spettro armonico di corrente nel caso di filtro LCL e relativo ingrandimento 31

Indice tabelle

Tabella 1.1 Valori dei parametri del caso studio 12
Tabella 3.1 Parametri dell'anello di corrente e del relativo compensatore 22
Tabella 3.2 Parametri del filtro LCL 29

Tabella. 1 Valori nominali del progetto..... 1
Tabella. 2 Limite al coefficiente di distorsione armonica e contenuto armonico..... 3

Obiettivi

Il lavoro di tesi presenta lo studio e la simulazione di un convertitore elettronico di potenza trifase di tipo AC/DC e a commutazione forzata.

L'elaborato è diviso in tre parti, la prima concerne la modellizzazione e il dimensionamento del sistema convertitore, poi sono presentate le tecniche di controllo ed infine sono riportati i risultati della simulazione.

Il capitolo primo definisce i modelli circuitali del convertitore nei sistemi di riferimento trifase, bifase rotante e statico. Il passaggio tra sistemi di riferimento è possibile con le matrici di trasformazione di Clarke e Park [1] [2] [3].

Le tecniche di controllo presentate sono le vector oriented, in particolare la Voltage Oriented Control (VOC). Le strategie di controllo per il raddrizzatore trifase PWM sono analoghe a quelle del motore ad induzione [4], figura 1.

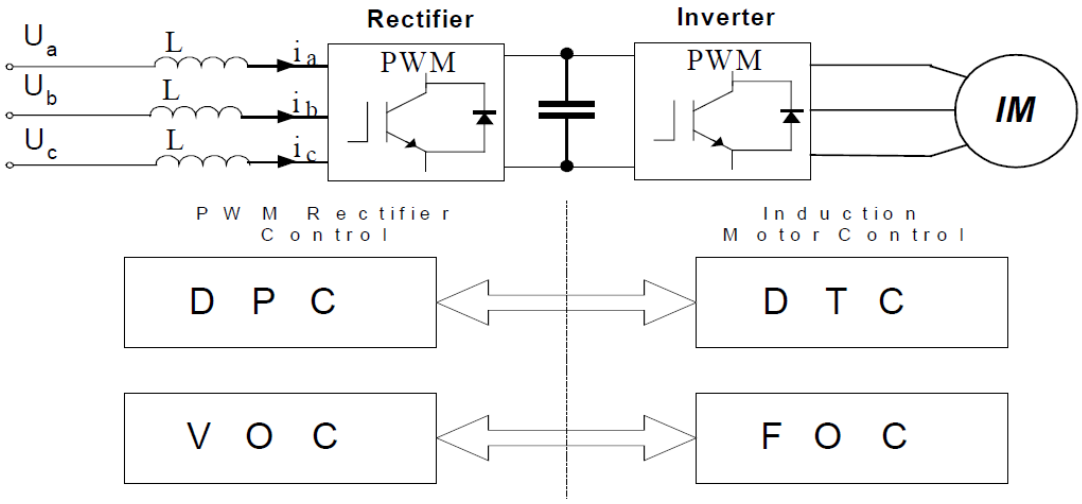

Figura. 1 Strategie di controllo del raddrizzatore PWM e analogia con quelle del motore ad induzione

In ultimo sono riportati i risultati della simulazione, da cui sono evidenziate le caratteristiche peculiari del convertitore, ovvero la bidirezionalità in potenza, il controllo del fattore di potenza e il basso contenuto armonico. Il software utilizzato per la simulazione è Simulink di Matlab.

I valori nominali del progetto sono riportati in tabella 1:

Tensione nominale	400 V
Frequenza di rete	50 Hz
Tensione del DC link	700 V
Potenza nominale convertitore	10 kVA
THD_{max}	5 %

Tabella. 1 Valori nominali del progetto

Premessa

La rete di distribuzione dell'energia elettrica non sempre soddisfa l'esigenza dei carichi, a volte non lineari, che richiedono particolari forme di onde. Queste forme possono essere ricavate con l'applicazione all'interfaccia tra rete e carico di un convertitore elettronico di potenza.

Tra i principali dispositivi di conversione, c'è il raddrizzatore trifase a ponte completo di diodi, il cui scopo è quello di trasformare l'andamento di tensione da alternata a continua. I difetti del raddrizzatore a diodi sono l'assorbimento di corrente distorta dalla rete e l'impossibilità di invertire il flusso di potenza, questi influiscono negativamente sull'efficienza del sistema e sull'inquinamento armonico della rete, i quali assieme all'emissione di onde elettromagnetiche, comportano un maggiore consumo di energia, oltre al danneggiamento e al malfunzionamento di apparecchiature sensibili.

Per proteggere i dispositivi sensibili dalle armoniche e ridurre le perdite dovute alle stesse, gli enti normatori hanno definito delle soglie limite alle armoniche. In figura 2 sono mostrati lo spettro delle frequenze, le definizioni e le normative in base all'intervallo di appartenenza.

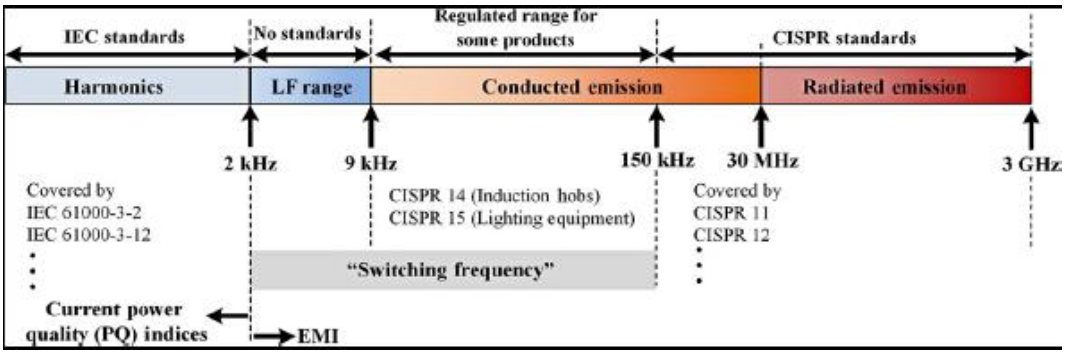

Figura. 2 Spettro armonico secondo gli enti normatori

La normativa internazionale regolante la compatibilità magnetica e i disturbi armonici è la IEC 61000, la quale è suddivisa in diverse parti, ciascuna dedicata a uno specifico campo di applicazione.

L'indicatore di riferimento in questo contesto è il coefficiente di distorsione totale armonica, THD, il quale è definito come il rapporto tra la sommatoria dei valori efficaci delle armoniche e il termine fondamentale. Nella formula riportata in seguito del THD, con 'A' è indicata una grandezza generica, corrente o tensione:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} A_n^2}}{A_1}$$

Il problema delle armoniche è regolato sia sul lato utente, che su quello della rete. Agli utenti è richiesto di limitare le armoniche di corrente, invece alla rete quelle di tensione. I valori di riferimento sono quelli dello standard 519-2014 della IEEE, che considera le armoniche fino alla 50ª componente e di cui sono mostrati i limiti applicati al caso studio della tesi in tabella 2.

Ordine armonico, armoniche dispari						
I_{SC}/I_L	$3 \leq h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h \leq 50$	THD
< 20	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0

Tabella. 2 Limite al coefficiente di distorsione armonica e contenuto armonico

La definizione dei termini usati nella tabella 2 è riportata di seguito: 'I_L' è la corrente media massima assorbita dal carico al point of common coupling PCC, si ottiene dividendo per 12 la somma delle massime correnti di carico mensili richieste dal carico durante l'anno al PCC, invece 'I_{SC}' è la corrente di corto circuito al carico sottoposto ad analisi, mentre il termine 'THD è il coefficiente di distorsione armonica della domanda calcolato fino alla 50ª armonica, escluse le interarmoniche. Queste soglie devono essere rispettate dalla corrente assorbita al PCC, ove il THD deve essere inferiore o uguale al 5%.

L'aggiornamento delle strutture di conversione e delle tecniche di controllo ha permesso di realizzare dispositivi soddisfacenti i criteri della norma sui disturbi armonici. Tale sviluppo ha indotto a una valida alternativa al raddrizzatore trifase a ponte completo di diodi, che è il raddrizzatore attivo a IGBT, il quale ha una migliore efficienza in termini armonici e di cui sarà affrontato l'analisi nelle prossime pagine.

1 Struttura e modello del convertitore

Lo schema del raddrizzatore trifase PWM è mostrato in figura 1.1. Ha una struttura a ponte come quella del raddrizzatore a diodi trifase con la differenza sostanziale nei dispositivi elettronici di potenza, che in questo caso sono a commutazione forzata anziché naturale. L'utilizzo di adeguati transistor come gli Insulated Gate Bipolar Transistor, IGBT, rende possibile il flusso di potenza in ambo i versi.

Sempre in figura 1.1 sono distinte due strutture: a tensione impressa e a corrente impressa. La differenza principale è l'elemento posto all'interfaccia tra carico in continua e convertitore, questo è un elemento attivo, perciò in grado di conservare energia. Nel caso del circuito a corrente impressa, questo è un induttore, invece nel circuito a tensione impressa è un condensatore.

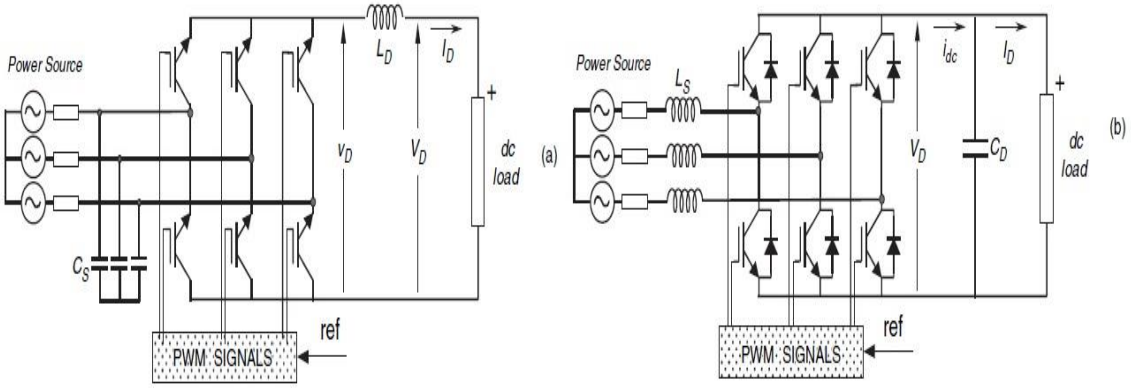

Figura 1.1 Raddrizzatore trifase PWM: a) Corrente impressa, b) Tensione impressa [1]

Lo schema più comune in campo applicativo è quello a tensione impressa, con induttanze sul lato in alternata e un condensatore a lato continua e sarà quello studiato in questa sede. Lo stato energetico della capacità DC è alla base del funzionamento del sistema, è l'analogo di un serbatoio disposto tra i lati in alternata e in continua: fornisce energia al carico e ne riceve dalle fasi. La gestione del condensatore è fondamentale, in quanto una continua fornitura di potenza dalla capacità verso il carico porta alla completa scarica della capacità. Al contrario, sottoporrla a una costante carica dalla rete porterebbe al sovraccarico e a danni irreversibili del banco di condensatori. Perciò la variabile di stato al DC link è controllata in retroazione.

L'anello chiuso del controllo della differenza di potenziale ai capi del condensatore è rappresentato in figura 1.2. Il principio di funzionamento è il confronto tra un valore di riferimento e la misura della grandezza controllata, questa comparazione crea un segnale di errore dal quale saranno realizzate le funzioni di commutazione.

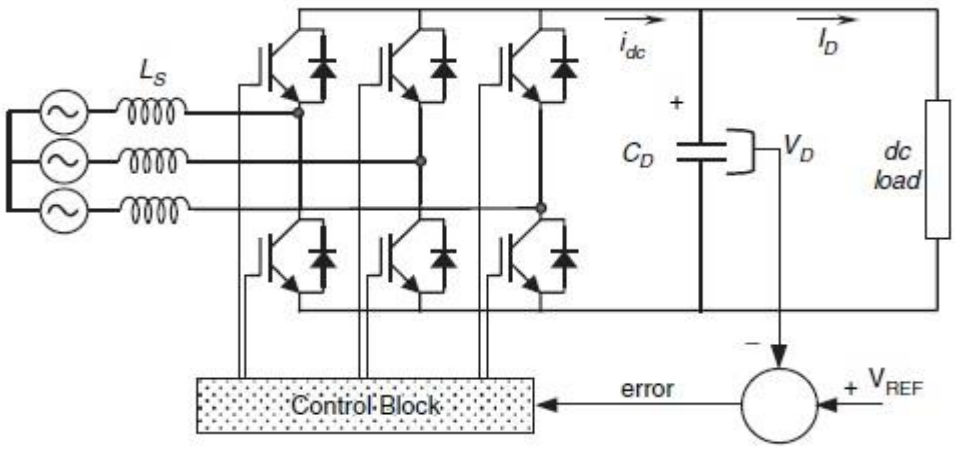

Figura 1.2 Controllo in retroazione della tensione del DC link [1]

Modelli e schema a blocchi

Le condizioni in cui opera il convertitore sono:

- alimentazione trifase senza neutro con terna di generatori di tensione simmetrica;
- resistenza di linea trascurabile;
- interruttori ideali e a chiusura complementare, ossia i tempi morti tra le commutazioni sono considerati pari a zero.

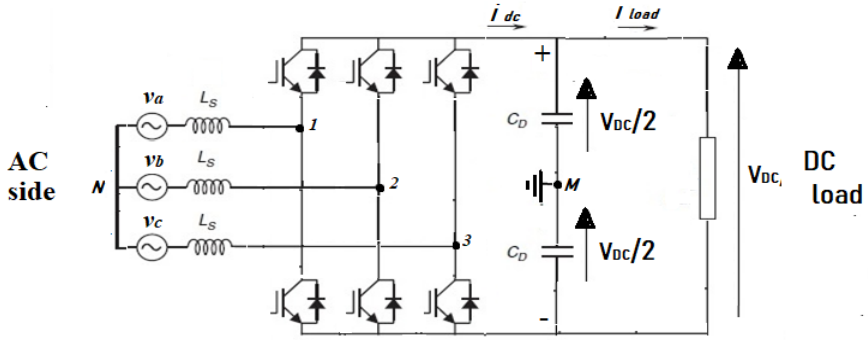

Figura 1.3 Circuito del sistema

Il convertitore è modellizzato applicando le leggi di Kirchhoff allo schema di figura 1.3, quindi tre maglie di tensione e un'equazione al nodo DC, che sono di seguito riportate:

$$\begin{cases} v_a = L\dfrac{di_a}{dt} + f_1\dfrac{v_{dc}}{2} \\ v_b = L\dfrac{di_b}{dt} + f_2\dfrac{v_{dc}}{2} \\ v_c = L\dfrac{di_c}{dt} + f_3\dfrac{v_{dc}}{2} \end{cases}$$

$$C\frac{dv_{dc}}{dt} = i_{dc} - i_{load}$$

Oltre ai parametri dell'induttanza e della capacità, indicate rispettivamente con le lettere 'L' e 'C', sono usate le simbologie sotto riportate:

v_j: tensioni di linea con l'indice di fase j =a-b-c;

i_j: correnti di linea con l'indice di fase j =a-b-c;

f_i: funzioni di commutazione degli interruttori con l'indice di gamba i =1-2-3;

v_{dc}: tensione del collegamento in continua;

Ai morsetti in alternata del convertitore avremo gli andamenti riportati nel seguente sistema:

$$\begin{cases} v_1 = (2d_1 - d_2 - d_3)\dfrac{v_{dc}}{2} = f_1\dfrac{v_{dc}}{2} \\ v_2 = (-d_1 + 2d_2 - d_3)\dfrac{v_{dc}}{2} = f_2\dfrac{v_{dc}}{2} \\ v_3 = (-d_1 - d_2 + 2d_3)\dfrac{v_{dc}}{2} = f_3\dfrac{v_{dc}}{2} \end{cases}$$

Con 'f_j' funzioni di commutazione degli switch e con d_j che rappresenta lo stato dell'interruttore:

$$d_j = \begin{cases} 1 \;\; se\ interruttore\ alto\ chiuso\ e\ quello\ basso\ aperto \\ 0 \;\; se\ interruttore\ alto\ aperto\ e\ quello\ basso\ chiuso \end{cases} \quad j=\{1;2;3\}$$

La corrente fornita ai morsetti DC è la combinazione lineare di quelle di fase:

$$i_{dc} = d_1 i_a + d_2 i_b + d_3 i_c$$

Dalle equazioni dei precedenti modelli si ricava il diagramma a blocchi di figura 1.4.

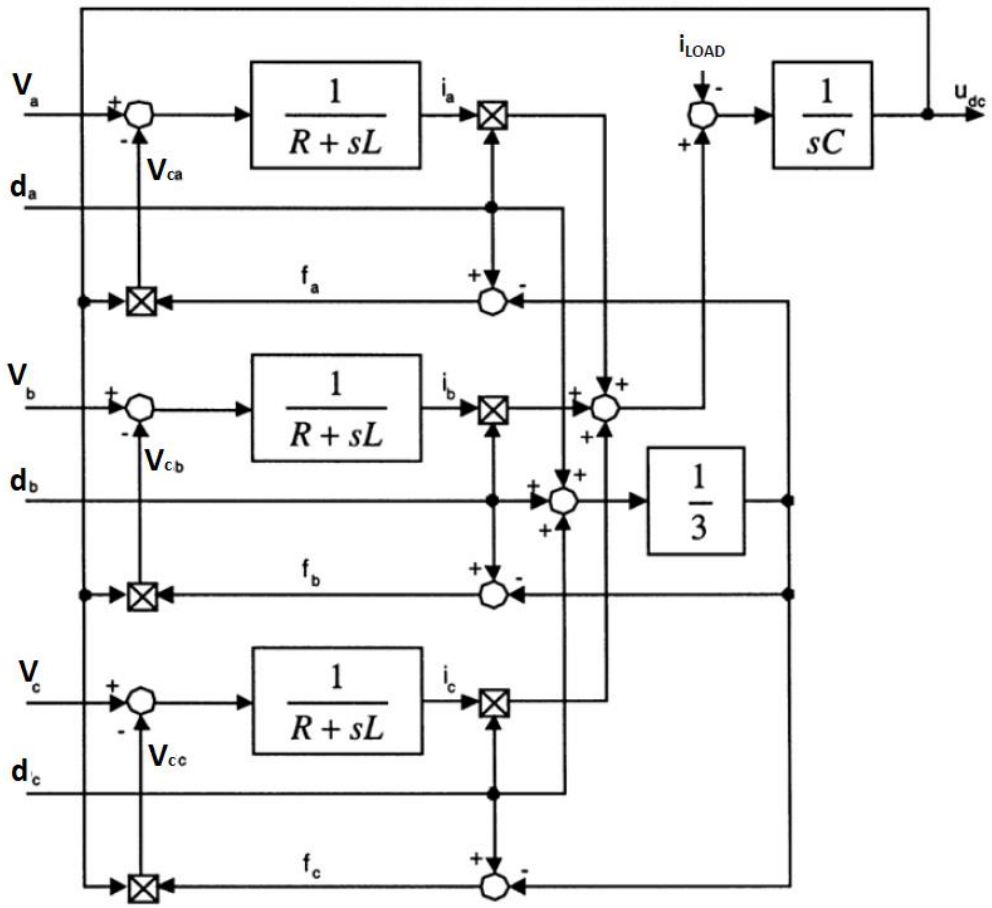

Figura 1.4 Schema a blocchi nel sistema riferimento trifase

Trasformazioni del sistema di riferimento

Il modello trifase appena presentato è chiaro e comprensibile in termini elettrotecnici, è tempo-variante, ha molte equazioni e quindi molte variabili, inoltre è non lineare per via delle funzioni di commutazione discontinue. Queste caratteristiche impattano negativamente sul controllo, comportano errori sulle grandezze controllate, richiedono un grande onere in termini di tempi di calcolo e l'uso di tecniche non convenzionali per l'analisi della risposta in frequenza e nel tempo del sistema.

Una soluzione è il cambio di sistema di riferimento: le equazioni sono riportate da un sistema fisso e trifase a uno bifase e rotante alla frequenza di rete. Questa trasformazione è realizzata sulle equazioni del modello con l'applicazione di matrici di proiezione. Con il modello riportato a un sistema di riferimento bifase rotante, detto anche riferimento in assi d-q, sono ovviati alcuni problemi menzionati.

Il sistema di riferimento rotante verrà sincronizzato alla frequenza della rete e avrà l'asse 'd' sovrapposto con il fasore della tensione sulla prima fase.

La rotazione del sistema alla frequenza di rete implica equazioni tempo invarianti. Il passaggio tra sistemi è attuato con l'applicazione di matrici di trasformazione, note come trasformate di Park e di Clarke, che vengono sotto riportate:

$$T_{3\to 2} = \begin{bmatrix} {}^{2}/_{3} & -{}^{1}/_{3} & -{}^{1}/_{3} \\ 0 & {}^{1}/_{\sqrt{3}} & -{}^{1}/_{\sqrt{3}} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

$$T_{2s\to 2r} = \begin{bmatrix} cos\omega t & sin\omega t \\ -sin\omega t & cos\omega t \end{bmatrix}$$

I pedici indicano il passaggio da trifase statico a bifase statico $(3 \to 2)$ e
da bifase statico a rotante $(2s \to 2r)$.

Bisogna ricordare che nel passaggio da tre componenti a due si ha la deformazione dell'ampiezza delle grandezze, perciò a seconda degli usi possono aversi matrici con coefficienti diversi. Le principali soluzioni sono le trasformazioni per il controllo e quelle per lo studio delle macchine elettriche, le differenze sono nel rispettivo ordine le seguenti: moduli delle grandezze invarianti oppure formalismo della potenza invariato, queste differenze corrispondono rispettivamente alla matrice per il controllo matrice e a quella per il dimensionamento delle macchine. In questa sede è usata la soluzione che mantiene i moduli delle grandezze costanti, ma varia il formalismo della potenza.

L'applicazione di tali cambi di sistema di riferimento conduce al modello ridotto e tempo-invariante del sistema:

$$\begin{cases} v_d = L\dfrac{di_d}{dt} - \omega L i_q \\ v_q = L\dfrac{di_q}{dt} + \omega L i_d \end{cases}$$

$$C\frac{dv_c}{dt} = i_{load} - i_{dc}$$

In definitiva, il numero di equazioni si riduce, mentre l'equazione al nodo permane invariata. Il sistema in assi d-q permette l'azzeramento dell'errore statico a regime con l'uso di un PI e introduce un termine di mutuo accoppiamento tra gli assi [5], il quale dovrà essere tenuto in considerazione in fase di analisi del controllo in retroazione.

Dimensionamento dei componenti e delle grandezze di sistema

Il paragrafo presente passa in rassegna le tappe del dimensionamento delle grandezze elettriche nominali del sistema. Quindi saranno ricavati i valori di induttanza, capacità, corrente alternata e tensione del collegamento in continua. Le formule e le metodologie attuate sono quelle fornite dagli articoli [6] e [7].

Tensione al DC link

Il valore di tensione al link DC è soggetto a limiti inferiore e superiore. Il primo è dettato da un motivo di funzionalità, il secondo è per la protezione degli interruttori. La soglia inferiore è necessaria ai fini del corretto funzionamento, infatti una tensione al dc link sotto al limite crea la condizione per la commutazione naturale dei diodi, con il conseguente corto circuito degli interruttori comandabili, che implica la perdita del controllo del convertitore. Il tetto massimo alla tensione del bus è dovuto al limite di rottura e alle perdite degli interruttori. Questi bordi delimitano la banda di valori da cui scegliere e a cui mantenere la tensione al link DC.

La soglia superiore del limite alla tensione del bus è dovuta alla massima tensione sostenibile dall'interruttore senza rottura. Sul mercato le taglie dei componenti IGBT sono standard e quella adeguata ai dati nominali del convertitore oggetto di tesi è 1200V-100A. Perciò il massimo valore della banda ove scegliere la tensione al bus DC è 1200V.

La soglia limite inferiore coincide con la tensione raddrizzata ottenibile con il solo funzionamento dei diodi, ovvero con il funzionamento della sola struttura intrinseca del

ponte completo trifase a diodi, evidenziato in figura 1.5. Il valore di soglia è determinato dalla formula seguente:

$$V_{dc} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot V = 1{,}35 \cdot V$$

Con 'V' si indica la tensione concatenata ai capi del raddrizzatore e con 'V_{dc}' quella media raddrizzata.

Nel caso di rete trifase in bassa tensione a 400V, la tensione media raddrizzata corrisponde a 540V.

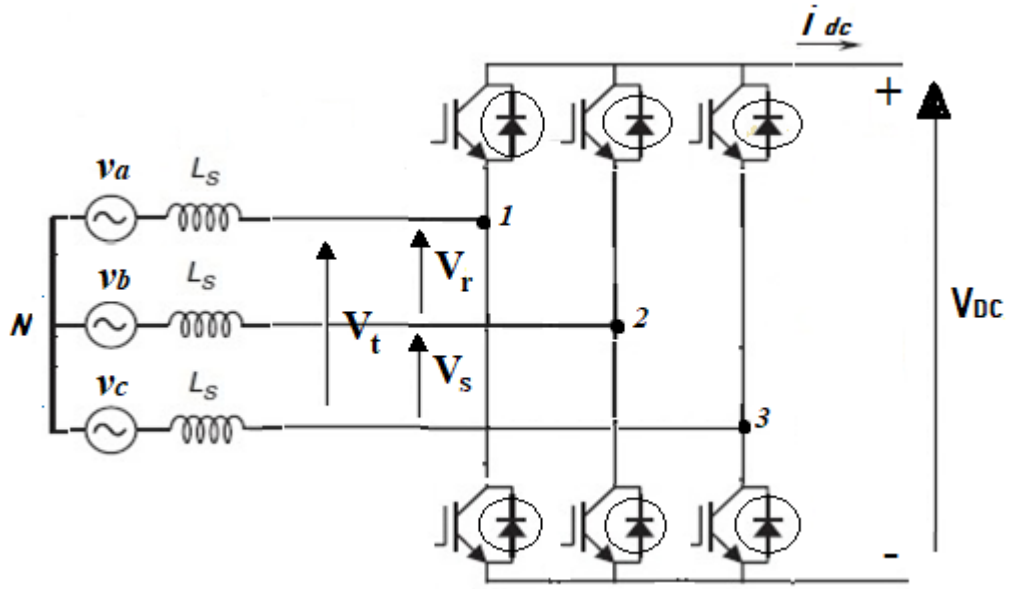

Figura 1.5 Raddrizzatore intrinseco alla struttura trifase a ponte di IGBT

La scelta del valore ottimale di tensione in continua può essere ottenuta coi metodi proposti di seguito. Il primo è definire la tensione del bus DC con la relazione presentata in [8] e [6], ovvero:

$$V_{dc} = \frac{2\sqrt{2}}{m_{a\,max}} V_{conv}$$

I termini 'V_{dc}', 'V_{conv}' e '$m_{a\ max}$' corrispondono a: tensione lato DC, tensione del convertitore alla connessione con le fasi AC e indice di modulazione massimo, il quale dipende dalla tecnica di modulazione.

In alternativa la tensione è scelta su base empirica come svolto nell'articolo [6] : é scelto un valore nell'intervallo 110%-115% della tensione raddrizzata nel caso di ponte completo a diodi; nel caso in bt e a 400V, il range è 600V-620V. A quest'ultimo si aggiunge un termine correttivo pari al 10%, dovuto al possibile incremento della tensione di rete e alla

maggiore tensione richiesta al bus DC in fase rigenerativa, ovvero nel funzionamento da inverter.
Infine il range su base empirica in cui dovrà trovarsi la tensione del collegamento in continua è 660V-682V.

Il condensatore

Il condensatore è l'intermediario tra sorgente in alternata e carico in continua ed ha le seguenti funzioni da svolgere [6], [7]: contenere le oscillazioni delle correnti armoniche alla frequenza di commutazione, gestire i disequilibri energetici e le variazioni istantanee o quasi istantanee del carico e garantire autonomia durante le anomalie. In definitiva la capacità del collegamento in continua svolge un'azione filtrante e conserva energia garantendo il funzionamento durante buchi o cali di tensione.
La soddisfazione delle precedenti caratteristiche è raggiunta con la verifica della disequazione seguente [6]:

$$C \geq \frac{T_r \Delta P_{L\,MAX}}{2V_{dc}\Delta V_{dc}}$$

Disequazione in 'C' indica la capacità del DC link, 'V_{dc}' è la tensione al DC link e 'ΔV_{dc}' l'ondulazione della stessa. 'T_r' è la costante di tempo del filtro alle armoniche di tensione. Infine, '$\Delta P_{L\,MAX}$' corrisponde alla massima variazione di potenza possibile in condizioni di normale funzionamento.

L'induttanza

L'induttanza agisce sull'ampiezza di ondulazione della corrente, ha lo scopo di smussare gli effetti dovuti alla commutazione, è perciò un filtro sulla corrente. Le relazioni utili al dimensionamento sono riportate sotto [8] [7]:

$$\Delta I = \frac{\sqrt{3}}{12} Y_{max} \frac{V_{dc}}{LF_{switch}} \approx \frac{V_{dc}}{6.9LF_{switch}}$$

I parametri usati sono la frequenza di commutazione 'F_{switch}', l'induttanza di filtro 'L', la tensione del bus DC 'V_{dc}'. La costante 'Y_{max}' corrisponde al massimo valore del duty cycle, considerato pari a 0,95.
La formula evidenzia un andamento iperbolico che correla la frequenza di commutazione e il valore dell'induttanza 'L', al valore dell'ondulazione di corrente 'ΔI'.
L'azione combinata su queste due grandezze permette di gestire l'ampiezza di ondulazione.

Riepilogo parametri

La frequenza di commutazione è scelta pari a 10 kHz.

E' scelta una tensione pari a 700 V, che é entro l'intervallo 660 V-682 V.

L'oscillazione di tensione accettabile sul bus è definita uguale a 50 V.

La potenza del sistema è di 10 kVA, è richiesta una risposta del sistema adeguata quando abbiamo una variazione della potenza del 200 %, ovvero il condensatore deve essere in grado di sostenere un'inversione della potenza dal valore nominale in funzionamento da raddrizzatore a quello nominale ma in modo inverter.

E' considerato unitario il fattore di potenza.

Infine, i parametri scelti per il caso studio sono riportati in tabella 1.1.

Frequenza di commutazione	10 kHz
Tensione DC link	700 V
Massima escursione in potenza	200 % P_n
Massima oscillazione di tensione	50 V
Massima oscillazione in corrente	5 % I_n
Capacità di collegamento	5 mF
Induttanza di filtro	2 mH

Tabella 1.1 Valori dei parametri del caso studio

2 Tecnica di controllo

Il sistema di controllo è fondamentale per mantenere la tensione del bus al valore di corretto funzionamento e per realizzare la bidirezionalità in potenza e l'assorbimento di corrente sinusoidale. Il suo principio di funzionamento è semplice: date le misure delle variabili di stato del sistema, queste sono comparate con le rispettive grandezze di riferimento per ricavare gli errori da correggere, i quali sono processati dal controllore per realizzare i segnali di modulazione destinati agli interruttori di potenza. In figura 2.1 è rappresentato un esempio di controllo in retroazione della tensione DC.

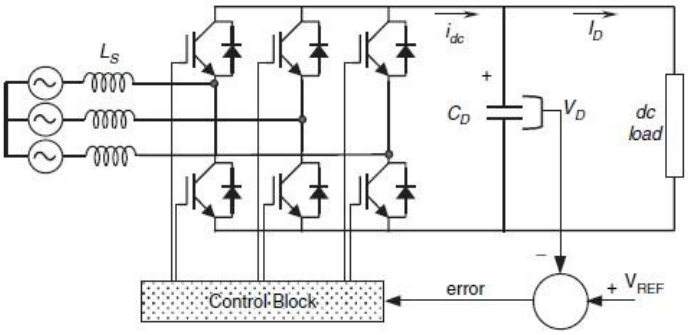

Figura 2.1 Controllo in retroazione della tensione DC [3]

Le tecniche di controllo per il raddrizzatore PWM sono distinte in quelle ad azione diretta o indiretta sulla potenza. La figura 2.2 riporta una mappa riassuntiva degli algoritmi di controllo, dove gli acronimi VOC e VFOC stanno per Voltage Oriented Control e Virtual Flux Oriented Control, metodi che agiscono indirettamente sulla potenza, mentre DPC e VF-DPC significano Direct Power Control e Virtual Flux based Direct Power Control e intervengono direttamente sulla potenza.

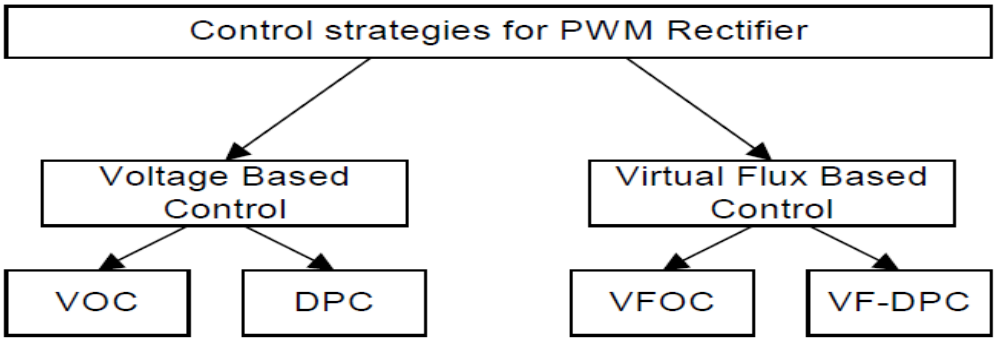

Figura 2.2 Strategie di controllo per raddrizzatore PWM [9]

Ciascuna delle strategie di figura 2.2 può essere implementata basandosi o sul vettore di tensione di linea oppure su quello del flusso virtuale di rete. Lo scopo di questi vettori è sincronizzare il sistema di controllo alla frequenza di rete, essi ruotano relativamente al

sistema di riferimento trifase fisso 'abc' alla frequenza di rete. Perciò possono essere considerati vettori che sincronizzano il controllo al sistema esterno.

Il concetto di flusso di rete nasce considerando la linea di alimentazione al pari dello statore di una macchina elettrica, figura 2.3.

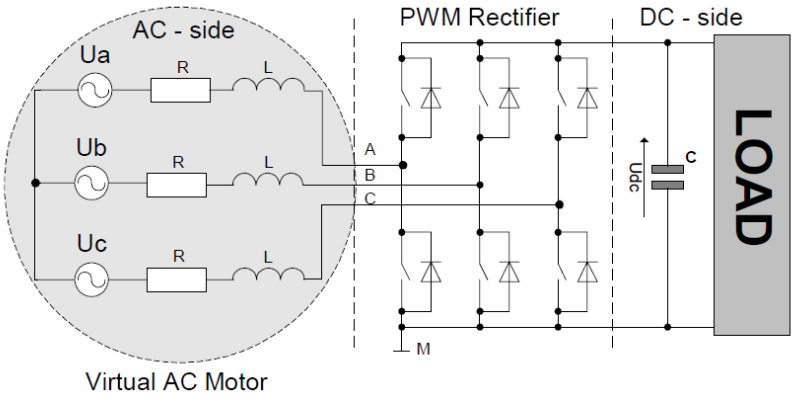

Figura 2.3 Analogia tra linea di alimentazione trifase e lo statore di una macchina elettrica rotante [9]

Vector oriented control

Le strategie voltage e virtual flux oriented sono basate sul controllo vettoriale e hanno azione indiretta sulla potenza. Lo schema è ad anelli concentrici, come evidente in figura 2.4, di cui l'esterno controlla la tensione sul bus in continua e gli interni le correnti. Questo tipo di controllo è analogo a quello orientato al flusso dei motori elettrici, in inglese Field Oriented Control, FOC. I pregi di questa tipologia di tecnica sono l'alta dinamica e le ottime qualità a regime [4].

La fase di correzione del controllo è eseguita in assi rotanti 'd-q', l'asse 'd' è agganciato al vettore fondamentale di tensione o di flusso. Questo permette di ridurre l'onere computazionale, in quanto è gestito un minor numero di equazioni. Le grandezze misurate sono invece prese da un sistema trifase in assi fissi, perciò è necessaria l'applicazione delle trasformate di Clarke e Park introdotte nel paragrafo precedente.

Il passaggio da sistema bifase statico a rotante richiede la sincronizzazione del sistema controllato alla rete, quindi è fondamentale conoscere la posizione del vettore di riferimento. Questa è ricavata con un inseguitore di fase, il metodo utilizzato è il Phase Locked Loop, PLL.

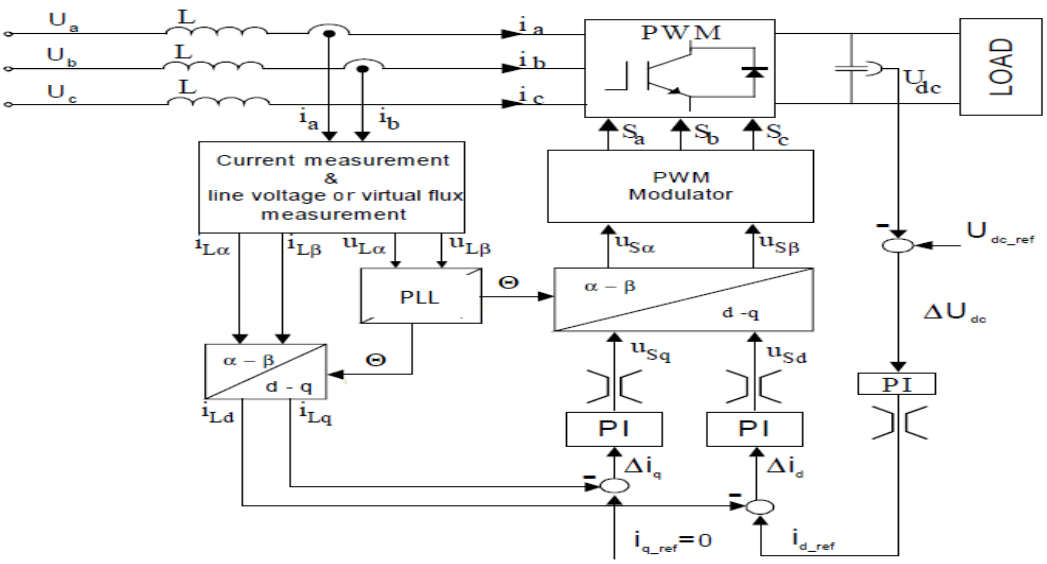

Figura 2.4 Struttura dei controlli voltage e vitual flux oriented

Il valore di riferimento della corrente attiva, i_d, è stabilito dall'anello di tensione, infatti la potenza attiva dipende dal carico in continua e in base allo stato energetico del condensatore al DC link si ricava la potenza, ovvero l'ampiezza della corrente da assorbire dalla rete o da riversare nella stessa. Mentre la potenza reattiva deve essere nulla per avere fattore di potenza unitario, perciò il riferimento di corrente reattiva, i_q, è posto pari a zero.

A seconda del vettore di riferimento usato, tensione o flusso virtuale, si avranno diverse definizioni delle correnti: la potenza attiva legata alla corrente di asse d, nel caso VOC, sarà invece legata alla componente di corrente in asse q, se si tratta di VFOC. La spiegazione è questa: la componente di corrente proporzionale alla potenza attiva è quella parallela al vettore tensione di linea, tra la tensione e il flusso virtuale c'è uno sfasamento di 90°, di conseguenza nel caso di controllo orientato al flusso, cioè asse 'd' lungo la direzione dello stesso, la corrente proporzionale alla potenza attiva è quella in asse q. La figura 2.5 mostra graficamente i concetti sopra descritti.

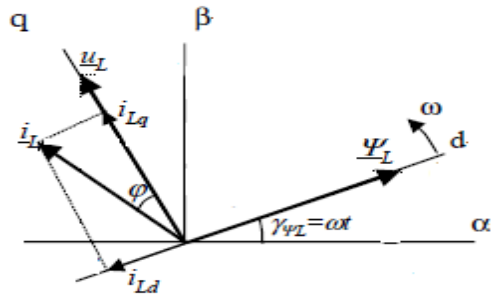

Figura 2.5 Disposizione dei vettori nel VFOC

Il modello del sistema nel riferimento bifase rotante è stato ottenuto nel capitolo precedente e viene di seguito riportato:

$$\begin{cases} u_{Ld} = L\dfrac{di_d}{dt} + u_{sd} - \omega L i_q \\ u_{Lq} = L\dfrac{di_q}{dt} + u_{sq} + \omega L i_d \end{cases}$$

Nel modello la resistenza di linea è stata trascurata, sono indicate le componenti della tensione di linea 'u_{Ld}' e 'u_{Lq}', la f.e.m. indotta nell'induttanza '$L\frac{di_d}{dt}$' e '$L\frac{di_q}{dt}$', la tensione del convertitore 'u_{Sd}' e 'u_{Sq}' e infine la f.e.m. rotazionale '$\pm\omega L i_{d-q}$', in cui 'ω' è la pulsazione elettrica pari a $2\pi f_{rete}$.

La presenza del termine mozionale '$\pm\omega L i_{d-q}$' coincide con il mutuo accoppiamento degli assi, ciò induce a problemi di precisione della risposta in anello chiuso. La prevenzione di questo effetto indesiderato è ottenuta applicando la compensazione dei termini di accoppiamento. Il procedimento di compensazione feed-forward dei disturbi è schematizzato dai blocchi di figura 2.6.

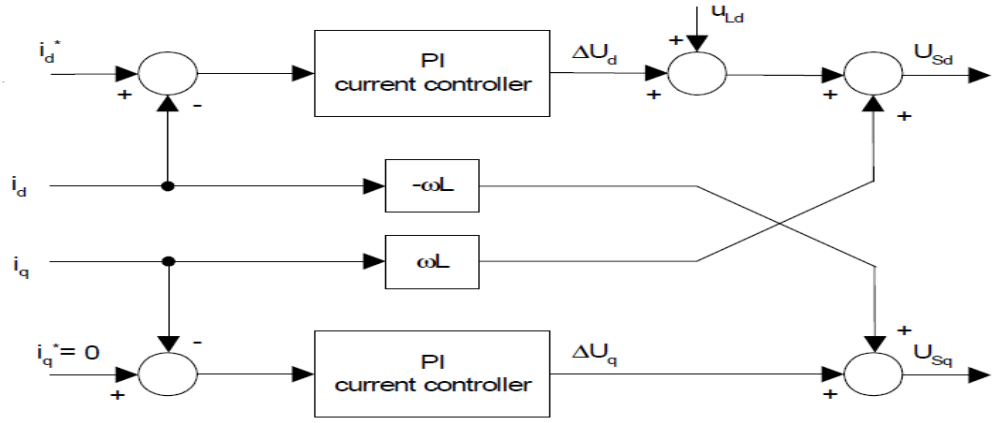

Figura 2.6 Compensazione dei termini di mutuo accoppiamento con feed-forward dei termini di disturbo [4]

Nel caso di funzionamento del sistema con VOC, quindi con tensione di linea 'u_L' allineata all'asse 'd' e riferimento di corrente nullo sull'asse 'q', le equazioni precedenti si ridurranno a quanto segue:

$$\begin{cases} u_{Ld} = L\dfrac{di_d}{dt} + u_{sd} \\ 0 = u_{sq} + \omega L i_d \end{cases}$$

Invece per il VFOC, l'asse d è orientato con il flusso virtuale e la tensione di linea sarà parallela all'asse q, quindi in tale situazione è la corrente lungo l'asse d a essere pari a zero. Da ciò ne derivano le seguenti:

$$\begin{cases} 0 = u_{sd} - \omega L i_q \\ u_{Lq} = L\dfrac{di_q}{dt} + u_{sq} \end{cases}$$

3 Simulazione

In questo capitolo sono riportati i risultati della simulazione del sistema convertitore e il relativo controllo. La simulazione è stata realizzata con Simulink di Matlab, la tecnica di controllo implementata è la voltage oriented control e il modulatore impiegato è il carrier based-PWM senza iniezione di armoniche.

La misura del THD di corrente è fornita da un tool simulink che realizza la fast Fourier transform, FFT, la misura è svolta considerando 10 periodi e fino alla 50ª armonica. Durante la simulazione del convertitore con filtro solo induttivo, sarà ottenuto un THD al di sopra della soglia del 5%, definita dallo standard IEEE 519-14 e, al fine di rientrare nei limiti, sarà implementato un filtro LCL, di cui saranno successivamente riportati i risultati. In tabella 3.1 sono riprese le principali costanti del sistema, utilizzate durante le prove.

Potenza nominale	10 kVA
Tensione nominale	400 V
Frequenza di rete	50 Hz
Frequenza di commutazione, f_{sw}	10 kHz
Tensione link DC, V_{dc}	700 V

Figura 3.1 Parametri del circuito simulato

Gli altri parametri sono variabili e saranno dichiarati nel corso della simulazione, in particolare i valori dei filtri, le induttanze di fase e la capacità del DC link, e i coefficienti dei compensatori PI, ossia i guadagni proporzionali K_p e integrali K_i.

Modelli della simulazione

Dopo la verifica di corretto funzionamento dei singoli blocchi del modello, ovvero quelli del convertitore, degli anelli di corrente, delle trasformate di Park e Clarke e dell'inseguitore di fase PLL, questi sono stati uniti per formare il circuito complessivo.

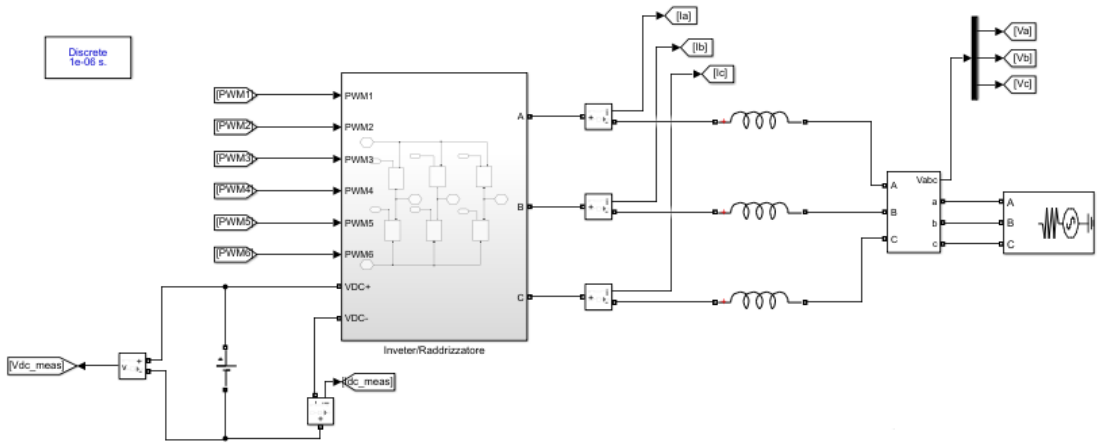

Figura 3.2 Blocco convertitore connesso alla rete e alla batteria in continua

Il blocco convertitore è connesso alla rete alternata e ad una batteria sul lato in continua, figura 3.2, è composto da sei interruttori IGBT, a cui arrivano i segnali in uscita dal modulatore PWM. Dalle fasi sono misurate le correnti e inviate ai blocchi di trasformazione.

In figura 3.3 è mostrata la sezione ove sono implementate le matrici introdotte nel paragrafo dedicato alle trasformazioni del sistema di riferimento, queste sono utilizzate per riportare le correnti e le tensioni misurate in trifase a componenti bifase rotanti, che saranno poi processate dai compensatori.

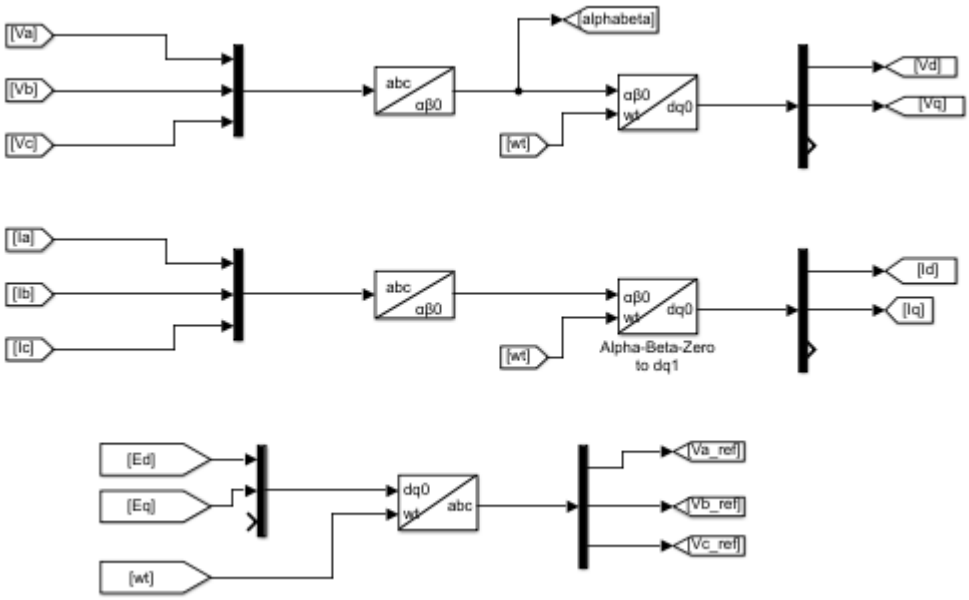

Figura 3.3 Sezione di trasformazione del sistema di riferimento – Trasformate di Park e Clarke

Il sistema di controllo necessita della sincronizzazione con la rete, perciò si utilizza un inseguitore di fase, in particolare è usato il synchronous reference frame-PLL, la tecnica più semplice e comune. In figura 3.4 è riportato lo schema a blocchi del PLL, il cui principio

di funzionamento è il seguente: misura le tensioni di alimentazione nel sistema trifase fisso e le trasforma nelle rispettive componenti bifasi rotanti, applica un riferimento nullo all'asse 'q', ciò permette di allinearsi con il vettore rotante in fase con l'asse 'd'; quindi è applicato un filtro passa basso da cui è ricavata la velocità angolare del vettore, infine la velocità è integrata per ottenere la posizione angolare del sistema.

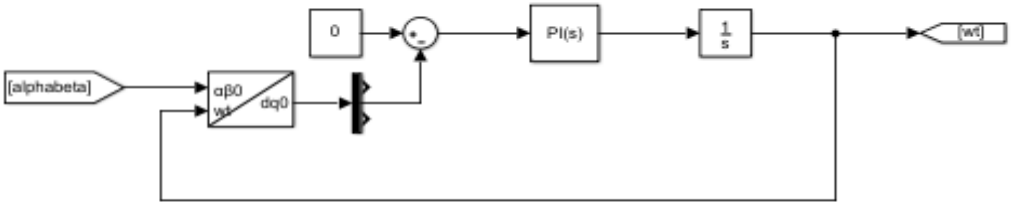

Figura 3.4 Blocco phase locked loop

La figura 3.5 invece mostra gli anelli di corrente. I comandi provenienti dai compensatori PI sono riportati nel sistema trifase fisso e poi trattati dal modulatore, il quale produrrà i segnali di attuazione destinati agli interruttori IGBT.

La correzione degli errori è svolta dai PI e per evitare il fenomeno di windup, questo è compensato col metodo back calculation. Lungo l'anello sono anche realizzate le compensazioni dei termini mutui di corrente '$\omega L i_{d-q}$', dovuti alla trasformazione da riferimento statico a rotante, e della tensione di rete 'v_{d-q}'.

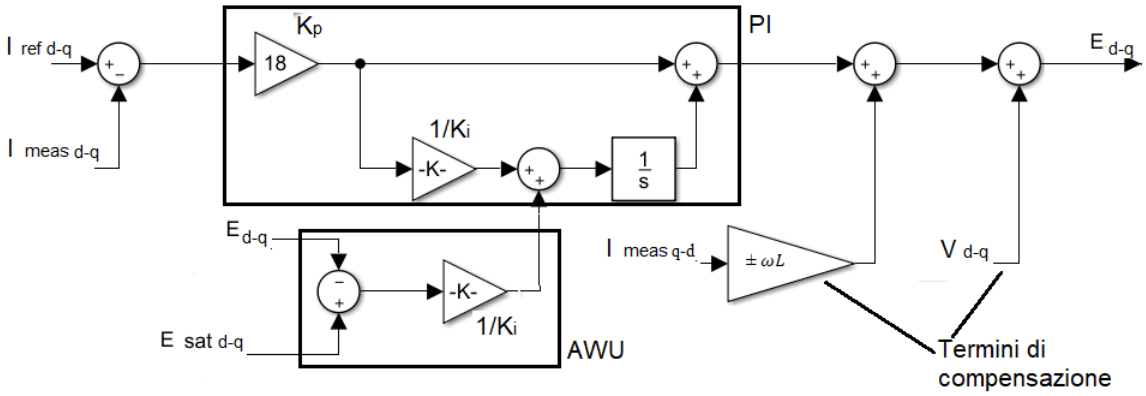

Figura 3.5 Anello di corrente con correttore PI, blocco AWU e termini di compensazione

Il parametro correttivo di antiwindup è stato posto pari al guadagno integrale [9]. Il fenomeno di windup è dovuto alla saturazione, infatti il convertitore ha limiti funzionali e può al più fornire una tensione avente modulo pari a $\frac{V_{dc}}{2}$ [10]. Questo limite è implementato anche a livello software per meglio modellizzare il sistema, figura 3.6. La saturazione è

realizzata alle componenti del vettore tensione di comando prodotta dall'anello di corrente. Le estremità dell'intervallo di tensione sono +350 e -350, corrispondenti a $\pm\frac{V_{dc}}{2}$.

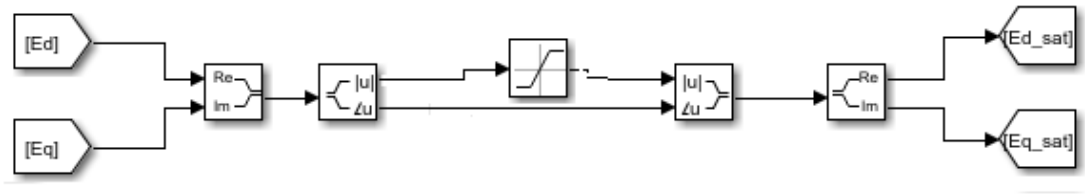

Figura 3.6 Saturazione del vettore complesso di tensione

I segnali di comando sono trattati dal modulatore, dove sono confrontati i segnali modulanti con la portante triangolare periodica con frequenza 10 kHz, figura 3.7.

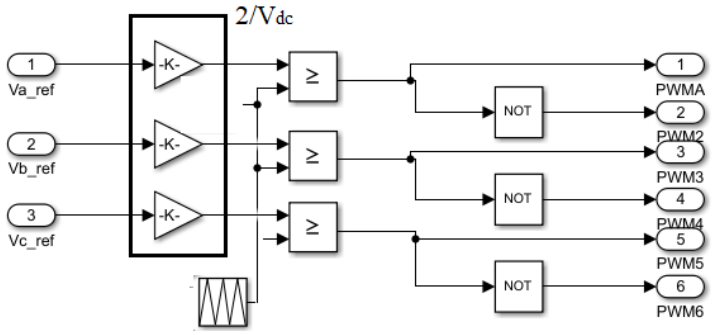

Figura 3.7 Modulatore PWM

Caso studio: solo filtro induttivo

Controllo in retroazione: anello di corrente

L'anello di corrente, figura 3.8, è il primo a essere testato perché è il più interno. Il suo scopo è correggere l'errore della misura di corrente rispetto al riferimento e produrre il comando di tensione.

È implementato il VOC quindi l'asse 'd' agisce sulla potenza attiva, mentre per l'asse 'q' contribuisce alla potenza reattiva. L'accoppiamento tra asse 'd' e 'q' è il risultato dell'applicazione della trasformazione da sistema bifase statico a rotante. Questa proiezione da un sistema di riferimento all'altro comporta le relazioni seguenti:

$$\begin{cases} v_d = L\dfrac{di_d}{dt} - \omega L i_q + d_d v_{dc} \\ v_q = L\dfrac{di_q}{dt} + \omega L i_d + d_q v_{dc} \end{cases}$$

Dalle quali è evidente l'effetto di un'asse sull'altro attribuibile al termine di forza elettromotrice mozionale. Per ovviare a tale effetto si realizza il feed forward delle f.e.m. mozionali e si compensa il disturbo dovuto alla tensione di alimentazione, come mostrato in figura 3.8.

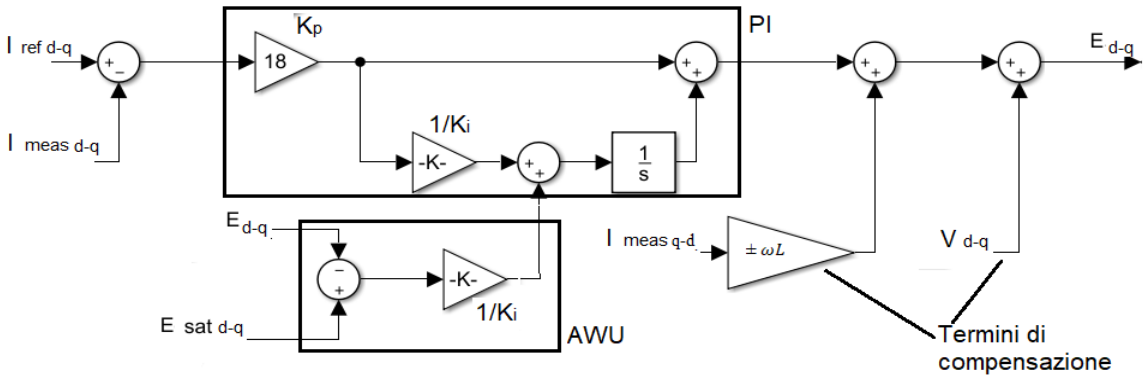

Figura 3.8 Anello di corrente

Il sistema in anello aperto è modellizzato con le funzioni di trasferimento che mettono in relazione le grandezze di ingresso e di uscita del sistema, le quali sono rispettivamente le tensioni ai capi dell'induttanza e le correnti che le percorrono. Inoltre, le tensioni di comando passano per un blocco modulatore, il quale introduce un ritardo nell'attuazione. Quindi le funzioni di trasferimento del sistema ad anello aperto del controllo di corrente è:

$$G_{plant_i}(s) = \frac{1}{sL}$$

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

I parametri usati nelle formule sono l'induttanza di linea e di filtro 'L' e il tempo di ritardo introdotto dalla fase di modulazione 'T_d'.

Il sistema sotto controllo 'G_{plant_i}', ovvero la terna di correnti lato alternata, ha un polo nell'origine e un guadagno pari a '1/L', mentre il modulatore 'G_{mod}', introduce un ritardo nell'attuazione dei comandi e perciò corrisponde ad un filtro passa basso, il sistema ad anello aperto è riportato in figura 3.9.

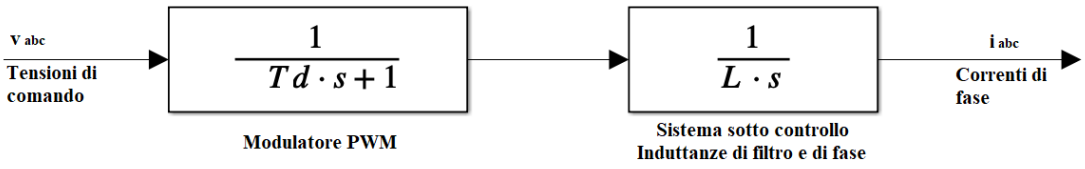

Figura 3.9 Sistema ad anello aperto

Questo ritardo è proporzionale al tempo di commutazione '$T_{switch}=1/f_{switch}$', nello specifico: è pari a ¾ di T_{switch} in caso di doppio campionamento, altrimenti è i 5/4 di T_{switch} se è singolo campionamento [11]:

$$\begin{cases} T_d = \frac{3}{4} T_{switch} & se\ doppio\ campionamento \\ T_d = \frac{5}{4} T_{switch} & se\ singolo\ campionamento \end{cases}$$

Siccome l'anello di corrente è il più interno relativamente, deve essere anche il più veloce, per questo motivo ha la banda passante maggiore. Il limite superiore alla banda di corrente la frequenza di commutazione del sistema, 'f_{switch}'. La banda di frequenza dell'anello di corrente, 'f_{bp_i}', è presa nel range [3]:

$$f_{bp_i} = \left[\frac{1}{20} \div \frac{1}{10}\right] f_{switch}$$

Ovvero quest'ultima è disposta nella decade prima o al più due decadi precedenti la frequenza di commutazione, 'f_{switch}'. La scelta deve essere abbinata ad un margine di fase, m_{φ}, adeguato alla stabilità:

$$m_{\varphi} \geq 45°$$

Un'ulteriore condizione da verificare in favore della stabilità è che alla frequenza di taglio la pendenza del diagramma di Bode del guadagno sia al massimo di 20 dB/decade, questo vincolo è sempre relativo alla stabilità ed evita di avere poli complessi coniugati troppo smorzati, ovvero con smorzamento ξ inferiore a 0,707.

La messa a punto del compensatore PI, la cui dinamica è legata al filtro induttivo e al ritardo di attuazione di convertitore e modulatore, è fatta con pidTuner di Matlab per una prima prova, in seguito sono usate le formule successive [2]:

$$K_{p_i} = L\omega_{bp_i}$$

$$K_{i_i} = \frac{\omega_{bp_i}}{\sqrt{10}}$$

I compensatori PI sono stati dimensionati considerando il doppio campionamento per periodo, ciò corrisponde a T_{mod} = 7,5 µs. Il filtro induttivo ha valore di induttanza L_f = 2 mH, la frequenza della banda passante dell'anello è stata scelta pari a 1000 Hz, ovvero una decade prima rispetto alla frequenza di commutazione. I valori del compensatore PI sono: K_p = 12,56 e K_i = 1986,92.

L'insieme dei parametri è racchiuso in tabella 3.1.

T_{mod}	7,5 µs
L_f	2 mH
K_p	12,56 Ω
$K_i \equiv K_{AWU}$	1986,92 V/(s^2C)

Tabella 3.1 Parametri dell'anello di corrente e del relativo compensatore

Risultati

Le istantanee delle misure delle principali grandezze sono riportate in questa sezione. L'anello di corrente risponde dinamicamente e raggiunge il riferimento richiesto senza errori.

La figura 3.10 riporta gli andamenti delle terne di corrente e di tensione, il dettaglio di corrente di una singola fase e la corrente sul lato in continua.

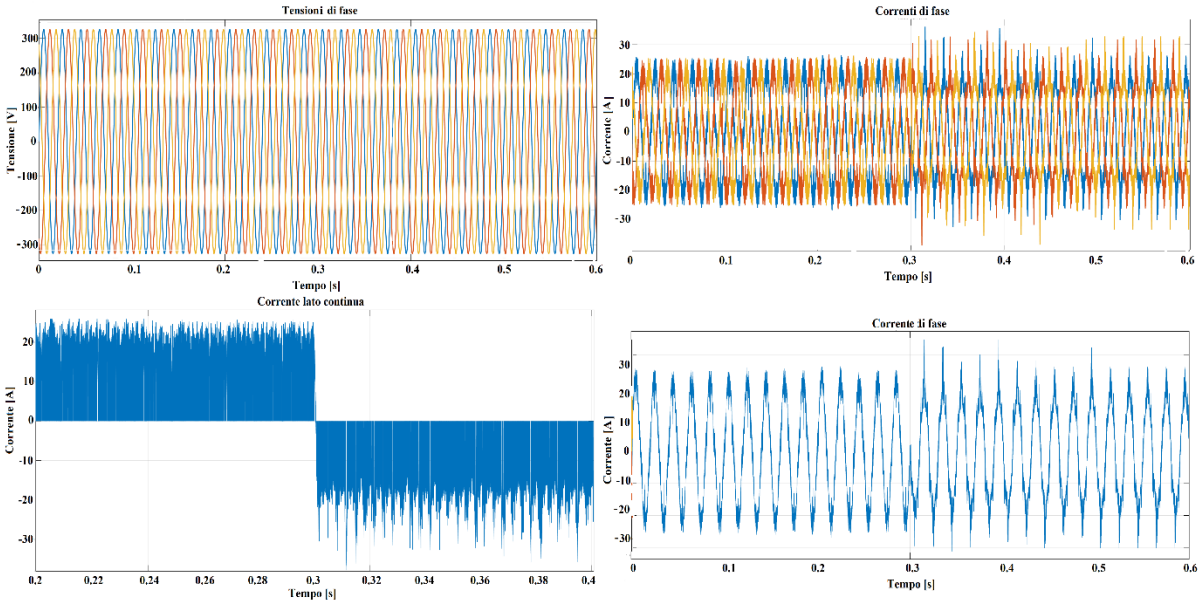

Figura 3.10 Dettaglio della corrente in alternata-Terne di corrente e tensione-Corrente lato continua

La forma della corrente è sinusoidale con in sovrapposizione l'ondulazione dovuta alle armoniche. Rispetto al raddrizzatore trifase a ponte completo la qualità è nettamente migliore, tuttavia rimane un elevato contenuto armonico in parte dovuto al tipo di filtro usato e in parte per via delle correnti relativamente piccole.

Sempre dagli andamenti di figura 3.10 è possibile notare l'inversione del flusso di potenza, infatti le correnti sono in un primo tempo in fase con le tensioni per poi portarsi in opposizione di fase rispetto alle stesse, questo per via del cambio di riferimento della corrente. L'inversione del flusso di potenza è visibile nel grafico della corrente sul lato in continua, nella prima fase il valore medio è superiore a zero, in seguito si rovescia passando

al di sotto dello zero, cioè il convertitore passa dal funzionamento da raddrizzatore a quello da inverter.

In definitiva, l'anello di corrente risponde in maniera corretta e dinamica, sono stati impostati due gradini di riferimento, uno all'avvio della simulazione con ampiezza di 25 A e il secondo a 0,3 s di ampiezza -15 A.

Il convertitore AC/DC trifase PWM può anche essere usato come compensatore di potenza reattiva, in questa condizione la corrente media sul DC link è nulla, come mostrato in figura 3.11.

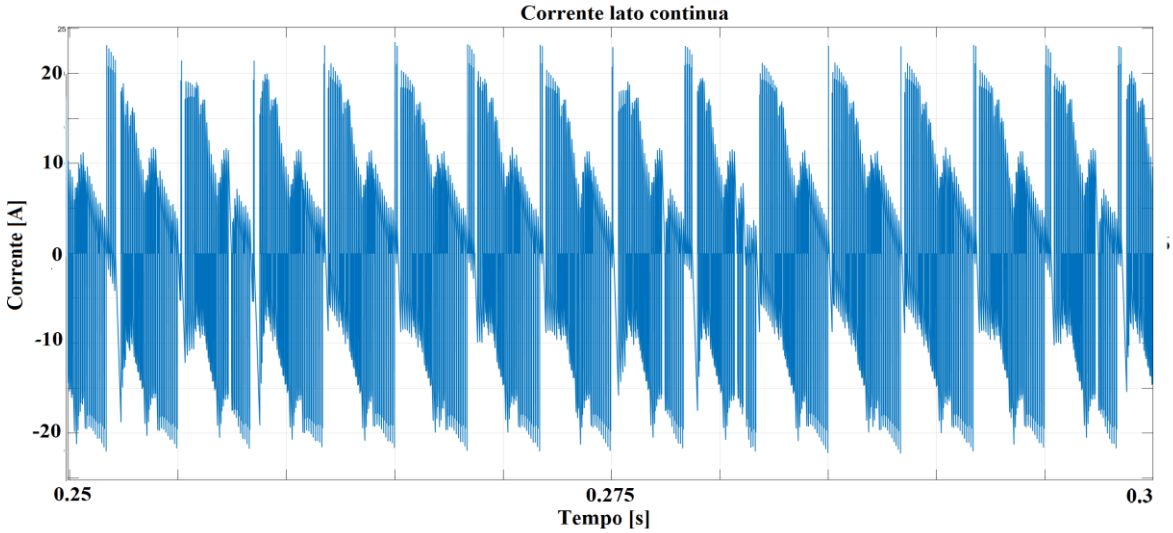

Figura 3.11Corrente in Continua con valore medio nullo - funzionamento da compensatore reattivo

Controllo in retroazione: anello di tensione

L'anello di tensione, il più esterno e il più lento, controlla la tensione del DC link. Un adeguato divario tra le bande passanti degli anelli di tensione e corrente, 'f_{bw_v}' e 'f_{bw_i}', consente una dinamica disaccoppiata degli stessi, in tali condizioni l'anello di corrente è al pari di un guadagno unitario rispetto a quello di tensione. Perciò la banda di tensione, 'f_{bw_v}', è scelta in base a quella di corrente nel range:

$$f_{bw_v} = [\frac{1}{50} \div \frac{1}{10}] f_{bw_i}$$

La funzione di trasferimento ad anello aperto del condensatore e del carico è la seguente [2]:

$$\frac{X(s)}{I(s)} = \frac{\sqrt{3} R V_{rms}}{\frac{RC}{2} s + 1}$$

$$X = V_{dc}^2$$

Dove 'X' è il quadrato della tensione ai capi del condensatore 'V_{dc}', questa sostituzione è fatta per operare su equazioni lineari. Gli altri parametri usati sono la resistenza di carico

‘R’, la capacità del collegamento in continua ‘C’, il valore medio della corrente in arrivo dal convertitore ‘I ’ e la tensione efficace della rete ‘V_{rms}’.

Il modello Simulink della simulazione è adeguato al controllo della tensione con la sostituzione della batteria con un condensatore. Il fine dell’anello esterno è mantenere la tensione DC maggiore alla soglia minima, indispensabile al comando degli interruttori, ed evitare che la stessa sorpassi i limiti di rottura.

Lo schema a blocchi del controllore dell’anello di tensione è mostrato in figura 3.12, qui sono confrontati i termini quadratici delle tensioni di riferimento e misurata, l’utilizzo delle forme quadratiche è dovuto alla convenienza nella gestione di equazioni lineari per determinare la funzione di trasferimento ad anello aperto [2].

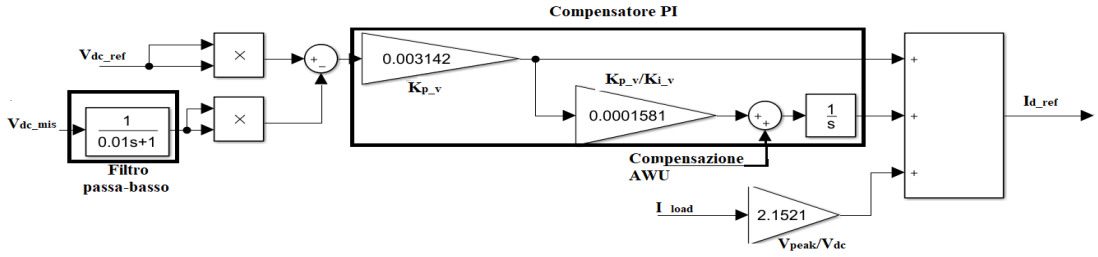

Figura 3.12 Blocco di controllo dell’anello di tensione

La saturazione in questo caso è dovuta alla corrente massima erogabile, il controllore deve adeguarsi alle caratteristiche del sistema controllato e non richiedere più di quanto possa essere fornito. Come nel caso dell’anello di corrente, la soluzione contro la perdita del controllo per via di un eventuale accumulo di errore dovuta al termine integrale (Wind Up), è fronteggiata implementando il metodo di AWU via software secondo il metodo back calculation.

Anche per l’anello di tensione è stata scelta la regolazione mediante un correttore PI. I guadagni del PI sono prima stimati con pidTuner di Matlab e poi calcolati definitivamente con le seguenti [2]:

$$K_{p_v} = \frac{2C\omega_{bp_v}}{\sqrt{\frac{3}{2}}V_{peak}} = \frac{2C\omega_{bp_v}}{\sqrt{3}V_{rms}}$$

$$K_{i_v} = \frac{\omega_{bp_v}}{\sqrt{10}}$$

Dove ‘C’ è la capacità del DC link, ‘Vpeak’ e ‘ V_{rms}’ sono rispettivamente la tensione di picco della sorgente di linea e quella efficace, ‘ω_{bp_v}’ la banda passante di tensione e i parametri del compensatore PI ‘K_{p_v}’ e ‘K_{i_v}’.

L’anello di tensione e il relativo compensatore PI hanno i parametri di tabella 3.3.

Frequenza di taglio	20 Hz
C	5 mF
K_{p_v}	0,003142 $(\Omega\ V)^{-1}$
$K_{i_v} \equiv K_{AWU}$	19,8692 $A/(V^2s)$

Tabella 3.3 Parametri dell'anello di tensione

Risultati

La simulazione ha permesso di validare i parametri dell'anello di tensione. È stato usato un condensatore precaricato a una tensione di 650 V.

La risposta della tensione al gradino è riportata in figura 3.13 con gli annessi andamenti delle correnti.

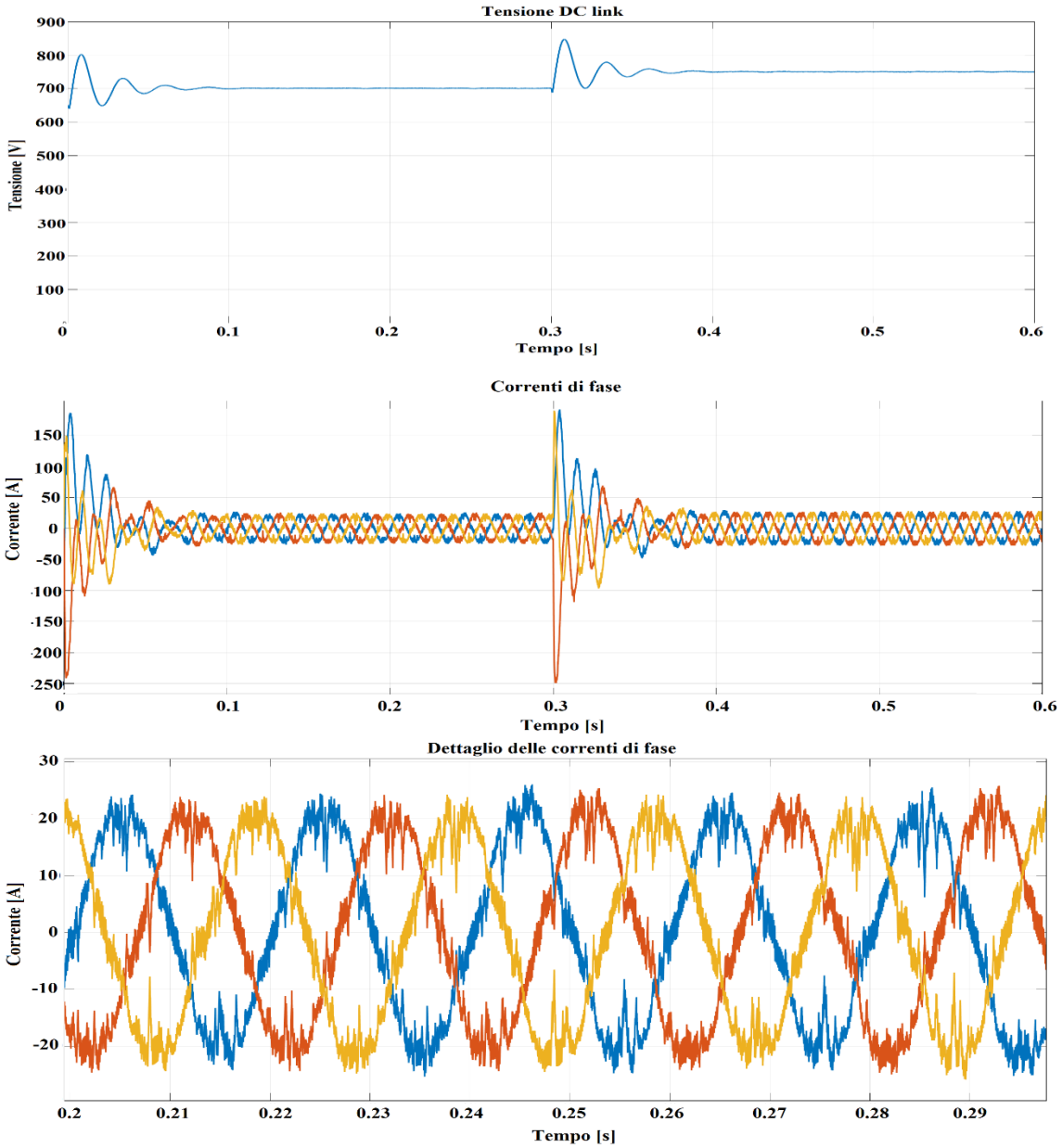

Figura 3.13 Andamento della tensione DC al variare del riferimento, tensione iniziale 650 V

Al fine di avere una stima della distorsione di corrente, sono ricavati gli spettri armonici delle correnti e i relativi coefficienti di distorsione THD, figura 3.14. Questi indicano il un coefficiente THD che non rientra nei requisiti dello standard 519-14, infatti è superiore al valore limite del 5%.

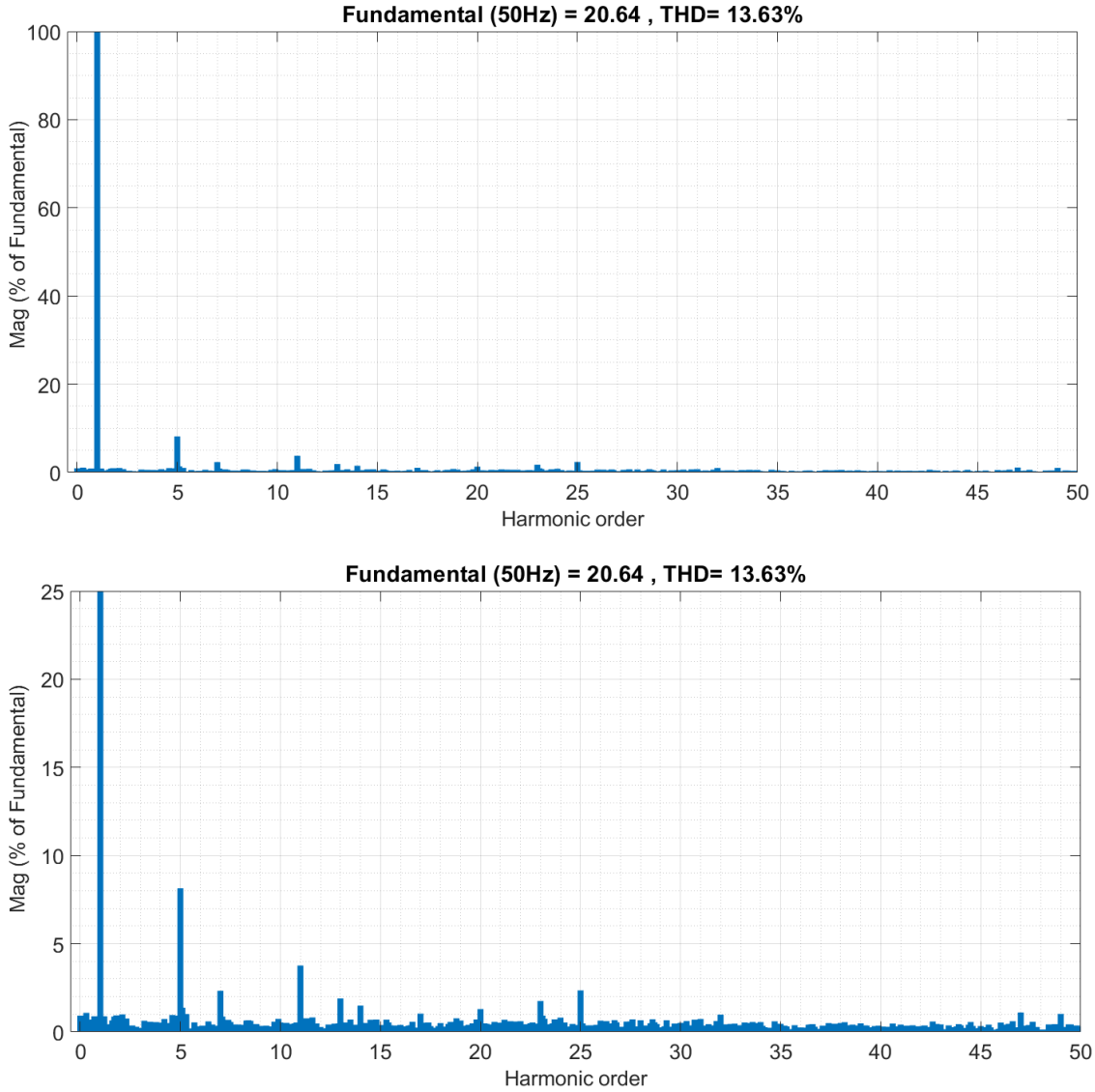

Figura 3.14 Spettro armonico della corrente e relativo ingrandimento

Segue l'implementazione di un filtro LCL per raggiungere un valore THD inferiore al 5%.

Caso studio: filtro LCL con smorzamento passivo

La simulazione del modello con sola induttanza di filtro ha evidenziato la sua inadeguatezza a soddisfare il limite del 5% di THD. Perciò è stato implementato e simulato il sistema con un filtro LCL, figura 3.15. Questo paragrafo riporta i risultati e le formule usate nel dimensionamento dei componenti del filtro e del compensatore di corrente.

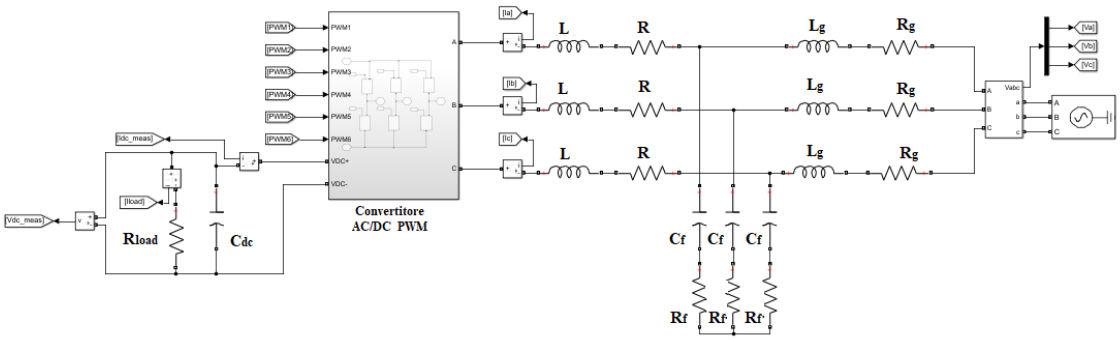

Figura 3.15 Schema del circuito con filtro LCL

La tecnica di controllo è rimasta invariata, quindi gli anelli hanno subito solo l'aggiornamento dei valori, in particolare quello di corrente a cui sono cambiati i guadagni del compensatore e della f.e.m. mozionale.

I parametri del filtro LCL sono scelti con la procedura proposta in [12] , questi sono soggetti a vincoli di tipo qualitativo e funzionale. L'induttanza equivalente, ovvero la somma delle induttanze lato convertitore 'L' e lato rete 'L_g', deve essere al massimo pari al 10% dell'induttanza base 'L_b', onde evitare un'eccessiva caduta di tensione sulle stessa, che comporterebbe la richiesta di una maggiore tensione del DC link e di conseguenza un più grande e meno dinamico condensatore DC. La capacità di filtro AC è limitata dal fattore di potenza, quindi è scelta entro il 5% della capacità base 'C_b'. Infine, la frequenza di risonanza del filtro LCL deve trovarsi tra la banda passante dell'anello di corrente e metà della frequenza di commutazione, per evitare fenomeni oscillatori.

I passi della procedura di dimensionamento del filtro LCL sono riportati nel seguito:

1) Scegliere l'ondulazione di corrente 'i_{hl}' desiderata sul lato convertitore e da questa risalire all'induttanza lato convertitore 'L'. Definite 'V_{dc}' e 'f_{sw}' rispettivamente come tensione del DC link e frequenza di commutazione, si ha la seguente relazione:

$$\Delta i_{hl} \approx 0{,}022 \frac{V_{dc}}{L f_{sw}}$$

$$r = \frac{L_g}{L}$$

La seconda relazione, quella del rapporto 'r', lega le induttanze lato convertitore 'L' e lato rete 'L_g'.

2) Scelta della capacità del banco di condensatori 'C_f' e quindi la potenza reattiva durante il funzionamento nominale:

$$C_f = x C_b$$

‘C_b’ è la capacità base del sistema e ‘x’ è il valore in percentuale della capacità di filtro ‘C_f’.

3) Scelta dell’ondulazione di corrente desiderata sul lato rete del filtro:

$$\frac{i_g(j\omega_{sw})}{i(j\omega_{sw})} = \frac{1}{|1 + r(1 - ax)|}$$

$$a = LC_b\omega_{sw}$$

Ove ‘ω_{sw}’ è la pulsazione di commutazione, ‘r’ il rapporto tra le induttanze di rete ‘L_g’ e quella lato convertitore ‘L’, la capacità base ‘C_b’ e la capacità del filtro in percentuale ‘x’.

4) Verifica della disposizione della frequenza di risonanza:

$$f_{bp_i} < f_{ris} < \frac{f_{sw}}{2}$$

Con le frequenze di banda passante dell’anello di corrente ‘f_{bp_i}’, la frequenza di risonanza ‘f_{ris}’ e la frequenza di commutazione ‘f_{sw}’.

5) Stima del minimo valore di resistenza di smorzamento:

$$R_{f_min} = \frac{1}{3} f_s \frac{L_g^2}{L + L_g}$$

La resistenza di smorzamento minima ‘R_{f_min}’ disposta in serie alla capacità di filtro, la frequenza di campionamento ‘f_s’ pari al doppio della frequenza di commutazione nel caso di doppio campionamento e le induttanze lato convertitore e rete, ‘L’ e ‘L_g’.

L’applicazione della procedura precedente porta ai valori di tabella 3.2, i calcoli sono svolti tenendo in considerazione i dati nominali di tabella.1 e considerando un’ondulazione ‘Δi_{hl}’ pari al 20% della corrente nominale I_n.

L	$1 \cdot 10^{-3}$ H
L_g	$4 \cdot 10^{-3}$ H
C_f	$5 \cdot 10^{-6}$ F
f_{ris}	2433 Hz
R_{f_min}	21,33 Ω

Tabella 3.2 Parametri del filtro LCL

A questo punto sono calcolati i guadagni del compensatore PI dell’anello di corrente come segue:

$$K_{p_i} = \frac{L_{eq}}{3T_s}$$

$$K_{i_i} = \frac{L_{eq}}{R_{eq}}$$

Il termine 'L_{eq}' è la somma delle induttanze lato convertitore 'L' e lato rete 'L_g'. Il periodo di campionamento 'T_s', pari alla metà del periodo di commutazione 'T_{sw}' perché è considerato il doppio campionamento. Infine, 'R_{eq}' è la resistenza equivalente di fase, comprendente le resistenze parassitiche delle bobine 'R' e della linea 'Rg'. La resistenza Req è stata considerata pari 25 mΩ, di cui 10 mΩ di parassitiche e 15 mΩ di linea.

Risultati

La simulazione del modello con il filtro LCL smorzato ha prodotto gli andamenti di figura 3.16.

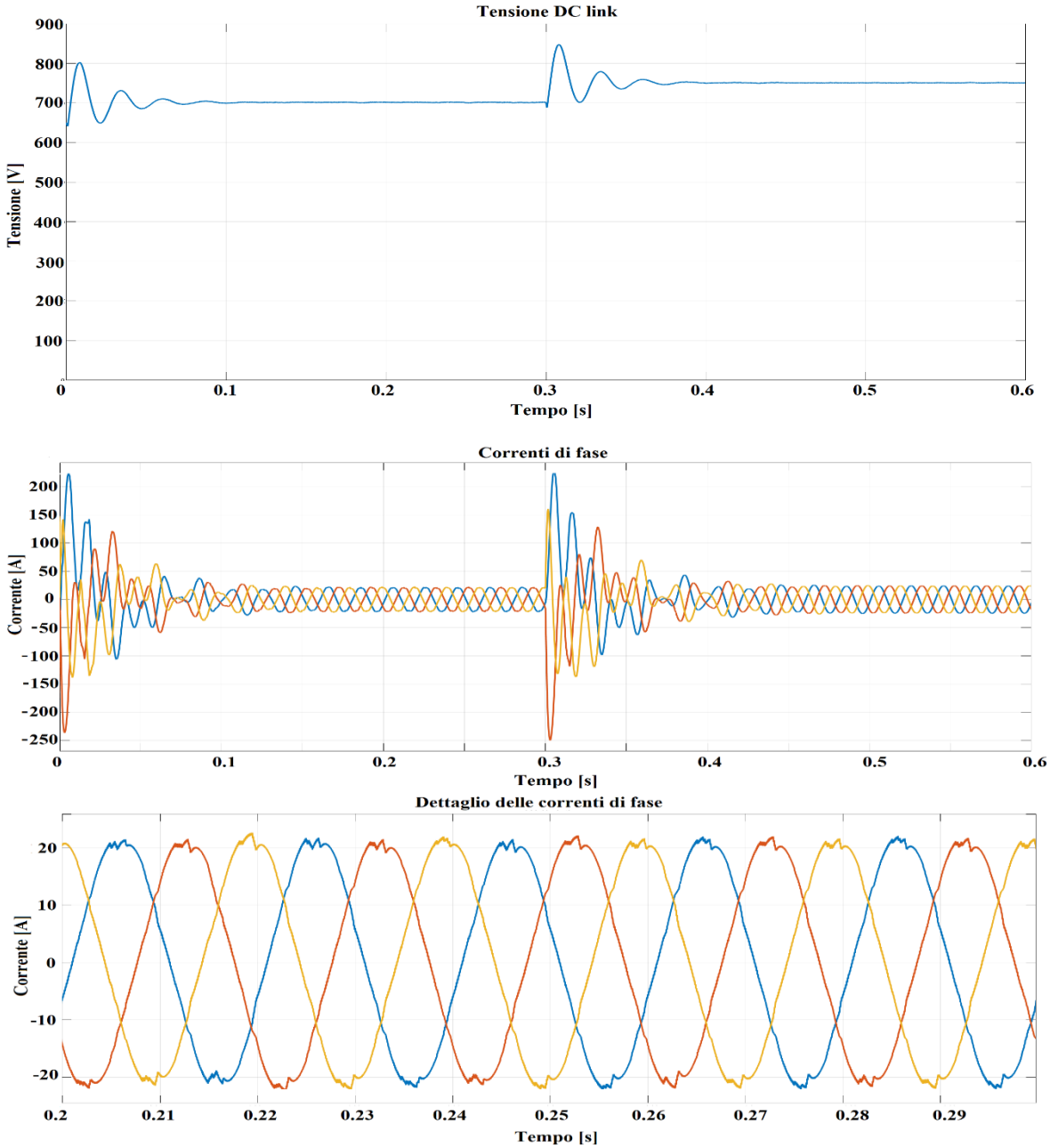

Figura 3.16 Tensione al DC link, correnti di fase e dettaglio delle correnti

È confermata la risposta dinamica e precisa, la distorsione è stata drasticamente ridotta e questo è dimostrabile dallo spettro armonico di figura 3.17, in cui è indicato un valore THD del 3,68%.

Lo spettro armonico dell'andamento di corrente, figura 3.17, mostra il netto miglioramento in termini di contenuto armonico, infatti il THD è sotto la soglia del 5% e la componente fondamentale è maggiore relativamente al caso più distorto del solo filtro induttivo, figura 3.14.

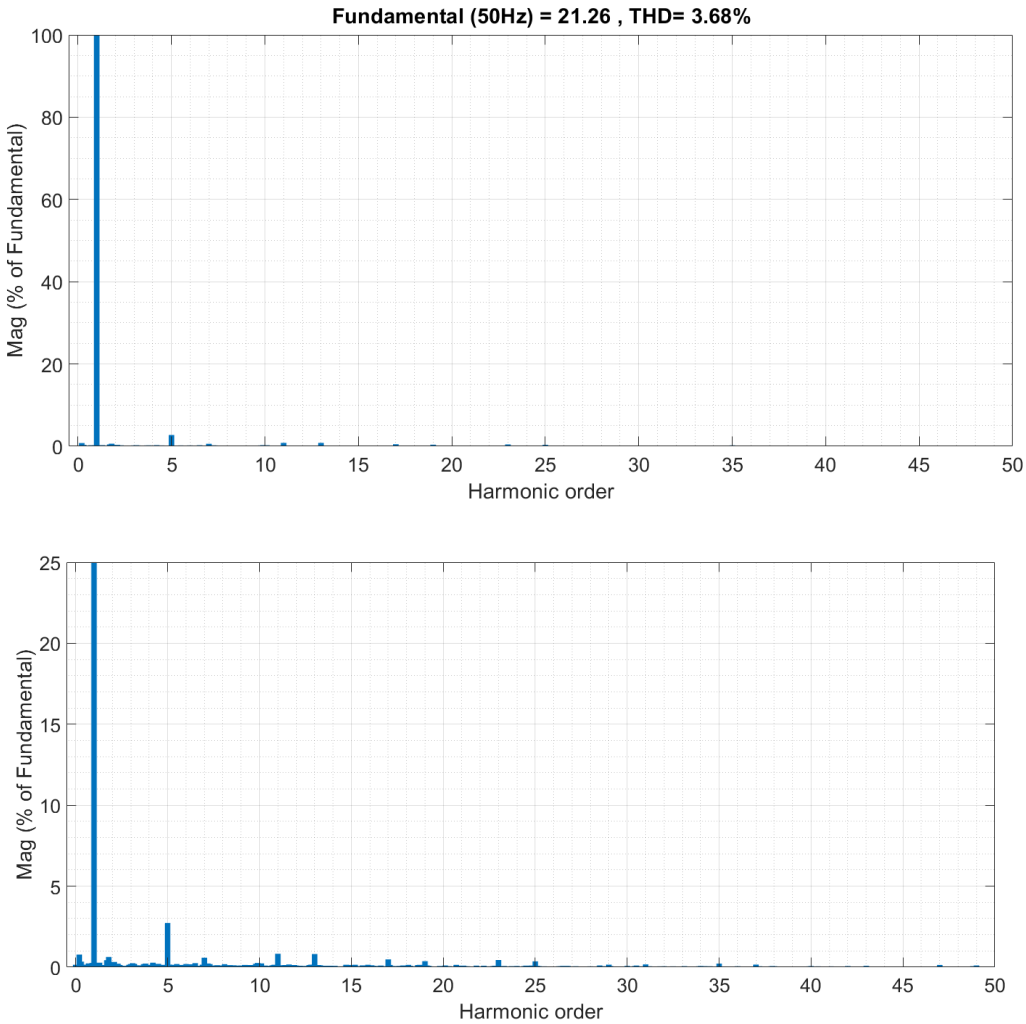

Figura 3.17 Spettro armonico di corrente nel caso di filtro LCL e relativo ingrandimento

4 Conclusioni

Il lavoro svolto in questa tesi è la base del progetto di un caricabatteria trifase: modellizzazione, primo dimensionamento e simulazione.

Sono stati effettuati lo studio teorico, la modellizzazione e la simulazione con simulink del sistema, i quali hanno permesso di comprendere le grandezze in gioco e i loro effetti ai fini del controllo, ad esempio, la necessità di imporre a zero il riferimento di corrente sull'asse 'q' per annullare la potenza reattiva e quindi rendere unitario il fattore di potenza.

Con la simulazione sono stati validati il modello e la tecnica di controllo e sono state confermate le caratteristiche del sistema: bidirezionalità in potenza, basso contenuto armonico e fattore di potenza unitario.

La simulazione ha anche evidenziato l'importanza del filtro all'ingresso del convertitore. Il filtro induttivo è stato usato per la sua semplicità, tuttavia è risultato inefficace nel contenimento del disturbo armonico. Il THD durante la prova con solo filtro induttivo è stato superiore al limite del 5% dello standard IEEE 519-14. La soluzione alternativa è stata l'implementazione di un filtro LCL, questo ridurrà drasticamente la distorsione delle correnti di fase.

La debolezza del filtro LCL risiede nella frequenza di risonanza, 'f_{ris}', la quale è funzione dei parametri induttanze e capacità. Per evitare questo fenomeno, è prassi scegliere i valori del filtro con una frequenza di risonanza che non interferisca con gli spettri delle frequenze di commutazione e della fondamentale, cioè:

$$f_{bp_i} < f_{ris} < \frac{f_{sw}}{2}$$

Con 'f_{bp_i}' frequenza della banda passante dell'anello di corrente e 'f_{sw}' frequenza di commutazione del convertitore. Ai fini di evitare la risonanza è inserita una resistenza di smorzamento, che dissipa l'energia delle armoniche filtrate e riduce il guadagno alla frequenza di risonanza [12].

Sono riportati gli andamenti delle correnti e dei loro spettri armonici nei casi di filtro induttivo e LCL, figura. 3 e figura. 4.

La riduzione delle armoniche ad alta frequenza è merito della capacità, la cui impedenza è inversamente proporzionale alla frequenza del segnale. Quindi le alte frequenze si dirigono verso le capacità e sono poi dissipate nelle resistenze di smorzamento.

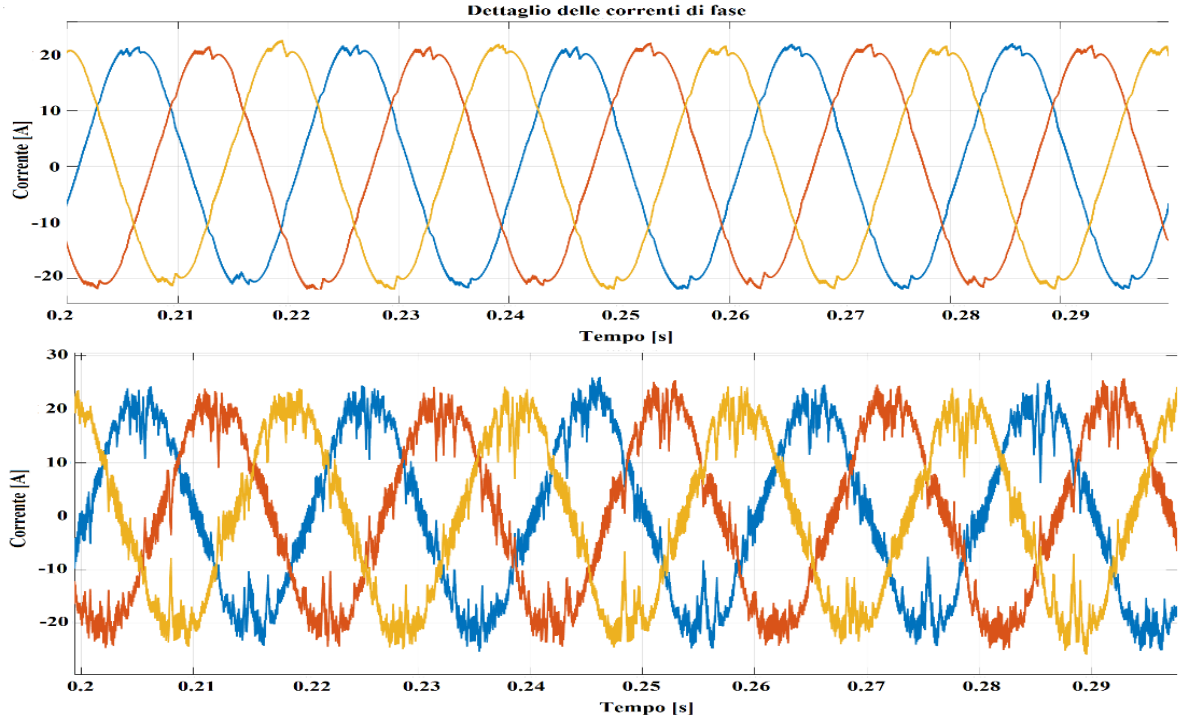

Figura. 3 Confronto degli andamenti di corrente: filtro LCL e filtro induttivo

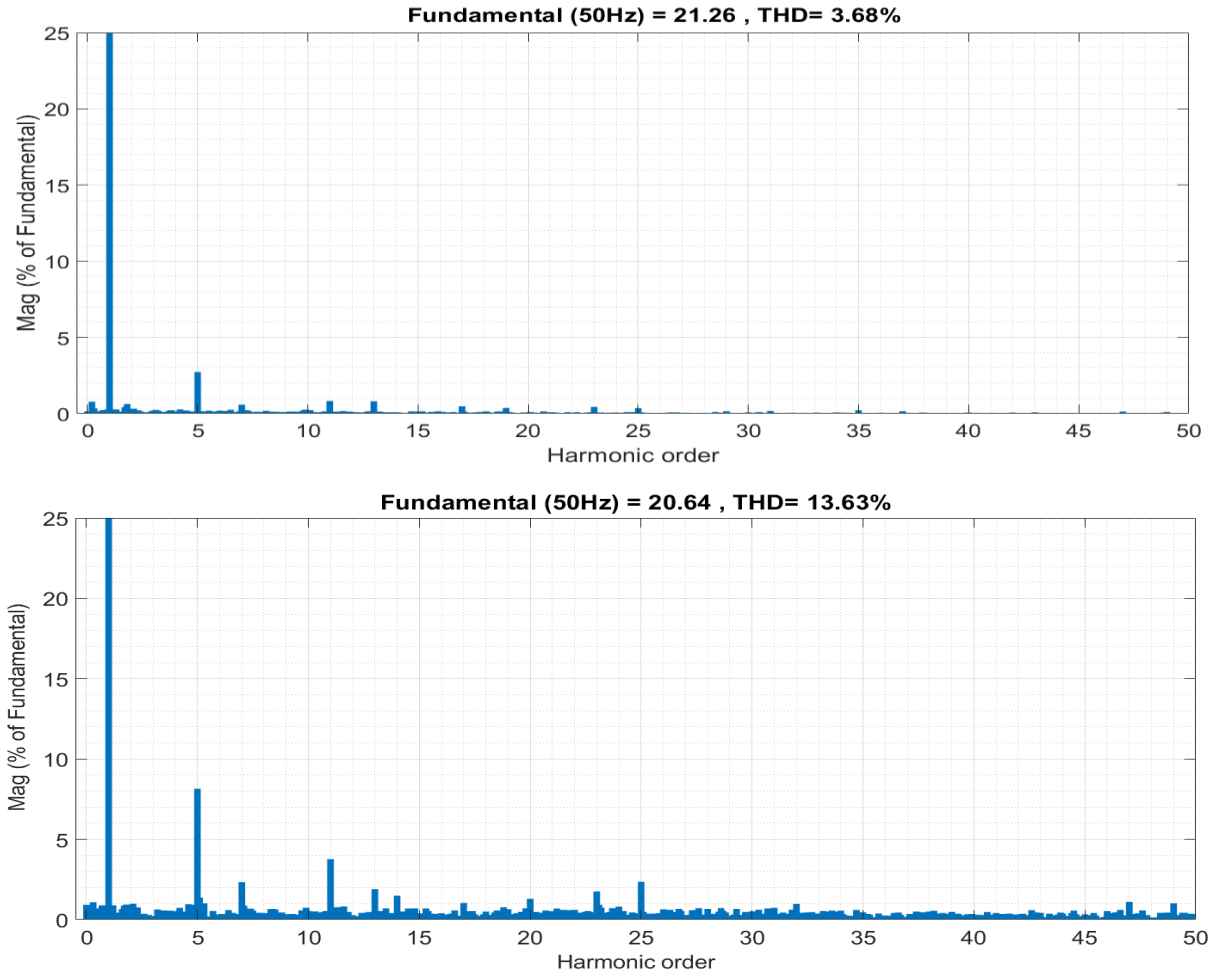

Figura. 4 Confronto degli spettri armonici delle correnti: caso LCL e caso solo induttanza

5 Bibliografia

[1] J. W. Dixon, «Three-Phase Controlled Rectifier,» in *Power Electronics Handbook*, 2011, pp. 225-247.

[2] M. Fadel, *Modélisation et Commande Avancée des Convertisseurs Statiques,* Toulouse: INP Enseeiht - LaPlace, 2018.

[3] D. Zhou, Y. Song e F. Blaabjerg, «Modeling and Control of Three-phase AC-DC Converter including Phase-Locked Loop,» in *Control of Power Electronic Converters and Systems*, pp. 117-151.

[4] M. Malinowski, *Sensorless Control Strategies for Three-Phase PWM Rectifiers,* Warsaw, 2001.

[5] M. A. Pastorelli, *Appunti del corso di Azionamenti Elettrici,* Torino, 2016.

[6] M. Liserre, F. Blaabjerg e A. Dell'Aquila, «Step-by-step design procedure for a grid-connected three-phase PWM voltage source converter,» *International Journal of Electronics,* vol. 91, n. 8, pp. 445-460, 2004.

[7] L. Marroyo, H. Piquet e F. Richardeau, «Methodologie de dimmensionnement d'un redresseur MLI a prelevement sinus,» Toulouse.

[8] P. Ladoux, *Notes de cours ' Onduleurs de tension pour la qualité des Réseaux électriques',* Toulouse, 2018.

[9] M. H, M. Guzelkaya, E. I e Y. E, «Tracking time adjustement in back calculation anti-windup scheme,» in *Proceedings 20th European Conference on Modelling and Simulation*, 2006.

[10] S. L. Sanjuan, «Voltage Oriented Control of three-phase boost PWM converters,» Göteborg, Sweden, 2010.

[11] M. Kasmierkowski, F. Blaabjerg e Krishnan, Control in power electronics, selected problem, Elsevier Science, 2002.