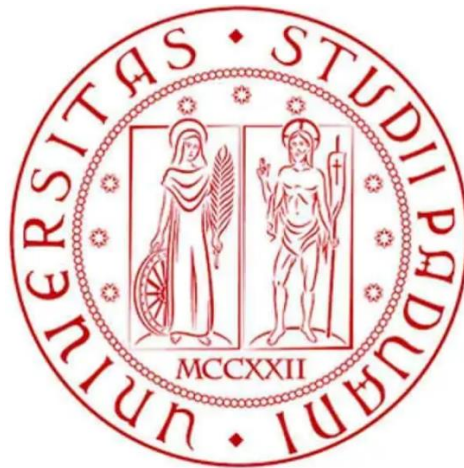


UNIVERSITA' DEGLI STUDI DI PADOVA

Facoltà di Ingegneria

Dipartimento di Ingegneria Industriale

Tesi di Laurea Magistrale in Ingegneria Dell'Energia Elettrica



**PROGETTO DI UN CONVERTITORE DI POTENZA MONOFASE
CON NUMERO DI SWITCH RIDOTTO PER GENERATORE
SINCRONO A MAGNETI PERMANENTI PER APPLICAZIONI
EOLICHE E DEL RELATIVO SISTEMA DI CONTROLLO**

RELATORE: PROF. ING. LUIGI ALBERTI

LAUREANDO: EMANUEL SARTORI

ANNO ACCADEMICO 2022-2023

INDICE

1	Introduzione	7
2	Gli impianti eolici.....	9
2.1	Energia del vento	10
2.2	Potenza generata da un sistema di conversione eolico	14
2.3	Turbine eoliche	17
2.4	Regolazione della potenza	20
2.4.1	Stall Control.....	21
2.4.2	Pitch Control.....	22
2.5	Generatori per turbine eoliche	24
2.5.1	Doubly Fed Induction Generator	25
2.5.2	Generatore sincrono a magneti permanenti superficiali	29
2.6	Sistemi di conversione	34
2.6.1	Sistemi a velocità costante.....	34
2.6.2	Sistemi a velocità variabile.....	35
3	Elettronica di interfaccia	41
3.1	Modulo AC/DC.....	41
3.2	Power Factor Correction Circuit.....	42
3.3	Modulo DC/AC.....	49
4	Sistema di controllo PFC monofase	53
4.1	Phase locked loop	55
4.1.1	Filtro passa basso.....	57
4.2	Anello di tensione	60
4.2.1	Band stop filter	62

4.3	Anello di corrente	66
4.3.1	Feed Forward	67
4.4	Taratura controllori.....	74
4.4.1	Regolatore di corrente	76
4.4.2	Regolatore di tensione.....	79
4.5	DC BUS.....	82
4.6	Induttanza	85
4.7	Risultati finali	87
5	Sistema di controllo trifase	89
5.1	Simulazione generatore sincro semplificato.....	89
5.2	Sistema di controllo trifase con generatore semplificato	93
5.3	Sistema di controllo trifase con generatore reale	102
5.4	Sistema di controllo trifase migliorato	107
5.5	Considerazioni finali	120
6	Bibliografia	121

1 Introduzione

Il presente elaborato tratterà nel dettaglio il progetto svolto presso il Politecnico di Varsavia durante il periodo di mobilità all'estero. È stato un progetto innovativo, che mi ha impegnato per l'intero periodo di mobilità, che mi ha portato a fare conoscenza con programmi mai usati prima durante il percorso di studi, in particolare PLECS, a trattare argomenti ingegneristici specifici in una lingua diversa dalla mia, e che mi è stato proposto dal tutor che mi ha affiancato durante tutto questo percorso, Gregorz Iwanski, docente di Ingegneria Elettrica presso il Politecnico di Varsavia, con focus particolare sull'elettronica industriale e sistemi di controllo annessi. È un progetto nuovo che tratta lo sviluppo e l'applicazione di un particolare convertitore monofase, chiamato PFC converter, già conosciuto ma non convenzionalmente usato nell'ambito applicativo da me analizzato, come convertitore lato generatore all'interno del convertitore di interfaccia tra generatore sincrono a magneti permanenti superficiali, presente all'interno di un aerogeneratore a velocità variabile, e rete di distribuzione. Ci muoviamo quindi nell'ambito della produzione di energia da fonte eolica. È un progetto innovativo, oltre che per la particolare tipologia di convertitore che si è deciso di adottare e l'ambito di utilizzo non convenzionale scelto, anche per il fatto che solitamente, nell'ambito della produzione di energia da fonti rinnovabili, la maggior parte del controllo viene demandata al convertitore lato rete, ovvero all'inverter, mentre in questo nostro caso il controllo viene shiftato quasi interamente sul convertitore lato generatore, che dovrà fornire una tensione sempre costante in ingresso al convertitore lato rete, indipendentemente dalle variazioni nell'ampiezza e nella frequenza della tensione fornita dal generatore sincrono funzionante a velocità variabile e nel contempo migliorare il power factor lato AC a beneficio del generatore sincrono e verrà ad avere prestazioni elevate grazie ai parametri scelti e al sistema di controllo personalmente progettato. Il progetto si è concluso con il personale design del convertitore, e dell'annesso sistema di controllo trifase, che potrà avere interessanti risvolti applicativi nella generazione di energia da fonte eolica e migliorare notevolmente l'efficienza del sistema di generazione nel suo complesso. Dal momento che, come accennato, il particolare sistema di conversione progettato si collocherà nell'ambito della produzione di energia da fonte eolica, diamo una breve panoramica sul mondo degli impianti eolici in modo da comprendere nel

dettaglio l'ambito in cui il convertitore troverà applicazione e soprattutto le modalità con cui sarà chiamato a lavorare e le dinamiche che comporteranno il suo intervento.

2 Gli impianti eolici

L'energia eolica è il prodotto della conversione dell'energia cinetica del vento in energia elettrica, resa possibile grazie agli aerogeneratori. Queste macchine trasformano la forza del vento in energia meccanica tramite una turbina e successivamente avviene la conversione in energia elettrica attraverso un generatore collegato alla rete elettrica. In questo capitolo sono analizzati i principali elementi che costituiscono l'aerogeneratore ed è descritto il suo funzionamento.

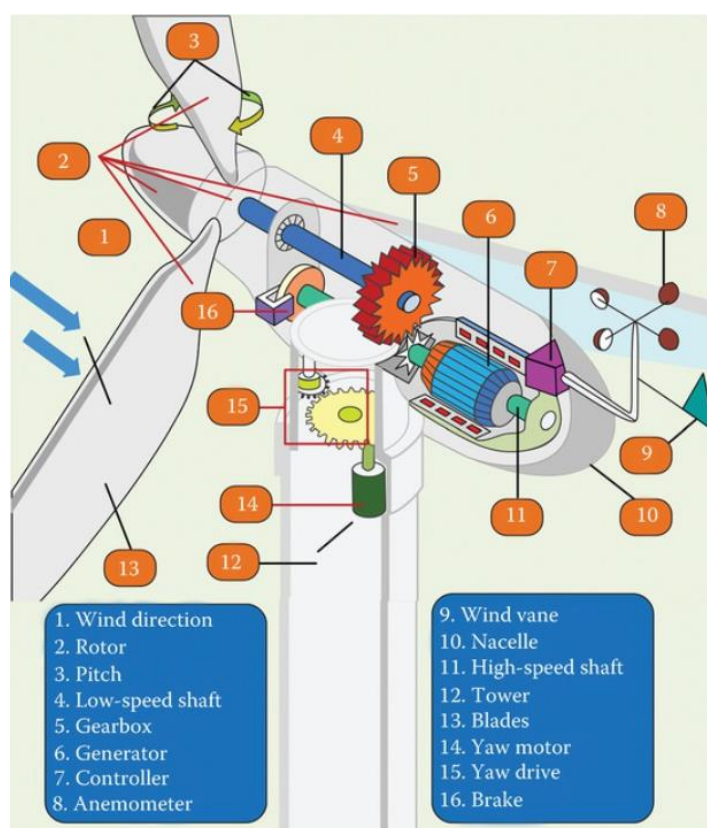


Figura 2.1: Componenti di un aerogeneratore

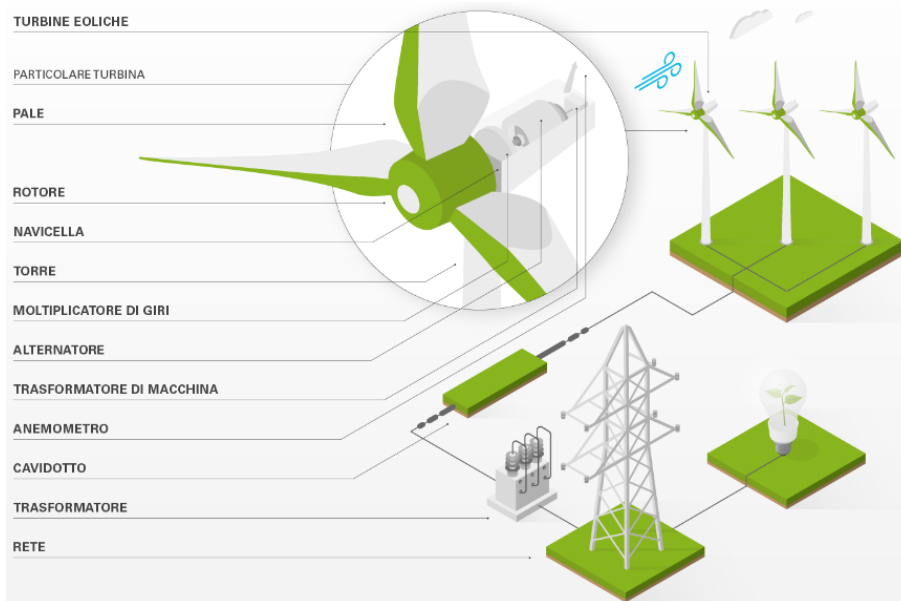


Figura 2.2: Componenti di un piccolo parco eolico

2.1 Energia del vento

Tramite rilevazioni sperimentali è possibile conoscere la velocità media del vento per ogni località. Da questo dato è possibile ricavare la potenza e l'energia che la natura è in grado di fornirci. Utilizziamo la teoria di Betz per ricavare la potenza estraibile da una vena fluida.

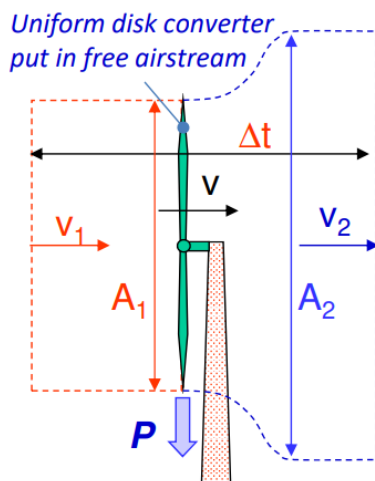


Figura 2.3: modello fisico di una turbina eolica

La totale potenza disponibile coincide con la potenza della vena fluida che impatta la turbina e viene calcolata come derivata nel tempo dell'energia cinetica della vena fluida. Assumendo che la velocità V con cui la vena impatta la turbina sia costante otteniamo:

$$P_v = \frac{d\left(\frac{1}{2}m_v V^2\right)}{dt} = \frac{1}{2} \frac{dm_v}{dt} V^2 = \frac{1}{2} \rho A V^3$$

La potenza disponibile non può essere completamente convertita altrimenti la velocità della vena fluida a valle della turbina dovrebbe essere nulla. La potenza convertita si può esprimere come differenza tra la potenza associata alla vena incidente e quella associata alla vena a valle della turbina.

$$P = P_{v_1} - P_{v_2}$$

Secondo il teorema dell'impulso la potenza espressa come variazione dell'energia cinetica nel tempo coincide con il prodotto forza per velocità e tale prodotto si può riscrivere come variazione della quantità di moto moltiplicata per la velocità. Possiamo quindi esprimere la potenza convertita in questo modo:

$$P = \frac{\Delta m}{\Delta t} \frac{V_1^2 - V_2^2}{2} = FV = \frac{\Delta m}{\Delta t} (V_1 - V_2) V$$

Da tale espressione si ottiene la velocità con cui la vena fluida attraversa la turbina che è la media tra la velocità a valle e a monte della turbina:

$$V = \frac{V_1 + V_2}{2}$$

La riduzione della velocità del vento a seguito dell'impatto con la turbina è associata alla potenza convertita in potenza elettrica. Riscriviamo la potenza convertita sostituendo l'espressione appena ricavata per V e raccogliendo V_1^2 :

$$P = \frac{1}{2} \rho A V_1^3 \frac{\left(1 + \frac{V_2}{V_1}\right) \left(1 - \frac{V_2^2}{V_1^2}\right)}{2} = \frac{1}{2} \rho A V_1^3 C_p$$

Il coefficiente C_p è chiamato "coefficiente di potenza" e dipende dal rapporto tra la velocità della vena fluida a monte e a valle della turbina. Tale coefficiente moltiplica la potenza della vena incidente e identifica la percentuale di potenza incidente che viene convertita. Il valore massimo che può assumere è di 0.593 e si ha nel caso in cui $V_2 = 1/3 V_1$ ovvero è possibile

convertire al massimo il 59.3% della potenza incidente e ciò accade quando la velocità della vena fluida a valle della turbina è 1/3 di quella incidente.

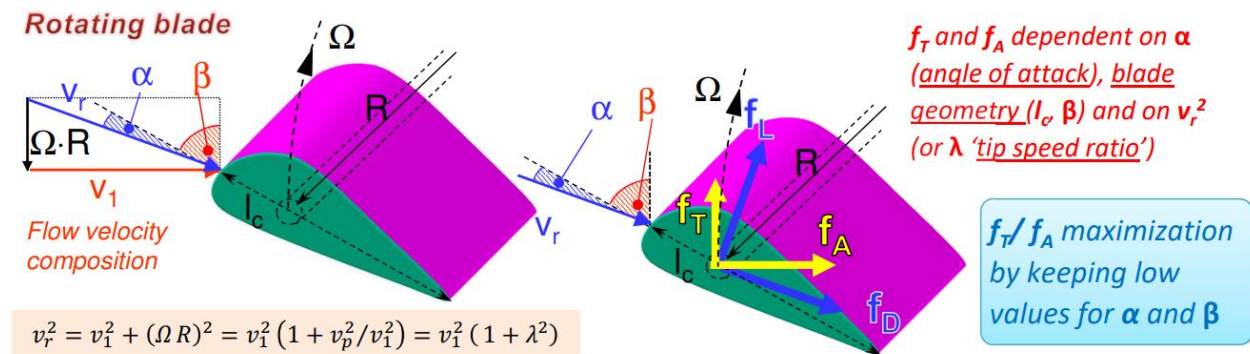


Figura 2.4: esempio grafico di una pala rotante e identificazione grafica dei parametri α, β, f_T, f_A

Il coefficiente di potenza dipende da due grandezze angolari:

- α → angolo formato dal vettore della velocità risultante V_r (che è la composizione della velocità V_1 della vena fluida incidente e della velocità periferica ΩR della pala) con l'asse principale della sezione della pala
- β → angolo di calettamento formato dalla tangente alla direzione/velocità di rotazione con l'asse principale della sezione della pala

Queste due grandezze angolari influenzano la potenza convertita. L'angolo α inoltre è funzione di un parametro λ chiamato "tip speed ratio" che si ricava dall'espressione della velocità risultante V_r

$$V_r^2 = V_1^2 + (\Omega R)^2 = V_1^2 + V_p^2 = V_1^2 \left(1 + \frac{V_p^2}{V_1^2}\right) = V_1^2 (1 + \lambda^2) \rightarrow \lambda = \frac{V_p}{V_1}$$

Per quanto riguarda la conversione di potenza i fattori più importanti sono:

- f_T → forza tangenziale che produce la coppia utile
- f_A → forza che agisce ortogonalmente alla sezione della turbina e che quindi non ha nessun effetto utile in termini di coppia e potenza convertita ma agisce solo in termini di pressione sulla turbina

Si vuole quindi massimizzare il rapporto f_T/f_A in modo da ottenere la massima f_T e la minima f_A . Ciò viene fatto adottando gli opportuni angoli α e β .

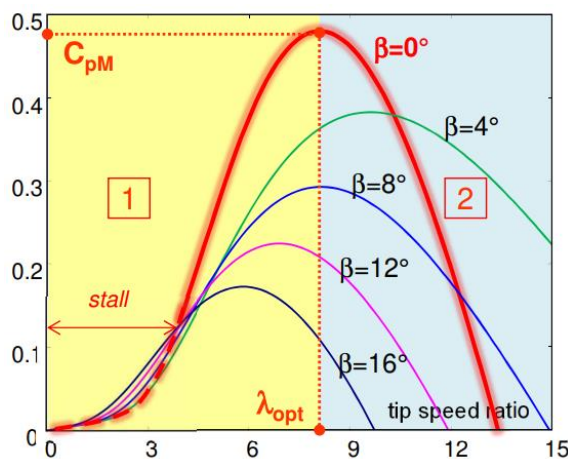


Figura 2.5: andamento di C_p in funzione del tip speed ratio λ

In particolare, il massimo valore del coefficiente di potenza C_p , ovvero la massima potenza convertita, si ottiene con $\beta = 0$ e λ pari ad un valore ottimale λ_{opt} che dipende dalla velocità del vento. Quindi per essere sempre nella condizione di massima potenza convertita l'angolo di calettamento β va mantenuto a zero e il tip speed ratio λ costante al valore ottimale λ_{opt} e, dato che $\lambda = V_p/V_1 = \Omega R/V_1$, si deduce che nel caso in cui varia la velocità V_1 della vena fluida incidente bisogna modificare la velocità di rotazione della turbina Ω in modo da mantenere λ costante al valore ottimale λ_{opt} . Per questo motivo solo le turbine a velocità variabile consentono di massimizzare la potenza convertita poiché consentono di variare la velocità di rotazione Ω in base alla velocità del vento in modo da mantenere λ costante al valore ottimale λ_{opt} .

2.2 Potenza generata da un sistema di conversione eolico

In figura 2.6 è mostrata una tipica caratteristica che mi dà la potenza erogata da una turbina eolica (in termini percentuali rispetto alla massima potenza erogabile P_N) in funzione della velocità del vento.

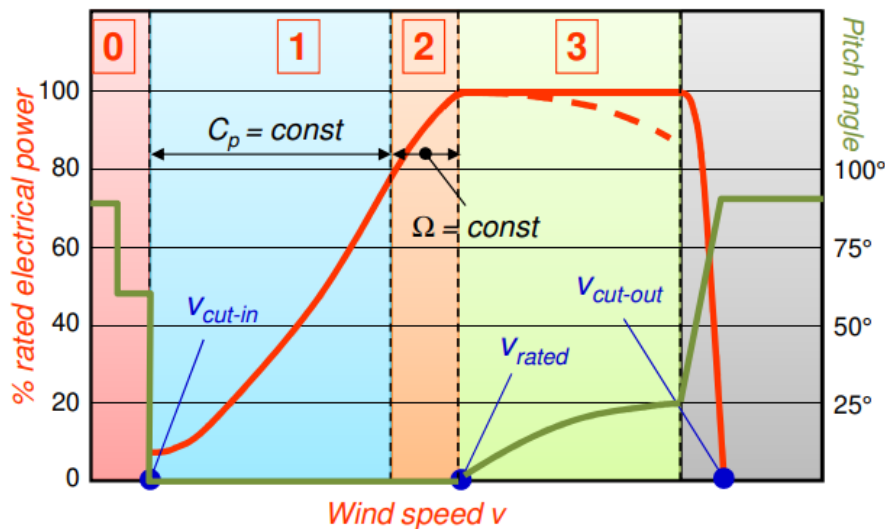


Figura 2.6: potenza erogata in funzione della velocità del vento

La curva è delimitata da due valori di velocità:

- V_{cut-in} → velocità del vento alla quale la turbina inizia a generare potenza
- $V_{cut-out}$ → massima velocità ammissibile del vento oltre la quale la turbina viene resa non operativa con conseguente annullamento della potenza generata

Esaminiamo le tipiche fasi della produzione di potenza:

- 0 → fase iniziale in cui la turbina inizia a ruotare ma non produce potenza perché non è in grado di superare le perdite fisse
- 1 → superata la velocità di cut in V_{cut-in} si entra in una zona di funzionamento a coefficiente di potenza C_p costante e la potenza generata cresce con legge cubica all'aumentare della velocità del vento ($P \propto V^3$). Durante questa fase il generatore imprime l'opportuna coppia frenante in modo da variare la velocità di rotazione in maniera proporzionale alla velocità del vento e mantenere il tip speed ratio costante al

valore ottimale λ_{opt} , cioè in modo da rimanere sempre nella condizione di massima potenza convertita.

- 2 → All'aumentare della velocità del vento si entra in una fase a velocità di rotazione Ω costante pari al valore nominale. Lavorando a velocità costante mi allontanano dalla condizione di massima potenza convertita, il coefficiente di potenza C_p diminuisce dal valore massimo e la potenza generata non cresce più con legge cubica ma di grado inferiore, fino al raggiungimento della potenza nominale in corrispondenza della velocità V_{rated} .
- 3 → Oltre la velocità V_{rated} la potenza generata viene mantenuta costante tramite strategie di controllo atte a limitare la potenza in uscita (pitch control o stall control). Attraverso l'opportuna strategia è ad esempio possibile aumentare l'angolo di calettamento β e quindi diminuire il coefficiente di potenza C_p all'aumentare della velocità del vento in modo tale da mantenere costante la potenza generata all'aumentare della velocità del vento. La potenza viene poi gradualmente diminuita all'avvicinarsi a $V_{cut-out}$ e annullata in corrispondenza di essa in modo da evitare danni irreversibili alla struttura dovuti a velocità del vento troppo elevate.

In figura 2.7 è riportata una distribuzione annuale della velocità del vento.

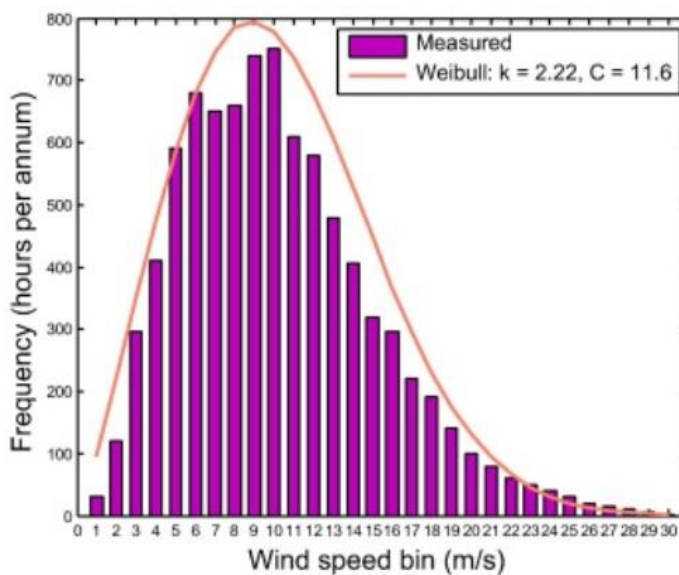


Figura 2.7: Distribuzione annuale della velocità del vento

Come si vede essa risulta in accordo con la distribuzione probabilistica di Weibull. La potenza generata annualmente dal sistema di conversione eolica in analisi è mostrata in figura 2.8 e può essere ottenuta dalle due curve precedenti.

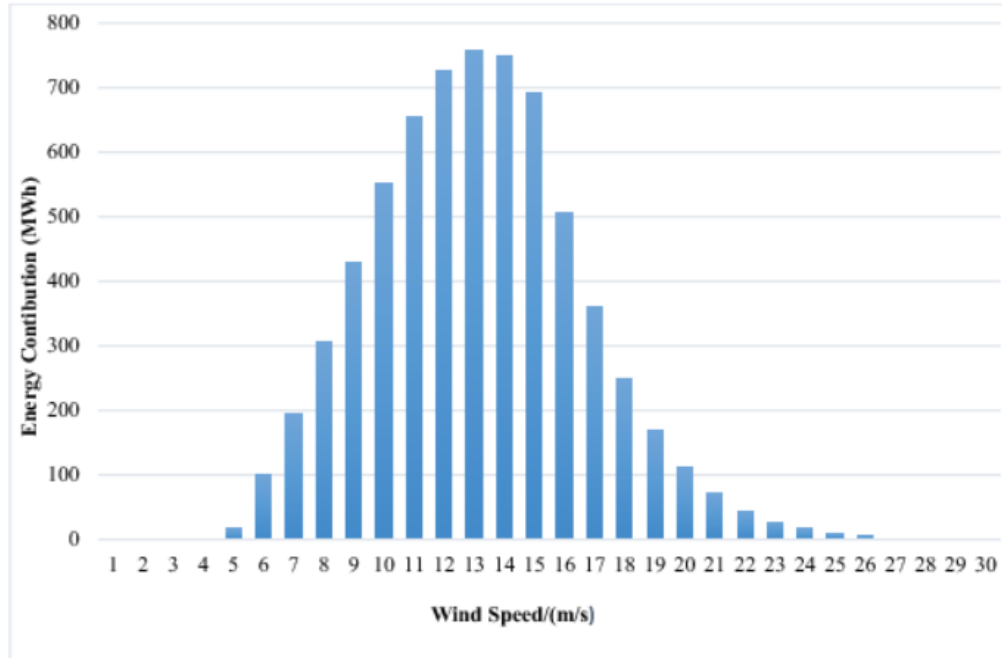


Figura 2.8: Potenza annua generata

La potenza generata annualmente da un sistema di conversione eolico è fortemente legata alla scelta del sito di posizionamento, al progetto e al tipo di turbina utilizzata e alla strategia di controllo impiegata.

2.3 Turbine eoliche

Le turbine eoliche sono lo strumento primo del sistema eolico, atto alla conversione dell'energia cinetica del vento in energia meccanica rotatoria. Geometricamente ci sono due tipi di turbine: turbine ad asse verticale e turbine ad asse orizzontale. In funzione della tipologia di turbina impiegata il sistema di conversione presenta caratteristiche operative e prestazioni differenti. In particolare i sistemi eolici di grande potenza (megawatt e multi-megawatt) sono ad oggi realizzati soltanto mediante turbine ad asse orizzontale, per sistemi minieolici si osserva una coesistenza delle due tecnologie, infine per sistemi microeolici si ha una buona diffusione dei sistemi ad asse verticale, maggiormente adatti soprattutto in ambiente urbano per il minore impatto paesaggistico e per la maggiore adattabilità a flussi turbolenti tipici di installazioni a quote relativamente basse rispetto al livello del terreno. Fra le turbine ad asse verticale il modello più semplice è il rotore "Savonius" che si compone di due (o quattro) lamiere verticali curvate a semicerchio. È anche detta "turbina a resistenza" in quanto la coppia motrice sull'asse si genera a causa della differenza di attrito data al vento, da due o più superfici posizionate asimmetricamente rispetto all'asse.



Figura 2.9: Esempio di turbina ad asse verticale

Queste turbine sono facili da produrre e installare, hanno un impatto visivo ridotto, sono in grado di auto-avviarsi e presentano una coppia elevata per velocità del vento ridotte ma hanno

un elevato ripple di coppia e un ridotto coefficiente massimo di potenza C_p (che si assesta intorno al 19%). Le turbine ad asse orizzontale invece sono dette turbine a portanza poiché la pressione della vena fluida incidente genera una forza di portanza agente sulla superficie della pala. Le superfici disposte al vento presentano un profilo alare aerodinamico in grado di generare una distribuzione di pressione favorevole lungo la superficie della pala e, di conseguenza, una coppia disponibile nello stesso verso di rotazione della macchina.



Figura 2.10: Esempio di turbina ad asse orizzontale

Le turbine a portanza hanno maggiore efficienza di quelle a resistenza poiché quest'ultime dissipano una percentuale non trascurabile dell'energia cinetica posseduta dal vento in attrito. Le turbine ad asse orizzontale presentano un'elevata efficienza di conversione mentre le turbine ad asse verticale sono ad oggi limitate ad applicazioni di piccola potenza. Nella figura sottostante viene mostrato l'andamento del coefficiente di potenza C_p in funzione del tip speed ratio λ per diverse tipologie di turbine.

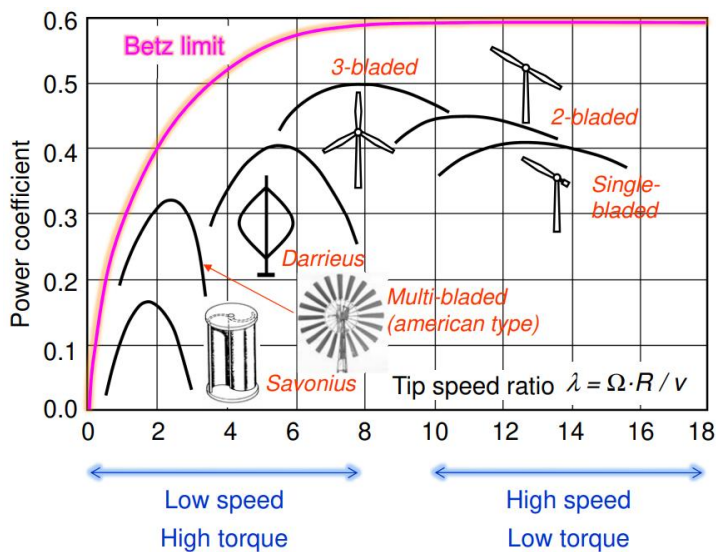


Figura 2.11: Andamento del coefficiente di potenza in funzione del “tip speed ratio” per vari tipi di turbine

Possiamo notare che le turbine a portanza ad asse orizzontale lavorano a velocità più elevate e presentano un coefficiente di potenza C_p più elevato rispetto agli altri tipi di turbine e in particolare più vicino al massimo teorico ricavato dalla teoria di Betz che è 0.593. Tali turbine raggiungono il massimo valore del coefficiente di potenza C_p per valori di tip speed ratio λ elevati e hanno un'elevata efficienza. Le turbine più utilizzate sono le turbine a portanza ad asse orizzontale a tre pale poiché oltre ad un coefficiente di potenza elevato presentano coppia uniforme e distribuita sulle singole pale. Nella figura sottostante viene evidenziata l'influenza dell'area spazzata sulla densità di potenza estratta dalla turbina.

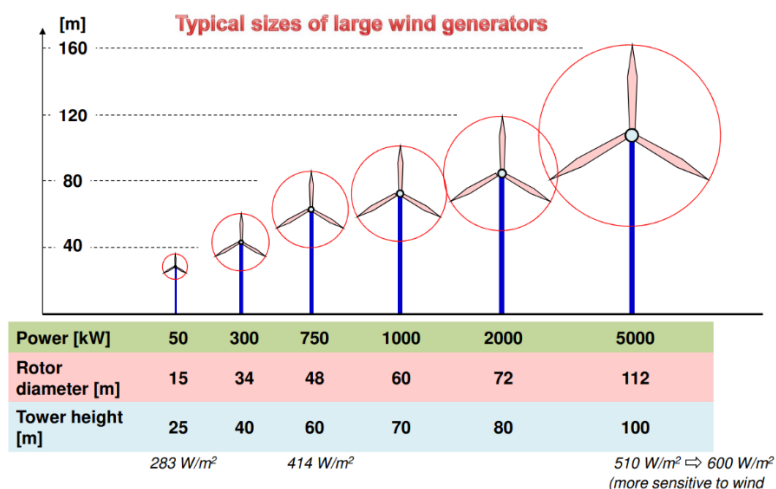


Figura 2.12: Influenza dell'area spazzata sulla densità di potenza estratta

Come si nota, all'aumentare delle dimensioni della turbina aumenta sia l'area spazzata che la densità di potenza estratta dal sistema di conversione quindi dal punto di vista dell'estrazione di potenza risulta più conveniente impiegare un numero inferiore di turbine di grandi dimensioni rispetto a un numero maggiore di turbine più piccole che complessivamente spazzano la stessa area perché la potenza estratta nel primo caso risulta sensibilmente maggiore.

2.4 Regolazione della potenza

In questo paragrafo sono riportate le principali tecniche di tipo meccanico utilizzate per regolare la potenza estratta dalla vena fluida. Come già detto la totale potenza disponibile varia con il cubo della velocità della vena incidente. Per dimensionare correttamente la macchina, la curva della potenza estratta in funzione della velocità del vento dovrebbe avere un profilo piatto per un ampio intervallo di valori. Risulta quindi necessario l'impiego di un sistema di controllo che sia in grado di limitare la potenza generata nel caso in cui viene superata la velocità di rotazione nominale ovvero quando la velocità del vento diventa eccessiva. La regolazione della potenza si rivela necessaria anche nella fase di avviamento: non è consigliabile applicare una coppia di spunto elevata, ma l'aumento deve essere invece graduale per evitare stress meccanici che potrebbero provocare la rottura dell'aerogeneratore. Le principali tecniche attive utilizzate per limitare la potenza generata sono due:

- STALL CONTROL
- PITCH CONTROL

2.4.1 Stall Control

Il controllo dello stallo può essere sia di tipo attivo che passivo e viene impiegato per limitare la potenza generata dalla turbina. Lo stallo è il fenomeno che si verifica in conseguenza ad un aumento dell'angolo di attacco α oltre il suo valore critico per cui i filetti fluidi non percorrono più il dorso della pala rimanendone aderenti ma si distaccano dando luogo a delle turbolenze che rallentano la velocità di percorrimiento del dorso della pala. Questa diminuzione di velocità comporta un aumento della pressione sul dorso e quindi un crollo della portanza e un aumento di resistenza. Il controllo passivo dello stallo si ottiene realizzando le pale con una particolare forma aerodinamica che permette di estrarre potenza con rendimento massimo alla velocità di rotazione nominale. In questo modo oltre la velocità nominale aumenta lo stallo e viene limitata la potenza generata. Per aerogeneratori di grande potenza (generalmente superiore al MW) il controllo dello stallo è solitamente di tipo attivo: grazie ad appositi attuatori è possibile ruotare le pale attorno al proprio asse in modo da variare l'angolo di attacco α e generare lo stallo anche a velocità prossime a quella nominale. Per fare ciò, una volta superata la velocità nominale del vento, si applica un angolo di calettamento β negativo che comporta un progressivo incremento dell'angolo di attacco α che induce una condizione di stallo e quindi una riduzione della potenza generata. In questo modo è possibile limitare le escursioni di potenza nel caso, ad esempio, di una raffica di vento ed è possibile lavorare alla velocità di rotazione nominale per velocità del vento superiori a quella nominale.

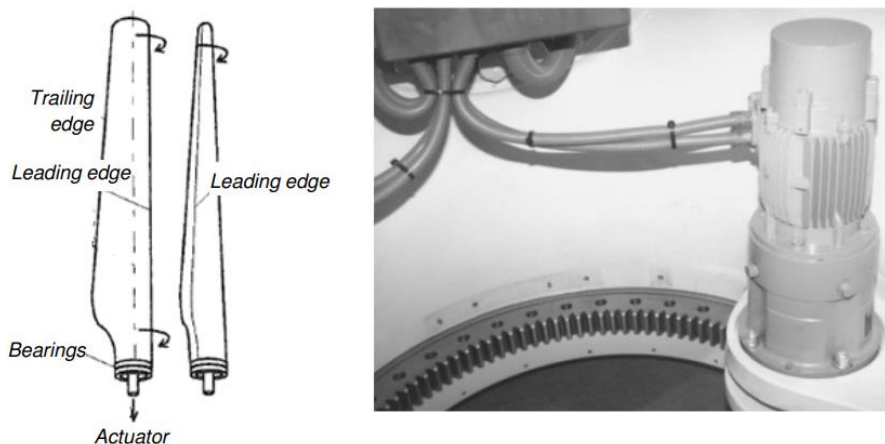


Figura 2.13: Attuatori necessari per il controllo dello stallo

2.4.2 Pitch Control

Il pitch control consiste nel modificare l'angolo di calettamento delle pale ruotandole lungo il proprio asse longitudinale. Tramite l'impiego di attuatori elettrici opportunamente controllati è possibile regolare l'angolo di calettamento β portando le pale ad essere sempre più tangenti alla vena fluida incidente. In tal modo si ha un decremento dell'angolo di attacco α , della forza tangenziale f_T e quindi della potenza generata. Nonostante questo tipo di controllo richieda degli attuatori e quindi l'impiego di motori elettrici, la capacità di controllo che offre è tale da renderlo il preferito rispetto a tutti gli altri. Attualmente, infatti, questo tipo di controllo è quello maggiormente utilizzato.

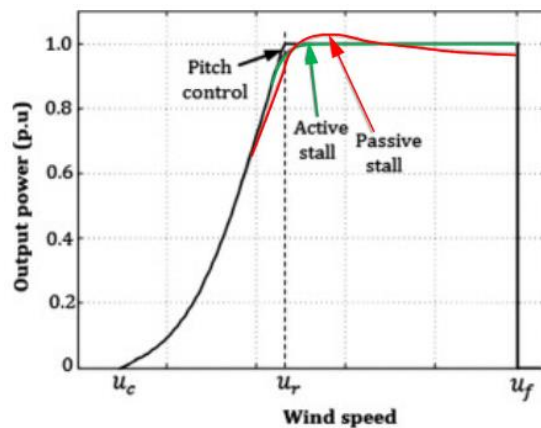


Figura 2.14: Effetto dei due sistemi di controllo sulla caratteristica della potenza generata

Come si vede dalla figura 2.14, dal punto di vista della potenza generata l'effetto dei 2 sistemi di controllo è praticamente coincidente. I due sistemi però presentano differenze di controllo sostanziali.

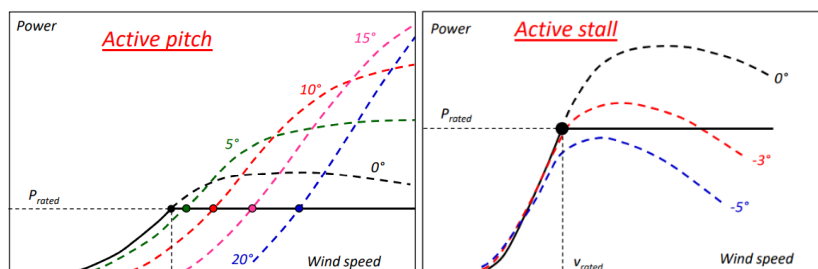


Figura 2.15: Effetto dei due sistemi di controllo sulla caratteristica della potenza generata

Con il pitch control, una volta raggiunta la potenza nominale, all'aumentare della velocità del vento si varia gradualmente l'angolo di calettamento β in modo da spostarsi a lavorare su curve di potenza corrispondenti ad angoli di calettamento diversi mantenendo la potenza generata costante al valore nominale. Utilizzando lo stall control la logica che si segue è la stessa con la differenza che piccole variazioni di β comportano grandi variazioni di potenza generata quindi è richiesto l'impiego di attuatori molto precisi in modo da operare un controllo molto preciso sull'angolo di calettamento. Inoltre, dalla figura 2.15 si vede che per uno stesso valore di β è possibile ottenere la stessa potenza generata per velocità del vento molto diverse. Da tutto ciò si deduce che lo stall control attivo è difficile da attuare con precisione e solitamente negli aerogeneratori a velocità di funzionamento variabile si preferisce adottare il pitch control che è molto più efficace e conferisce una maggiore capacità di controllo.

2.5 Generatori per turbine eoliche

In questo paragrafo sono illustrati i principali aspetti di funzionamento delle macchine elettriche installate in un aerogeneratore. Particolare attenzione è stata riservata alle due tipologie di installazione che attualmente dominano il mercato; data la vastità dell'argomento non vi è una trattazione completa ed esaustiva di tutte le possibili configurazioni. Nella generazione da fonte eolica sono stati impiegati sia generatori sincroni che asincroni e si hanno due possibili tipologie di applicazione: a velocità fissa oppure a velocità variabile. Le prime applicazioni dell'eolico su larga scala sono state applicazioni a velocità costante e sfruttavano generatori asincroni a gabbia di scoiattolo. Tali macchine sono robuste, economiche e si prestano molto bene ad un funzionamento a velocità fissa direttamente collegate alla rete. Nelle moderne applicazioni a velocità costante si ha un generatore asincrono collegato alla rete tramite un trasformatore. La velocità di rotazione della turbina viene adattata alla velocità di rotazione richiesta dal generatore tramite un moltiplicatore di giri in quanto il generatore vincola la velocità di rotazione ad un valore prossimo alla velocità di sincronismo n_0 determinata dal numero di poli della macchina (p) e dalla frequenza di alimentazione (f) come mostra l'equazione:

$$n_0 = 60 \frac{f}{p}$$

Nelle applicazioni a velocità fissa però i generatori asincroni recuperano la componente magnetizzante della corrente direttamente dalla rete oppure dal banco di condensatori connesso alla macchina cioè assorbono sempre potenza reattiva da una sorgente esterna (perché non sono dotati di un circuito di eccitazione) e quindi non si prestano al controllo della potenza reattiva e quindi nemmeno alla regolazione della tensione di rete. Ciò è possibile solo tramite il convertitore di interfaccia nel caso di generatore a velocità variabile. Attualmente questa tipologia di applicazione è utilizzata solamente per il microeolico anche se in passato sono state realizzate installazioni importanti. Com'è intuibile per sfruttare in maniera ottimale l'energia eolica è richiesto un funzionamento a velocità variabile data l'irregolarità del vento che è la fonte energetica primaria e, infatti, le macchine attualmente impiegate nella generazione da fonte eolica non sono pensate per un funzionamento continuativo alle condizioni nominali ma per attraversare vari punti di lavoro a seconda delle condizioni operative imposte dalla turbina e quindi dal vento. Le applicazioni a velocità variabile offrono notevoli vantaggi ma richiedono impianti di connessione alla rete più complessi. Questo perché il generatore non viene interfacciato direttamente alla rete come nel caso precedente, ma si avrà un convertitore di

interfaccia e si dovrà definire un sistema di controllo tramite cui gestire il convertitore connesso ai terminali del generatore, argomento fondamentale del progetto svolto. Le due principali tecnologie che si stanno imponendo nelle applicazioni a velocità variabile differiscono principalmente per il tipo di generatore utilizzato: la prima monta un generatore asincrono del tipo Doubly-fed (DFIG), la seconda un generatore sincrono a magneti permanenti superficiali PMSG. Queste due tecnologie di generatori vengono analizzate nei paragrafi successivi.

2.5.1 Doubly Fed Induction Generator

Il generatore asincrono, fino a qualche anno fa, è stata la scelta maggiormente adottata dai costruttori di aerogeneratori. Ha numerosi vantaggi quali un'elevata robustezza, una notevole semplicità meccanica e data la sua diffusione nel mondo industriale, un basso costo. Le installazioni più importanti e diffuse con motore asincrono utilizzano un generatore del tipo Doubly-fed induction generator (DFIG). È una tipologia di generatore largamente utilizzata per potenze elevate e per generazione sopra il MW è tutt'ora molto usata in ambito eolico. Lo schema di allacciamento alla rete è quello riportato in figura 2.19.

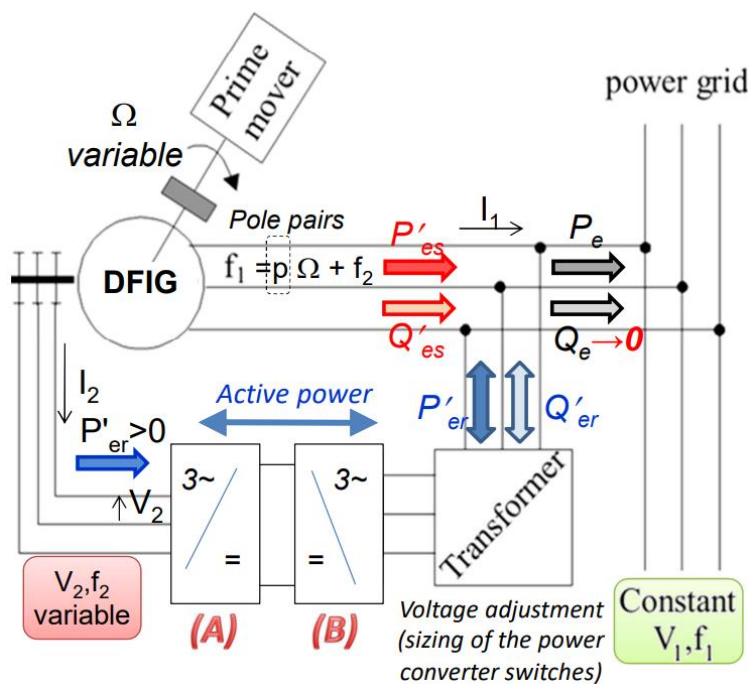


Figura 2.16: Schema di connessione alla rete per un DFIG

Il generatore è a rotore avvolto. Sul rotore si ha un avvolgimento trifase distribuito con caratteristiche simili all'avvolgimento di statore. Lo statore è direttamente connesso alla rete mentre ai morsetti rotorici è collegato un convertitore a doppio stadio formato da un convertitore A connesso ai circuiti rotorici e da un convertitore B lato rete che gestisce lo scambio di potenza attiva e reattiva con la rete. Si ha poi un eventuale trasformatore per adeguare le tensioni di rete alle tensioni richieste dai componenti dei convertitori. Il termine doubly-fed, ovvero “a doppia alimentazione”, deriva dal fatto che la tensione sullo statore è imposta dalla rete, mentre sul rotore è imposta da un apposito convertitore di alimentazione rotorico, che è in grado di generare, se opportunamente controllato, una tensione di alimentazione variabile in modulo, fase e frequenza. La potenza di dimensionamento del convertitore viene stimata indicativamente in base al campo di variazione previsto della velocità rispetto alla velocità sincrona nominale quindi se si stima una variazione della velocità compresa tra il 20 e il 40% rispetto alla velocità di sincronismo, la potenza di dimensionamento del convertitore sarà compresa tra il 20 e il 40% della potenza nominale della macchina.

$$\text{se } \frac{\Omega_{MAX} - \Omega_{MIN}}{\Omega_{ON}} \approx 20 - 40\% \Rightarrow P_C \approx 20 - 40\% P_{N,DFIG}$$

Il sottodimensionamento del convertitore rispetto alle condizioni di funzionamento nominali della macchina rende questo tipo di soluzione particolarmente conveniente e inoltre, proprio il fatto di poter usufruire di un'alimentazione rotorica consente alla macchina di poter lavorare da generatore ed erogare potenza anche sotto la velocità di sincronismo. Tale modalità di funzionamento viene chiamata sub-sincrona.

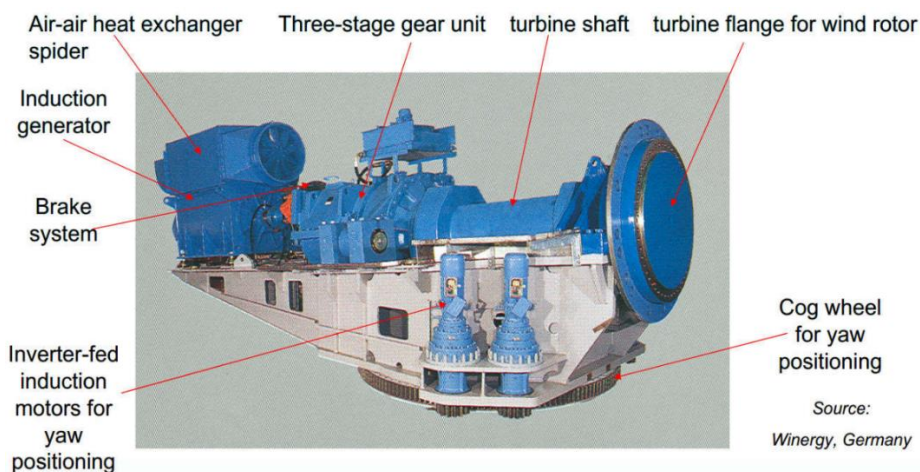


Figura 2.17: Trasmissione della turbina eolica con DFIG

Inoltre, come si può vedere in figura 2.17 questa macchina viene sempre connessa alla turbina mediante un moltiplicatore di giri che adatta la velocità di rotazione della turbina (dell'ordine delle decine di giri al minuto) alla velocità di rotazione richiesta dal generatore che generalmente è attorno a 1500-1800 giri al minuto. Ora per vedere cosa succede al variare dello scorrimento, cioè della velocità, analizziamo brevemente il circuito monofase semplificato del DFIG.

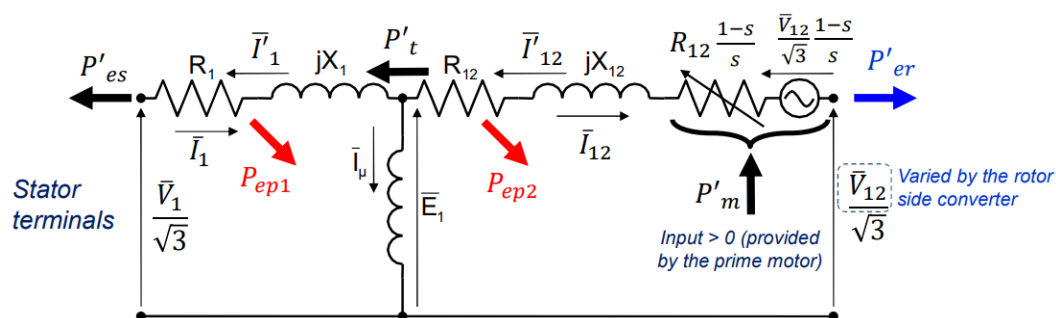


Figura 2.18: Circuito monofase equivalente semplificato DFIG

Trascurando le perdite, tramite vari passaggi algebrici che non vengono riportati per motivi di spazio si ricavano le seguenti relazioni:

$$P_m' = P_{es}' + P_{er}', \quad P_{er}' = -sP_{es}', \quad P_{er}' = -\frac{s}{1-s}P_m'$$

Da esse si deduce che:

- Data una certa potenza immessa in rete dallo statore, la potenza che fluisce attraverso i circuiti rotorici ha un segno dipendente dallo scorrimento. Se lo scorrimento è positivo è negativa ovvero viene assorbita potenza al rotore mentre se lo scorrimento è negativo è positiva ovvero il rotore eroga potenza verso la rete.
- La massima potenza erogata al rotore si ottiene per il massimo scorrimento negativo cioè per la massima velocità raggiungibile dalla macchina mentre la massima potenza assorbita al rotore si ottiene per il massimo scorrimento positivo cioè per la minima velocità di rotazione della macchina.
- La P_{er}' è una potenza modulante della potenza di statore P_{es}' cioè variando lo scorrimento essa si somma o si sottrae alla P_{es}' influenzando la potenza meccanica

fornita dalla turbina al rotore e quindi la totale potenza elettrica convertita e immessa in rete.

Un'altra importante considerazione deriva dall'analisi della tabella sottostante:

$$\frac{n_{max}}{n_0} = \alpha_M \rightarrow \frac{n_0 - (n_{max} - n_0)}{n_0} = 1 - (\alpha_M - 1) = 2 - \alpha_M \Rightarrow \frac{P_c}{P_n} = \frac{\alpha_M - 1}{\alpha_M} \Rightarrow \frac{P_{min}}{P_n} = \left(\frac{n_{min}}{n_{max}}\right)^3 = \left(\frac{2 - \alpha_M}{\alpha_M}\right)^3$$

Wind speed	Generator speed	Slip	P_c/P_n	$P_{turbine}$
v_{max}	$n=1.25 n_0 = n_{max}$	$s=-25\%$	$0.25/(1+0.25)=1/5$	100 %
$0.6 v_{max}$	$n=0.75 n_0 = 0.6 n_{max}$	$s=+25\%$		22 %
v_{max}	$n=1.33 n_0 = n_{max}$	$s=-33\%$	$0.33/(1+0.33)=1/4$	100 %
$0.5 v_{max}$	$n=0.66 n_0 = 0.5 n_{max}$	$s=+33\%$		12.5 %

Figura 2.19: effetto della variazione della velocità

Definendo come α_M il rapporto tra la velocità massima e la velocità di sincronismo si ricava il rapporto tra la potenza di dimensionamento del convertitore, la minima potenza immessa in rete e la potenza nominale della macchina. Tutto ciò sempre nell'ipotesi di perdite nulle. In tal modo si osserva che ampliando il range di variazione della velocità si amplia il campo di potenza erogabile dalla macchina ma aumenta anche la potenza di dimensionamento del convertitore rispetto alla potenza nominale. In ogni caso uno dei maggiori vantaggi di questo generatore, che lo ha reso molto fruibile nella generazione da fonte eolica, è la possibilità di ottenere un funzionamento a velocità variabile che consente di ottenere una potenza erogata variabile in un ampio range, tutto ciò andando a dimensionare il convertitore per una quota minima della potenza nominale della macchina.

Dopo questa breve panoramica sul DFIG possiamo dire che offre numerosi vantaggi:

- Possibilità di ottenere un funzionamento a velocità variabile che consente di ottenere una potenza erogata variabile in un ampio range e di sfruttare in maniera ottimale l'energia del vento
- Il convertitore deve essere bidirezionale ma risulta sottodimensionato poiché va dimensionato solamente per la potenza che fluisce attraverso i circuiti rotorici.
- Possibilità di regolare la potenza reattiva immessa o assorbita dalla rete tramite il convertitore e di ottenere il funzionamento da generatore per velocità inferiori a quella di sincronismo
- È un generatore robusto e relativamente economico data la sua diffusione

- Non è necessario che venga magnetizzato dalla rete, anche il convertitore lato rotore può farlo

Gli svantaggi principali invece sono che:

- È conveniente per variazioni limitate di velocità, comprese entro un 40% rispetto alla velocità di sincronismo. Tali variazioni sono più ampie rispetto a quelle che si possono ottenere con una soluzione a velocità fissa ma inferiori rispetto a quelle che si raggiungono con un generatore sincrono a magneti permanenti. Per tale motivo questo generatore necessita di un moltiplicatore di giri.
- Il moltiplicatore di giri è soggetto a perdite meccaniche, guasti e perciò richiede una notevole manutenzione, che rappresenta un notevole problema per impianti in mare aperto (Off-shore).
- I costi del convertitore crescono con l'incremento del campo di velocità di funzionamento che si vuole ottenere.
- L'alimentazione del rotore tramite il convertitore elettronico richiede la presenza di contatti striscianti costituiti da una serie di anelli in acciaio inossidabile su cui strisciano delle spazzole generalmente in lega di rame e grafite. Tale soluzione comporta un ulteriore aumento dei costi e dei problemi di manutenzione.

2.5.2 Generatore sincrono a magneti permanenti superficiali

Il generatore sincrono è una macchina meccanicamente più complessa e di conseguenza ha costi di fabbricazione più elevati. Ci concentriamo sulla macchina sincrona a magneti permanenti superficiali (SPM) che è quella di maggior interesse per l'applicazione proposta in seguito in quanto sarà la macchina che andrà ad alimentare il convertitore progettato. In tal caso abbiamo un rotore isotropo sul quale vengono collocati i magneti, polarizzati in modo da formare una polarità ciascuno. L'eccitazione viene quindi effettuata tramite magneti permanenti i quali hanno la capacità di produrre un flusso costante di valore tale da essere impiegati anche su macchine di elevata potenza. Ciò è stato un grosso passo in avanti per le applicazioni in ambito eolico poiché l'utilizzo di macchine a magneti permanenti ha portato una serie di vantaggi che verranno discussi in seguito.



GE HALIADE – 6 MW
900 V (3x3 phases) – 256 poles (PMs) – 144 coils/phase
Diameter 7.6 m – Weight 150 tons
Water cooling

Figura 2.20: dati di un generatore SPM di grandi dimensioni utilizzato nella generazione di energia da fonte eolica

Se connesso direttamente alla rete elettrica questo generatore funziona solamente alla velocità di sincronismo. Questo vincolo risulta un limite notevole per le turbine a velocità fissa e per tale motivo il suo impiego nelle prime applicazioni eoliche è stato limitato. L'introduzione di convertitori elettronici di interfaccia è stato un notevole passo in avanti che ha consentito un'ottimizzazione dell'estrazione di energia dal vento tramite applicazioni a velocità variabile. In questo tipo di generatori la frequenza delle grandezze elettriche indotte nell'avvolgimento di statore è proporzionale alla velocità e questo è uno dei motivi per cui nel funzionamento a velocità variabile questo generatore non potrà mai essere direttamente connesso alla rete ma sarà necessario un convertitore di interfaccia. Inoltre, si perde la capacità di controllare il flusso di eccitazione, quindi, non è possibile collegare il generatore direttamente alla rete perché non è possibile effettuare una regolazione della tensione tramite l'eccitazione. Il generatore sincrono funziona correttamente solamente se connesso alla rete tramite un convertitore elettronico secondo lo schema riportato in figura 2.21.

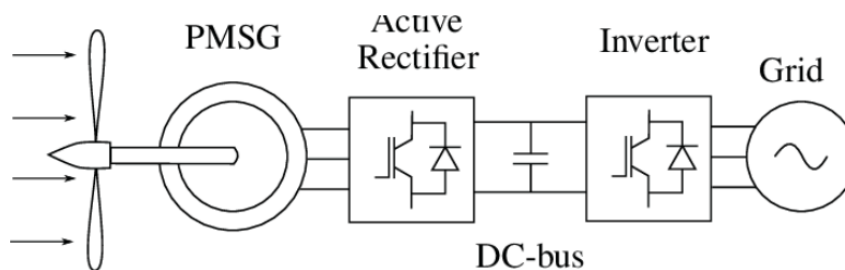


Figura 2.21: Schema di collegamento alla rete del motore sincrono SPM

Il generatore viene connesso alla rete tramite un convertitore “back to back”, costituito da uno stadio di raddrizzamento (generator side converter, che sarà il soggetto del mio progetto), uno stadio in continua denominato DC-Link, e un inverter (grid side converter). I convertitori devono essere opportunamente controllati: nelle soluzioni convenzionali il convertitore lato generatore regola la coppia elettromagnetica mentre il convertitore lato rete gestisce lo scambio di potenza attiva e reattiva con la rete. Nella soluzione da me progettata invece, come vedremo, il compito del convertitore lato generatore sarà fornire una tensione sempre costante in ingresso al convertitore lato rete, indipendentemente dalle variazioni nell’ampiezza e nella frequenza della tensione fornita dal generatore sincrono funzionante a velocità variabile e, allo stesso tempo, migliorare il power factor lato AC e ottenere tensione e corrente AC sempre in fase, a beneficio del generatore sincrono SPM. In questo modo il generatore è in grado di lavorare a qualsiasi velocità di rotazione della turbina: lo stadio di raddrizzamento, infatti, può funzionare a qualsiasi frequenza non essendo vincolato alla frequenza di rete grazie al collegamento in corrente continua. I principali vantaggi dell’utilizzo del generatore sincrono sono tre. Il primo è che consente di evitare l’installazione del moltiplicatore di giri; lo stadio di raddrizzamento lato generatore può funzionare a qualunque frequenza e quindi anche a basse velocità di rotazione come quelle imposte dalla turbina. Un azionamento diretto comporta una maggiore affidabilità e una maggiore efficienza poiché il moltiplicatore è soggetto a perdite meccaniche, usura e guasti quindi necessità di una certa manutenzione che rappresenta un notevole problema per impianti off shore. Generalmente rimuovere il moltiplicatore di giri è un vantaggio ma in tal modo la turbina trasmette potenza a bassa velocità e quindi alta coppia all’albero del generatore e da un punto di vista del dimensionamento vengo ad avere un generatore più grande la cui massa va a gravare maggiormente sulla torre. In ogni caso per uno sfruttamento ottimale della soluzione proposta in seguito è previsto l’impiego del moltiplicatore di giri nonostante la macchina che si è deciso di utilizzare sia un generatore sincrono SPM. Questo perché la velocità

di funzionamento nominale della macchina è intorno ai 4500 giri al minuto ed è quindi necessario l'impiego di un moltiplicatore di giri che adatti la velocità di rotazione della turbina a quella richiesta dal generatore. Il secondo vantaggio è una struttura del rotore non complicata nel momento in cui si vuole ottenere un elevato numero di poli. Le macchine con un elevato numero di poli, infatti, sono molto interessanti in ambito eolico perché possono operare a bassa velocità fornendo una coppia elevata e permettendo quindi un collegamento diretto del generatore alla turbina senza la necessità di dover provvedere ad un moltiplicatore di giri. Il terzo vantaggio principale è quello di non avere contatti striscianti in quanto l'eccitazione al rotore viene fornita direttamente dai magneti permanenti. Riepilogando, i principali vantaggi dell'utilizzo di un generatore sincrono SPM sono:

- Un rendimento più elevato dovuto al fatto che non si ha assorbimento di corrente lato eccitazione
- Un volume ridotto dovuto all'assenza dell'avvolgimento di eccitazione e dell'eccitatrice
- Una manutenzione ridotta dovuta all'assenza di tutte queste parti aggiuntive, del moltiplicatore di giri e dei contatti striscianti e quindi un aumento delle ore di funzionamento dell'impianto
- Una struttura del rotore non complicata nel momento in cui si vuole ottenere un elevato numero di poli, soluzione molto interessante nel campo eolico
- Funzionamento su un intervallo molto ampio di velocità del vento
- Controllo della potenza reattiva immessa in rete

Gli svantaggi invece sono:

- Perdita della capacità di controllare il flusso di eccitazione e quindi impossibilità di effettuare la regolazione della tensione tramite l'eccitazione
- I magneti permanenti alterano le loro caratteristiche al variare della temperatura e ciò può causare problemi per quanto riguarda la stabilità delle prestazioni soprattutto quando le condizioni di carico variano rapidamente o in presenza di un guasto sulla rete associato ad un ritardo di intervento delle protezioni. Il rotore deve quindi essere supervisionato ed è richiesto un sistema di raffreddamento.
- Costi elevati soprattutto nel caso di magneti pregiati applicati in sistemi di generazione di elevata potenza

- Montaggio complesso dei magneti sul rotore perché devono essere montati già magnetizzati e risulta problematico gestire le forze attrattive che nascono tra magneti e parti metalliche e quindi garantire un traferro pari a quello nominale previsto da progetto

In ogni caso queste macchine sono ormai molto diffuse nella generazione da fonte eolica, possono coprire potenze svariate che vanno dalle centinaia di W ai 6 MW e si prestano molto bene ad un funzionamento a velocità variabile. Costituiscono la soluzione preferita dai costruttori moderni e, anche nel progetto svolto e proposto in seguito, si è fatto riferimento ad un generatore sincrono SPM funzionante a velocità variabile che va ad alimentare l'innovativo stadio di raddrizzamento lato generatore progettato.

2.6 Sistemi di conversione

Per uno sfruttamento ottimale dei sistemi di conversione eolica di media e grande potenza è necessaria una connessione alla rete di distribuzione. In quest'ottica possiamo dividere tali sistemi in due categorie: quelli a velocità costante e quelli a velocità variabile.

2.6.1 Sistemi a velocità costante

Nei sistemi a velocità costante il generatore è direttamente connesso alla rete. Viene azionato dalla turbina, che ne mantiene la velocità pressoché costante, e immette in rete una tensione a frequenza e ampiezza costanti pari a quelle di rete. Per adattare la velocità meccanica della turbina a quella richiesta dal generatore i due vengono accoppiati tramite un moltiplicatore di giri. Questo sistema, mostrato in figura 2.22, ha il merito di essere estremamente semplice.

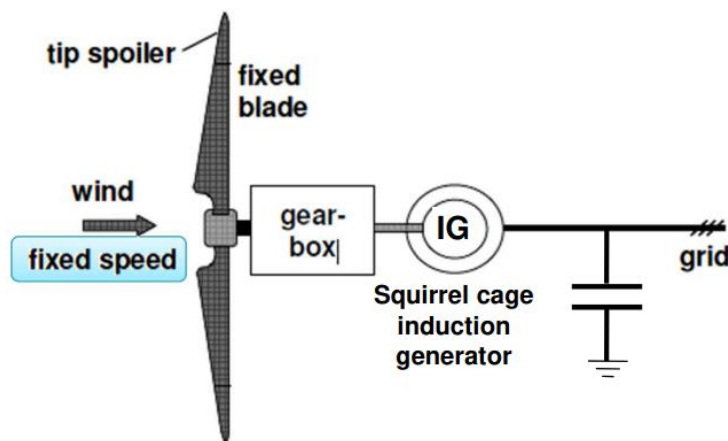


Figura 2.22: Schema di un tipico sistema di conversione eolica a velocità costante

Per questo tipo di applicazioni vengono preferiti i generatori asincroni a gabbia poichè sono leggeri, robusti e più economici rispetto ai generatori sincroni. Le macchine ad induzione però necessitano di una certa quantità di potenza reattiva. Tale potenza deve essere prelevata dalla rete o fornita localmente tramite un banco di condensatori appositamente dimensionato. Nel funzionamento da generatore la macchina asincrona viene accelerata dalla turbina fino alla velocità di sincronismo e successivamente connessa alla rete altrimenti può essere connessa alla rete fin da subito ed avviata come motore fino alla velocità di regime. Se viene utilizzato il

primo metodo di avviamento la turbina deve essere auto-avviante, quindi, usualmente è presente il controllo dell'angolo di Pitch. Il secondo metodo è utilizzato nelle turbine che adottano uno stall control passivo. In ogni caso i sistemi a velocità costante oggi sono più diffusi montano un moltiplicatore di giri accoppiato ad un generatore asincrono a gabbia e per il controllo della potenza viene utilizzato uno stall control passivo.

2.6.2 Sistemi a velocità variabile

È il sistema di maggiore interesse poiché il convertitore che andremo a progettare verrà applicato in un sistema di conversione a velocità variabile. In questo tipo di sistemi la turbina imprime una coppia variabile quindi sia turbina che generatore lavorano a velocità variabile. Il generatore non è direttamente connesso alla rete ma si utilizza un convertitore di interfaccia, parte del quale verrà progettata in seguito, che adegua le tensioni a frequenza e ampiezza variabile prodotte dal generatore a quelle di rete. Per regolare la velocità della turbina si può utilizzare lo stall control attivo, il pitch control oppure il controllo della coppia elettromagnetica del generatore. Come già visto sia generatori sincroni che asincroni si prestano ad un funzionamento a velocità variabile. Per quanto riguarda le applicazioni a velocità variabile dei generatori asincroni possiamo dire che le installazioni più importanti e diffuse montano un generatore del tipo “Doubly-fed induction generator (DFIG)” con convertitore di interfaccia a doppio stadio lato rotore. In questo caso la potenza reattiva necessaria per la magnetizzazione della macchina viene assorbita dalla rete lato statore.

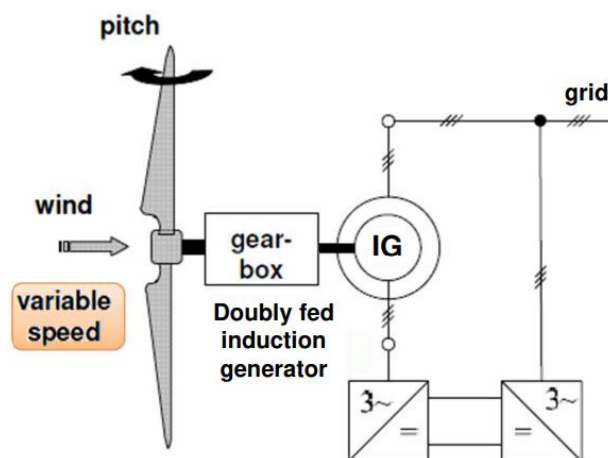


Figura 2.23: sistema di conversione a velocità variabile con DFIG

Per quanto riguarda invece le applicazioni a velocità variabile dei generatori sincroni le installazioni più diffuse montano un generatore sincro a magneti permanenti superficiali (SPM) con convertitore back to back di interfaccia costituito da uno stadio di raddrizzamento (generator side converter), uno stadio in continua denominato DC-Link, e un inverter (grid side converter). L'intera potenza generata fluisce attraverso i due convertitori.

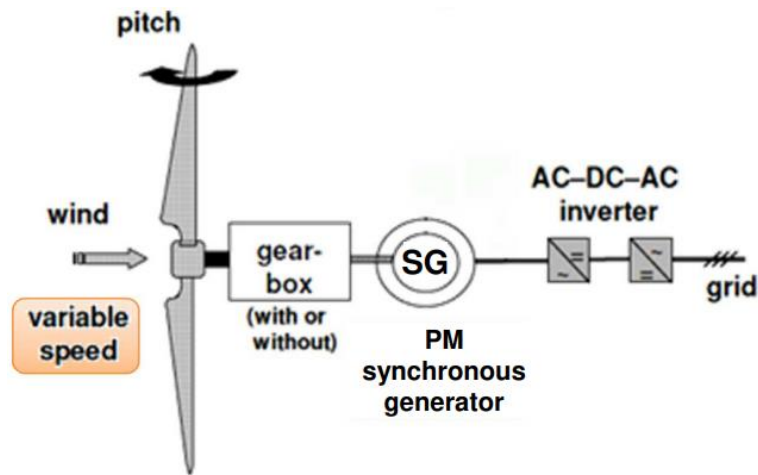


Figura 2.24: sistema di conversione a velocità variabile con SPM

I vantaggi delle applicazioni a velocità variabile sono molteplici, ad esempio:

- È sempre possibile lavorare in condizioni di massima potenza convertita (ovvero di massimo C_p) perché nelle applicazioni a velocità variabile è possibile variare la velocità Ω di rotazione della turbina al variare della velocità del vento in modo da mantenere λ costante al valore ottimale λ_{opt}
- Si inizia a produrre potenza per velocità del vento inferiori rispetto alle applicazioni a velocità costante e i punti di lavoro che si ottengono sono superiori in quanto a potenza generata soprattutto per velocità del vento elevate

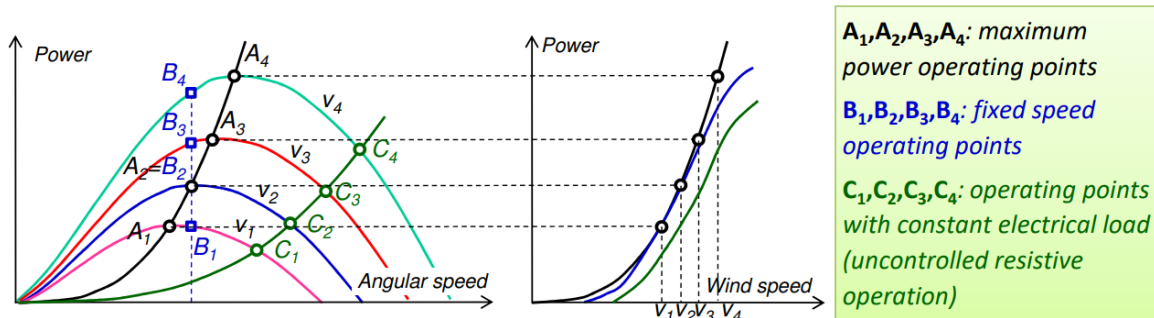


Figura 2.25: Confronto tra la potenza generata in un sistema a velocità variabile e in un sistema a velocità fissa

- Si ha una potenza prodotta di qualità maggiore grazie all'elettronica di potenza
- Si ha una maggiore efficienza e un minore rumore
- È possibile gestire lo scambio di potenza attiva e reattiva con la rete
- Non è obbligatoria la presenza del moltiplicatore di giri
- Si può lavorare bene anche in isola

Mentre gli svantaggi sono:

- I costi maggiori dovuti all'elettronica di potenza, alle apparecchiature di interfaccia con la rete (filtraggio) e al generatore che solitamente è più pregiato e quindi più costoso
- Problemi legati all'aumento di temperatura (ad esempio in occasione di guasti) nel caso di generatore a magneti permanenti perché i magneti alterano le loro caratteristiche al variare della temperatura e possono smagnetizzarsi.

Per i motivi elencati è facile capire perché i sistemi a velocità variabile siano preferiti nel caso di generazione di media ed elevata potenza. Il sistema che verrà discusso in questo elaborato è un sistema di conversione a velocità variabile che monta un generatore sincrono SPM a magneti permanenti superficiali. Come intuibile l'uscita del generatore varierà nel tempo in frequenza e ampiezza in base al variare della velocità del vento e verrà data in ingresso allo stadio di raddrizzamento progettato che, indipendentemente dalle sue variazioni, dovrà sempre fornire un'uscita costante pari al valore di riferimento fissato, che un inverter trifase convertirà a sua volta in potenza alternata alla frequenza di rete.

3 Elettronica di interfaccia

Un sistema di interfacciamento ideale dovrebbe essere in grado di ottimizzare la conversione dell'energia eolica e la sua trasmissione, minimizzare le armoniche immesse in rete e avere un buon rapporto costo-efficienza. Nel convertitore back to back che andremo a progettare, la potenza a frequenza variabile in uscita dal generatore viene dapprima convertita in potenza continua tramite un raddrizzatore controllato e successivamente riconvertita in potenza alternata a frequenza di rete costante. Ciò dà un disaccoppiamento tra la rete (a tensione e frequenza costante) e il sistema di generazione (a tensione e frequenza variabile), inoltre il disaccoppiamento delle frequenze dato dal collegamento in continua permette di attuare un controllo flessibile e di minimizzare le armoniche immesse in rete. Il generatore lato generatore permette di limitare l'output di potenza in situazioni di emergenza e offre protezione in caso di guasti mentre il convertitore lato rete consente di controllare la potenza attiva e reattiva scambiata con la rete e va a limitare le armoniche in uscita dovute alla commutazione degli interruttori. Per questo motivo come detto ci concentreremo su un sistema di conversione AC/DC/AC.

3.1 Modulo AC/DC

Nei sistemi a velocità variabile l'uscita del generatore trifase è ideale per generare una forma d'onda in corrente continua. Uno stadio di raddrizzamento è un convertitore di potenza che permette la conversione di potenza da corrente alternata in corrente continua. Tale convertitore può essere costruito con vari tipi di semiconduttori: nei normali circuiti di rettificazione vengono utilizzati diodi o tiristori, mentre IGBT e MOSFET vengono normalmente usati per implementare logiche di commutazione PWM. I diodi sono il componente più economico e più semplice da usare, ma i raddrizzatori realizzati tramite essi non consentono di variare il rapporto tra la tensione alternata in ingresso e la tensione continua in uscita e inoltre sono unidirezionali cioè la potenza può fluire solo lato alternata verso lato continua e non viceversa. I dispositivi di commutazione a semiconduttore del tipo IGBT e MOSFET possono invece essere utilizzati per realizzare convertitori che operano sia da rettificatori che da inverter e che oltre a permettere il

controllo della tensione di uscita possano essere usati per implementare tecniche di commutazione ad alta frequenza che consentono di minimizzare le distorsioni armoniche immesse in rete. Come intuibile però questo tipo di raddrizzatori controllati necessita di un sistema di controllo più complesso ed elaborato. Un ulteriore svantaggio da prendere in considerazione è la presenza di significative dissipazioni dovute alla commutazione ad elevata frequenza degli switch. Inoltre, questo tipo di circuiti è tendenzialmente più complesso e costoso. Nel prossimo paragrafo andremo ad analizzare in maniera approfondita il particolare stadio di raddrizzamento controllato adottato e il suo sistema di controllo.

3.2 Power Factor Correction Circuit

Questo particolare convertitore risulterà fondamentale per il progetto svolto dato che è il convertitore scelto e progettato per lo stadio di raddrizzamento del mio convertitore di interfaccia. Dal momento che non è stato oggetto di alcun esame del presente corso di studi, come prima cosa ne diamo una breve introduzione e vediamo in quali campi trova generalmente applicazione. Il “Power Factor Corrector (PFC)” risulta interessante nel caso in cui si ha un raddrizzatore a diodi monofase che alimenta un carico capacitivo. Analizzando le forme d’onda, in tal caso veniamo ad avere una corrente impulsiva lato AC cioè una corrente che presenta un’elevata distorsione armonica (e quindi un’elevato THD) e ciò comporta una diminuzione del Power Factor della rete di alimentazione. Questo perché i diodi del ponte monofase vengono polarizzati direttamente ed entrano in conduzione solo nell’intervallo in cui il modulo della tensione di alimentazione è pari alla tensione ai capi del carico quindi si ha conduzione in intervalli temporali molto ristretti, una corrente impulsiva e un trasferimento impulsivo di energia lato DC. Come si vede dalla figura sottostante la corrente a valle del raddrizzatore corrisponde alla corrente lato AC raddrizzata quindi ad ogni impulso di corrente si ha una carica del DC bus che incrementa di poco la sua tensione per poi diminuirla alimentando il carico e riportarsi allo stesso livello di tensione che aveva in precedenza, nel momento in cui si verifica l’impulso di corrente successivo.

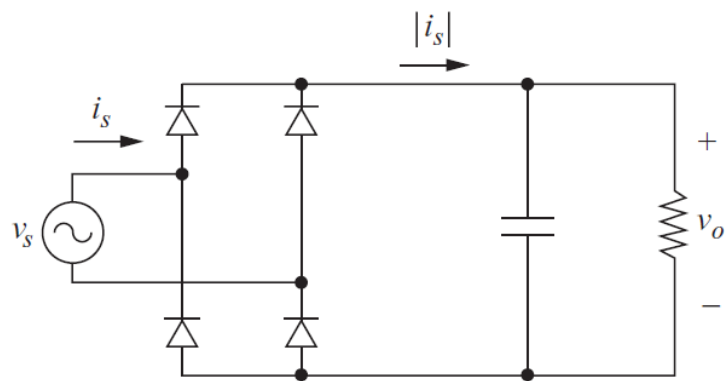


Figura 3.1: raddrizzatore monofase con carico capacitivo

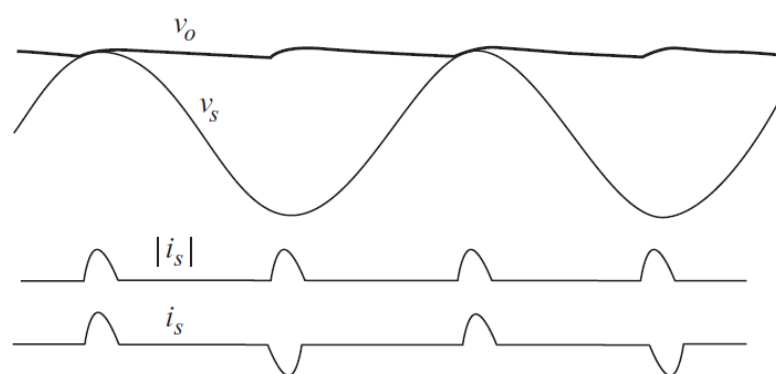


Figura 3.2: Forme d'onda della tensione di alimentazione e del carico (sopra) corrente a valle del raddrizzatore (mezzo) e corrente lato AC (sotto).

Come si vede i risultati ottenuti tramite simulazione PLECS coincidono:

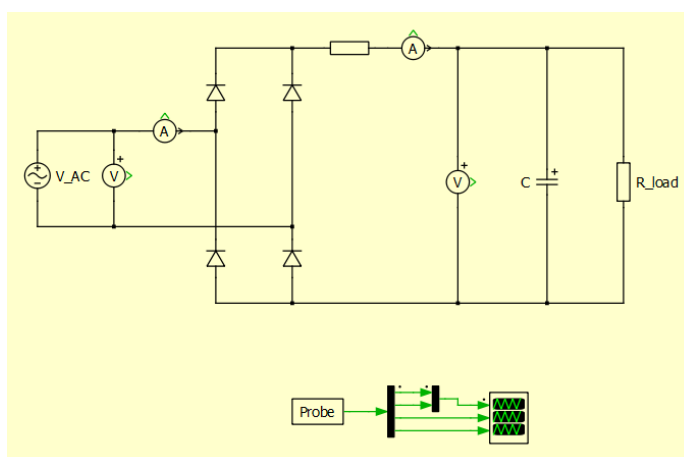


Figura 3.3: Simulazione PLECS di un raddrizzatore monofase con carico capacitivo

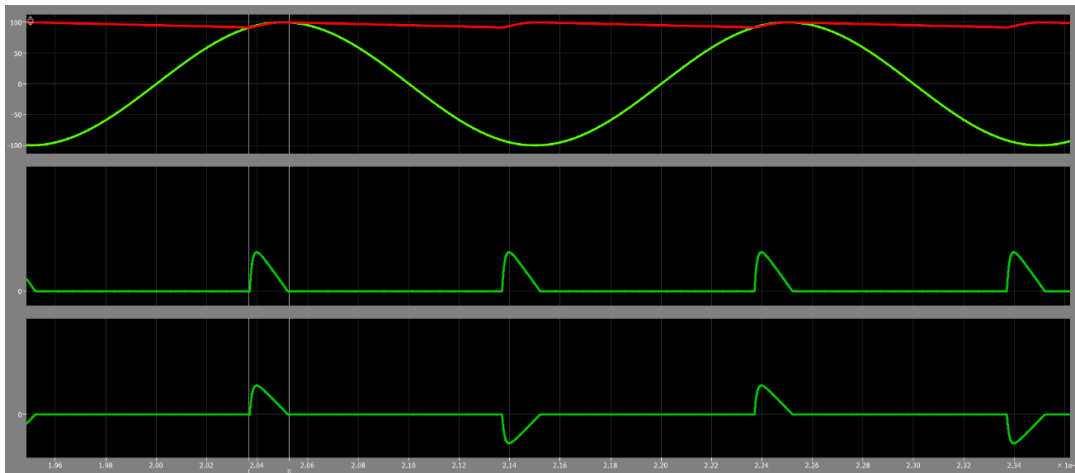


Figura 3.4: Forme d'onda della tensione di alimentazione e del carico (sopra) corrente a valle del raddrizzatore (mezzo) e corrente lato AC (sotto) ottenute tramite simulazione PLECS.

Veniamo quindi ad avere una situazione indesiderata caratterizzata da una corrente lato AC distorta con un elevato contenuto armonico che porta ad una riduzione del power factor lato AC, le conseguenze sono:

- Un ridotto trasferimento di potenza attiva
- Un elevato trasferimento di potenza reattiva
- Una caduta di tensione distorta sull'impedenza interna del generatore che va a sporcare la tensione impressa dal generatore

Per evitare una situazione di questo tipo e ottenere una corrente lato AC sinusoidale in fase con la tensione di alimentazione si passa al “power factor correction circuit” ovvero si interpone un convertitore BOOST controllato tra il raddrizzatore monofase e il DC bus.

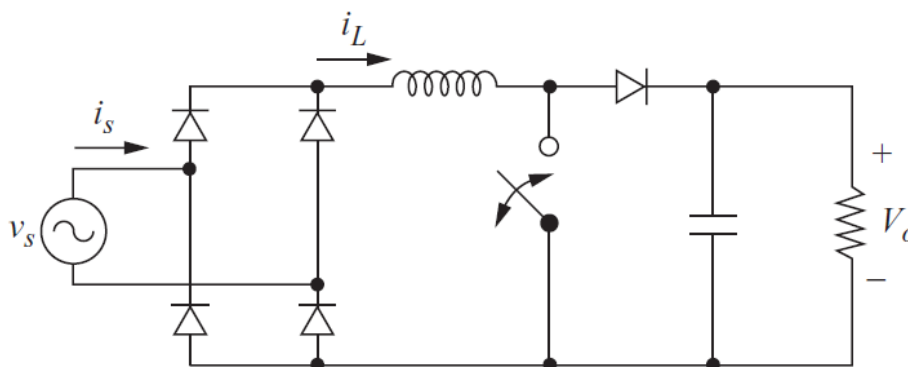


Figura 3.5: Power factor correction circuit

Il “power factor correction circuit” in modalità di conduzione continua CCM, cioè con corrente nell’induttanza che non si annulla mai, è adatto per applicazioni ad elevata potenza. L’uscita del convertitore Boost a valle del raddrizzatore monofase è una tensione continua generalmente dell’ordine dei 400V. Il resistore rappresenta un generico carico lato DC, ad esempio un convertitore DC/DC e solitamente questa è la configurazione canonica. Dal momento che la corrente sull’induttanza corrisponde alla corrente lato AC raddrizzata, per ottenere una sinusoide lato AC si attua un controllo in retroazione sulla corrente a valle del raddrizzatore prendendo come riferimento per la forma d’onda la fondamentale raddrizzata della tensione di alimentazione lato AC, in tal modo la tensione raddrizzata e la corrente sull’induttanza ottenuta saranno in fase, quindi anche corrente e tensione lato AC risulteranno in fase e il power factor lato AC incrementa. Utilizzando appropriati intervalli di commutazione, è possibile fare in modo che la corrente sull’induttanza segua la stessa forma d’onda a semi onda sinusoidale della tensione di alimentazione raddrizzata. Implementando un opportuno sistema di controllo, corrente sull’induttanza e lato AC risulteranno analoghe a quelle mostrate in figura 3.6.

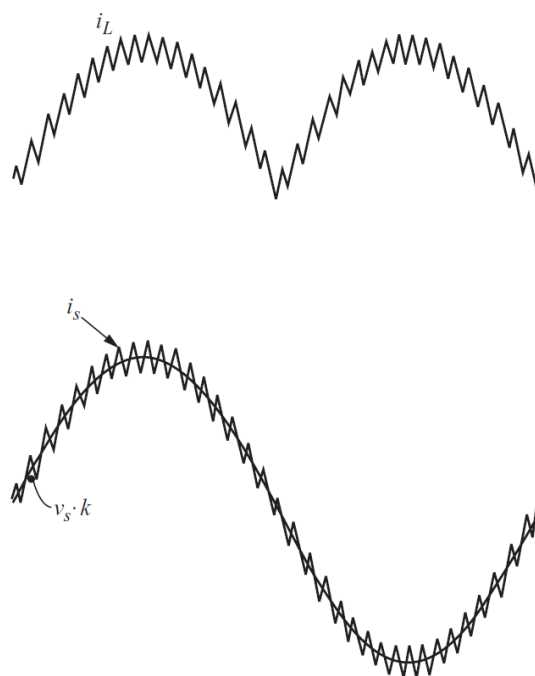


Figura 3.6: Corrente sull’induttanza e corrente lato AC

In questo modo la corrente lato AC sarà isofrequenziale e in fase con la tensione di alimentazione comportando un incremento del power factor lato e una riduzione del THD lato AC. In un'applicazione reale la frequenza di lavoro è molto maggiore rispetto a quella mostrata in figura. Il sistema di controllo che andremo a implementare prevede quindi un'elevata frequenza di switching e si basa sul principio di funzionamento del BOOST, secondo cui quando chiudo lo switch la corrente sull'induttanza aumenta e nel momento in cui lo apro diminuisce. Per fare chiarezza analizziamo brevemente il convertitore BOOST nella modalità di funzionamento continua, ovvero con corrente nell'induttanza che non annulla mai.

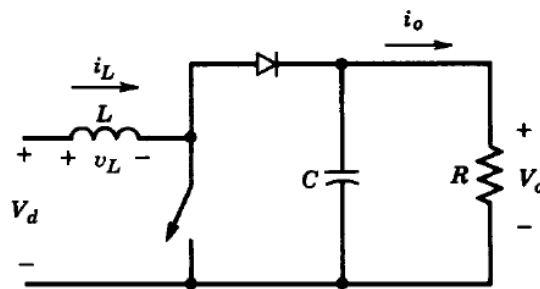


Figura 3.7: Convertitore BOOST

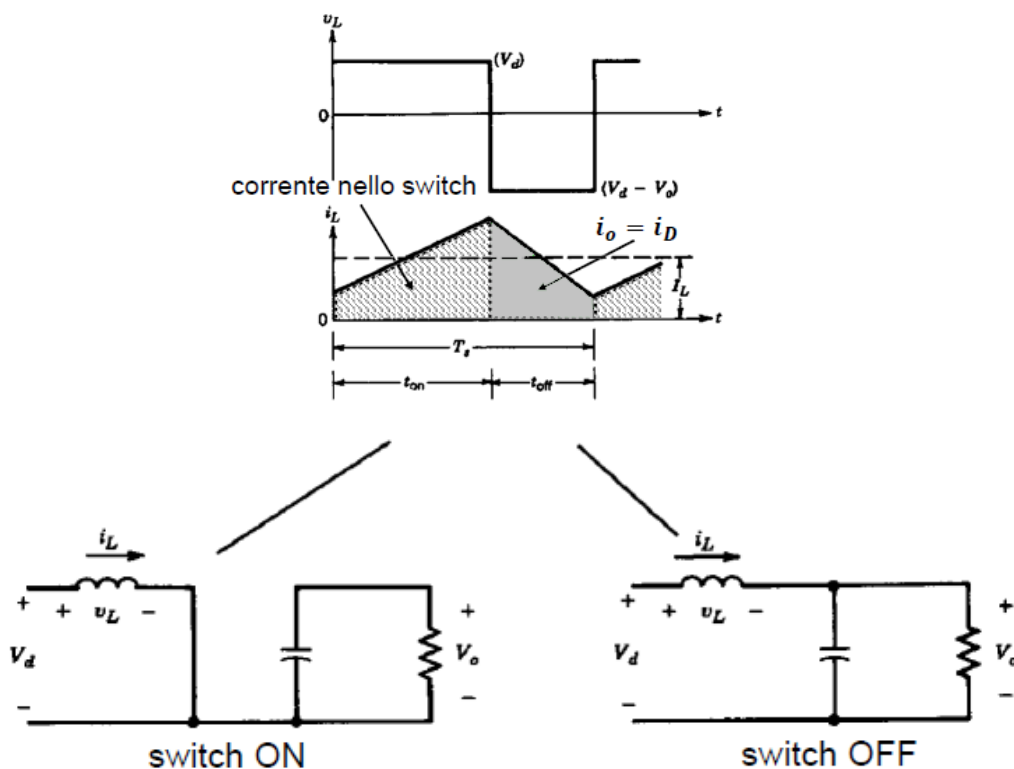


Figura 3.8: Tensione e corrente sull'induttanza quando lo switch è chiuso e quando è aperto

Questi convertitori sono spesso impiegati per costruire alimentatori stabilizzanti che hanno il compito di fornire una tensione costante in uscita a fronte di una tensione variabile in ingresso. Partiamo da un sistema di alimentazione a tensione V_d per trasferire potenza ad un carico a tensione V_o maggiore. Ciò che consente di trasferire corrente da una sorgente a tensione minore ad una a tensione maggiore è l'elemento induttivo poichè nell'intervallo in cui lo switch è aperto presenta tensione negativa, cioè il suo riferimento di tensione si inverte, ed eroga l'energia immagazzinata durante la fase di on (ovvero quando l'interruttore è chiuso) al DC bus.

Nell'intervallo in cui lo switch è chiuso:

$$V_L = L \frac{di_L}{dt} = V_d > 0 \implies \frac{di_L}{dt} = \frac{V_d}{L} > 0 \implies i_L \text{ cresce linearmente con pendenza } \frac{di_L}{dt} = \frac{V_d}{L}$$

Durante questa fase l'induttanza immagazzina un'energia pari a $\frac{1}{2}L\hat{i}_L^2$. Nel momento in cui l'interruttore apre quest'energia non può andare istantaneamente a zero ma ci dovrà essere una fase di scarica in cui l'induttanza eroga l'energia immagazzinata e la corrente decresce gradualmente fino a portarsi al valore che aveva inizialmente (considero di essere in regime permanente quindi corrente e flusso nell'induttanza si ripetono identici ogni periodo di switching). Ciò è possibile perché nel momento in cui lo switch apre il diodo viene polarizzato direttamente ed entra in conduzione.

Nel momento in cui lo switch apre quindi si ha:

$$V_L = L \frac{di_L}{dt} = V_d - V_o < 0 \implies \frac{di_L}{dt} = \frac{V_d - V_o}{L} < 0 \implies i_L \text{ decresce linearmente con pendenza } \frac{di_L}{dt} = \frac{V_d - V_o}{L}$$

Implementando un opportuno sistema di controllo per il "power factor correction circuit" il convertitore BOOST si troverà a lavorare con una corrente che a regime non presenta valore medio costante ma a semionda sinusoidale. Questo perché l'interruttore viene comandato tramite un segnale di PWM in modo che la corrente sull'induttanza segua il riferimento a semionda sinusoidale ottenuto raddrizzando la fondamentale della tensione di alimentazione. In ogni caso la corrente sull'induttanza e quindi la corrente lato AC presenteranno un certo ripple che è possibile diminuire in vari modi, ad esempio impiegando un filtro LCL lato AC, incrementando il valore dell'induttanza del convertitore BOOST oppure aumentando la frequenza di switching. Il filtro LCL consente di migliorare notevolmente la forma d'onda della

corrente lato AC ma essendo formato da induttanze e capacità può risultare ingombrante e soprattutto costoso quindi viene impiegato solo nel caso specifico in cui si vuole ottenere una corrente lato AC di elevata qualità con ripple molto ridotto. Solitamente i filtri LCL vengono utilizzati nei convertitori DC- AC direttamente connessi alla rete in modo da non immettere in rete armoniche di corrente. Nel nostro caso considerando costo e ingombro è preferibile farne a meno e agire sul ripple della corrente in altro modo. Aumentare l'induttanza del convertitore BOOST può risultare utile per diminuire il ripple ma generalmente non la si va ad incrementare troppo per non avere costi e ingombri eccessivi. Inoltre, aumentando l'induttanza aumenta l'intervallo necessario alla corrente per raggiungere il valore di riferimento perché induttanze maggiori permettono variazioni più lente della corrente cioè si va a peggiorare la dinamica del sistema. Dato che vogliamo un sistema con una buona dinamica non se ne incrementa in maniera eccessiva il valore. Nel nostro caso, come vedremo in seguito, abbiamo scelto un'induttanza di 2mH che offre un buon compromesso tra ingombro e filtraggio. Inoltre, come già accennato gli elementi di filtro sono costosi e in particolare più costosi dell'elettronica per il controllo quindi piuttosto che adottare elementi di filtro di grandi dimensioni si preferisce ridurre l'ingombro e agire sul ripple della corrente aumentando la frequenza di switching. In casi particolari si possono raggiungere frequenze di switching anche dell'ordine dei MHz ma nel nostro caso per ridurre in maniera soddisfacente il ripple della corrente è sufficiente una f_s di 20 KHz. Come già detto aumentando la frequenza di switching diminuisce il ripple della corrente ma si vuole evitare di incrementarla in maniera eccessiva perché ciò comporterebbe perdite di commutazione e una f di campionamento richiesta troppo elevate. In ogni caso il ripple della corrente che percorre l'induttanza non si può ridurre oltre un certo valore perché la forma d'onda non perfettamente sinusoidale della corrente è inevitabile e intrinseca nel metodo switchato ad alta frequenza utilizzato per ottenerla. Si potrà infatti notare meglio in seguito come il valore medio a semionda sinusoidale venga ottenuto sfruttando uno switching ripetuto e ad alta frequenza. Per lo stadio di rettificazione del mio convertitore di interfaccia è stata scelta una soluzione innovativa composta da tre PFC monofase collegati in serie al DC link e opportunamente controllati. Come appena visto solitamente i PFC converter vengono impiegati per alimentare carichi capacitivi tramite ponte a diodi monofase permettendo di migliorare notevolmente la forma d'onda della corrente lato AC e incrementando il power factor della rete di alimentazione. Nella nostra applicazione invece si è deciso di utilizzare i PFC converter per creare un innovativo convertitore lato generatore con un numero di switch ridotto, un'elevata tensione di uscita e quindi una bassa corrente di collegamento tra i due convertitori di interfaccia

e attuare un controllo attivo sulla corrente che fluisce nel generatore mantenendola sinusoidale, ottimizzandone cioè la forma d'onda e riducendo il ripple di coppia, e regolando tramite essa lo scambio di potenza tra ingresso e uscita in modo da ottenere una tensione sempre costante in uscita da ciascun convertitore monofase. In particolare, questo convertitore avrà il compito di ottenere una tensione sempre costante ai capi del DC link, indipendentemente dall'ampiezza e dalla frequenza della tensione alternata variabile fornita in ingresso dal generatore, cioè indipendentemente dalla velocità del generatore e della turbina, che varia per portarsi il più velocemente possibile in condizioni di MPPT, in modo da fornire in ingresso al convertitore lato rete una tensione continua che verrà convertita in una tensione alternata a frequenza e ampiezza pari a quelle di rete. In questo convertitore di interfaccia, quindi, sarà il convertitore lato generatore personalmente progettato a essere demandato di gran parte del controllo, soprattutto per quanto riguarda il controllo della tensione al DC link, che solitamente, nei canonici sistemi di interfaccia utilizzati nella generazione da fonte eolica, era compito dell'inverter lato rete.

3.3 Modulo DC/AC

Il modulo DC/AC costituisce il convertitore lato rete all'interno del convertitore di interfaccia tra generatore e rete di distribuzione. Tale convertitore sarà un classico inverter a ponte trifase realizzato con valvole di tipo IGBT il cui scopo è quello di garantire un corretto allacciamento alla rete e convertire la tensione continua fornita dal convertitore lato generatore in una tensione alternata a frequenza e ampiezza costanti pari a quelle di rete. Esso dovrà inoltre gestire opportunamente i flussi di potenza e quindi controllare la potenza attiva e reattiva scambiate con la rete tramite un opportuno sistema di controllo. Inoltre, è desiderabile per un sistema di interfacciamento immettere in rete potenza con un fattore di potenza controllato e con componenti armoniche che soddisfano i requisiti di rete. In questa sezione non ci concentreremo ulteriormente sulla struttura dell'inverter di interfacciamento alla rete e sul suo sistema di controllo perché ciò non è argomento della presente trattazione e del progetto svolto ma ci concentreremo invece sul design del convertitore lato generatore e del suo sistema di controllo che, come detto, dovrà sempre fornire una tensione continua in ingresso all'inverter lato rete.

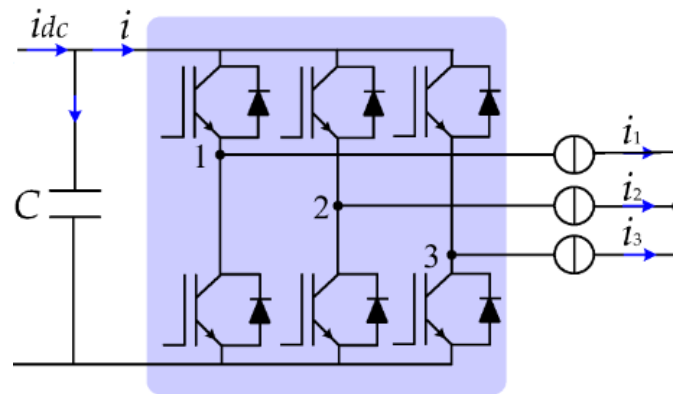


Figura 3.9: Inverter trifase di interfaccia con la rete

4 Sistema di controllo PFC monofase

In questo capitolo e nel successivo verranno riportati i principali passaggi della progettazione dell'innovativo convertitore lato generatore che si è deciso di adottare e in particolare del suo sistema di controllo, con annessi risultati delle simulazioni. Questo capitolo sarà incentrato sul convertitore monofase e sul progetto del suo sistema di controllo, passo fondamentale e imprescindibile per la realizzazione della soluzione trifase finale. Per la simulazione del convertitore è stato utilizzato PLECS, un programma per la simulazione di circuiti elettrici (proposto dal supervisore del Politecnico di Varsavia) che non è mai stato trattato all'interno del presente corso di studi quindi, oltre alla simulazione del convertitore e del suo sistema di controllo, la principale difficoltà è stata interfacciarmi ad esso da autodidatta.

Come detto inizialmente analizzeremo il sistema di controllo implementato per questa particolare tipologia di raddrizzatore monofase modificato. La soluzione finale sarà composta da tre PFC converter monofase collegati in serie al DC link opportunamente controllati che consentiranno sia di migliorare la forma d'onda delle correnti che fluiscono nel generatore che di regolare lo scambio di potenza tra ingresso e uscita in modo da ottenere una tensione di uscita sempre costante, che verrà data in ingresso all'inverter lato rete. Procediamo passo per passo. Inizialmente ci siamo concentrati su un singolo convertitore monofase cercando di implementare un sistema di controllo che, data una tensione di alimentazione AC costante e leggermente distorta, come potrebbe effettivamente essere la tensione prodotta dal generatore, fornisca una semionda sinusoidale di corrente sull'induttanza (e quindi una sinusoide alternata lato AC) e una tensione di uscita costante pari al riferimento scelto. Questi due sono stati i punti focali della prima parte del progetto e per ottenere ciò sono andato a pilotare lo switch tramite un opportuno segnale controllato ad alta frequenza. Per ottenere una tensione di alimentazione leggermente distorta, come mostrato in figura 4.1, abbiamo sovrapposto alla fondamentale di ampiezza 325 V (valore efficace 230V) e frequenza 50 Hz una quinta armonica di ampiezza 15V.

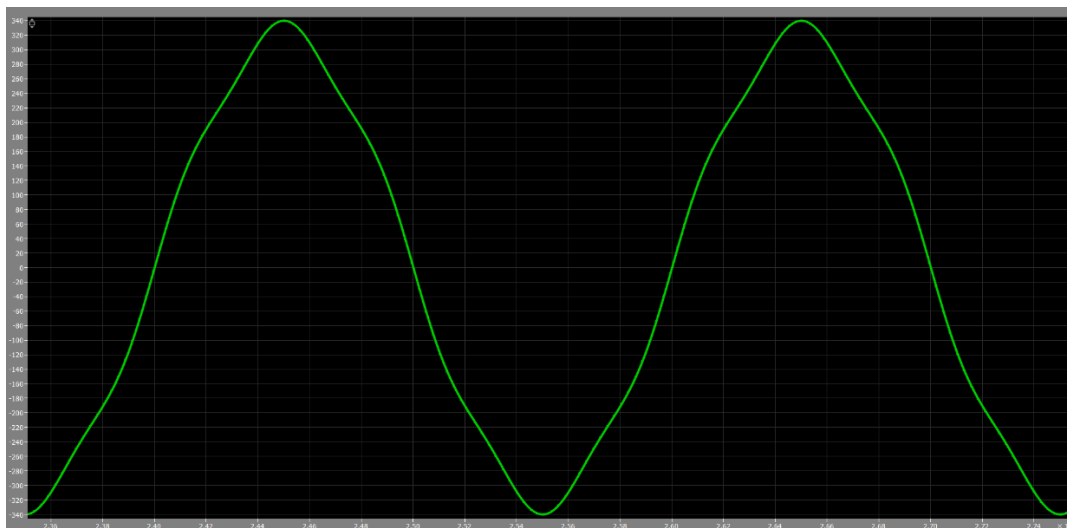


Figura 4.1: tensione di alimentazione PFC monofase

Abbiamo quindi ricavato una tensione di alimentazione alternata non perfettamente sinusoidale con valore di picco 340V. Per ottenere corrente e tensione in fase lato AC, e migliorare il power factor, la corrente nell'induttanza deve essere in fase con la tensione a valle del raddrizzatore quindi il segnale di riferimento per la corrente nell'induttanza deve avere la stessa forma d'onda, essere isofrequenziale e in fase con la fondamentale raddrizzata della tensione di alimentazione. Ciò consente di ottenere una sinusoide di corrente lato AC in fase con la tensione di alimentazione. In figura 4.2 è mostrato il PFC converter monofase con il relativo sistema di controllo implementato.

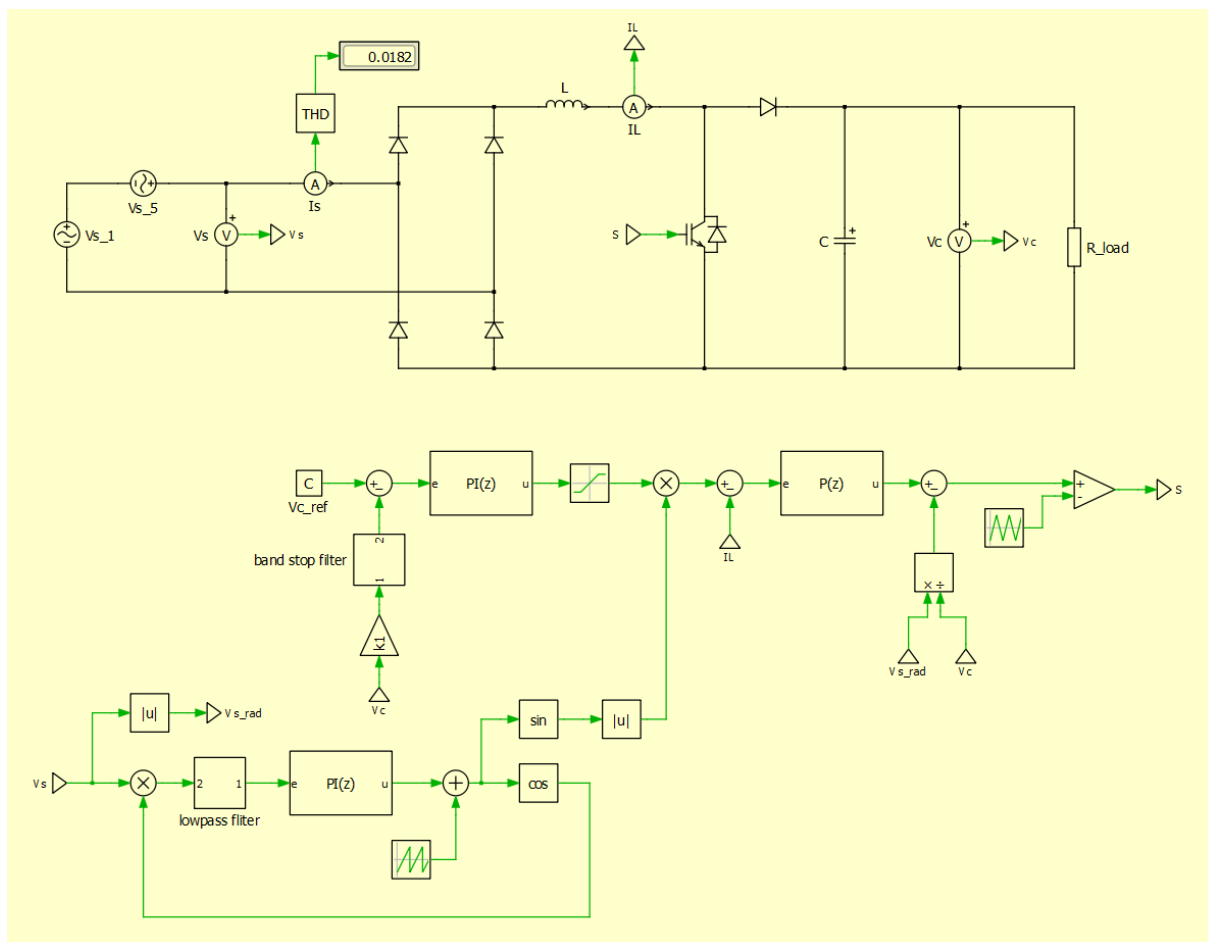


Figura 4.2: Convertitore PFC monofase e relativo sistema di controllo progettato

4.1 Phase locked loop

L'anello di controllo inferiore non è altro che un loop di sincronizzazione che consente di ottenere un segnale sinusoidale di ampiezza unitaria in fase con la fondamentale della tensione di alimentazione. Tale segnale verrà utilizzato per costruire la forma d'onda del riferimento di corrente e, in base a quanto detto in precedenza, dovrà essere raddrizzato in modo da ottenere una semionda sinusoidale isofrequenziale e in fase con la fondamentale raddrizzata della tensione di alimentazione, che coincide con la tensione ideale che ho a valle del ponte monofase.

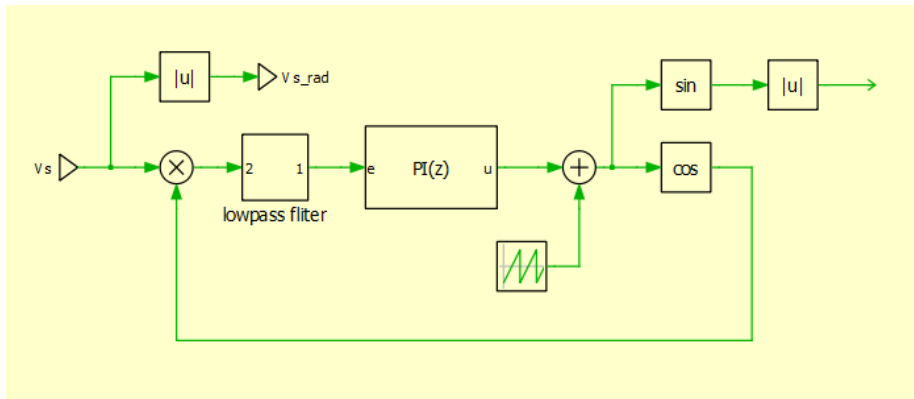


Figura 4.3: PLL, loop di sincronizzazione

Analizziamo nello specifico il funzionamento di tale anello. È stato preso un generatore di segnale a onda triangolare con duty cycle pari a 1 che passa da un valore minimo pari a 0 ad un valore massimo di 2π a frequenza 50Hz.

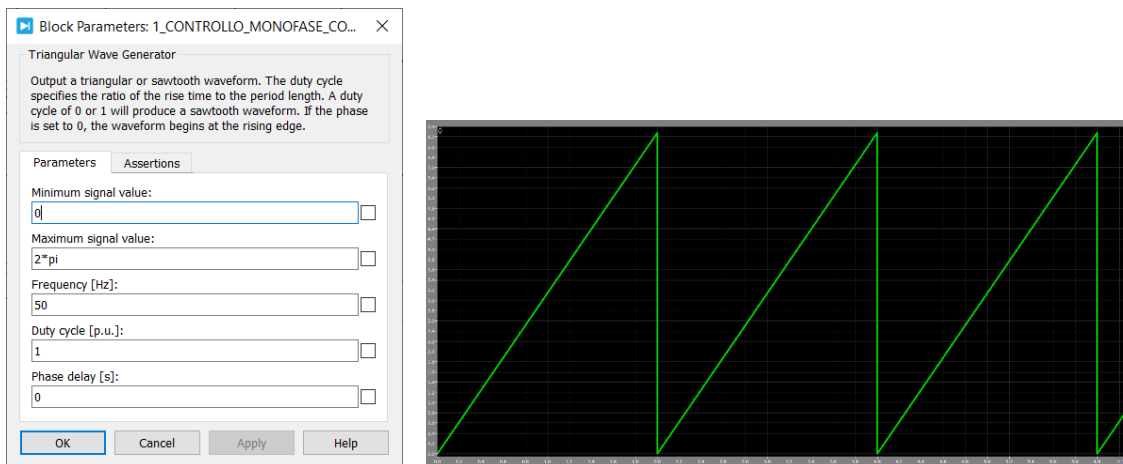


Figura 4.4: Impostazioni del generatore di onde triangolari e dell'onda triangolare utilizzata per la fase

Dal momento che l'uscita del generatore viene data in ingresso ad un blocco "coseno", come prevedibile il suddetto generatore fornisce la fase del segnale cosinusoidale che vogliamo creare e ne impone la frequenza a 50Hz, la medesima della tensione di alimentazione. Il segnale cosinusoidale generato viene poi moltiplicato per la tensione di alimentazione misurata e, come sappiamo, moltiplicando due segnali sinusoidali isofrequenziali sfasati, si ottiene una componente sinusoidale a frequenza doppia e un valore medio, nullo solo nel caso in cui i due segnali di partenza sono sfasati di 90 gradi. Questa è la situazione che voglio raggiungere perché

costruendo un'onda sinusoidale con lo stesso argomento del segnale cosinusoidale in esame, essa risulterà in fase con la fondamentale della tensione di alimentazione perché come sappiamo seno e coseno di una stessa funzione sono sfasati di 90 gradi. Il prodotto dei due segnali viene dato in ingresso ad un filtro passa basso che elimina la componente oscillante a frequenza 100 Hz e lascia passare solo la componente continua del segnale in ingresso che viene a sua volta data in ingresso ad un controllore PI.

4.1.1 Filtro passa basso

Il filtro utilizzato è un filtro passa basso del secondo ordine che presenta la seguente funzione di trasferimento:

$$G(s) = \frac{\omega_c^2}{s^2 + 2\zeta s + \omega_c^2}$$

ζ è un parametro adimensionale chiamato “damping ratio”. Nel caso specifico di un filtro del secondo ordine è definito come il rapporto tra il coefficiente di smorzamento del filtro e il coefficiente di smorzamento critico. Il damping ratio è solitamente un valore compreso tra 0 e 1, dove 1 indica un filtro altamente selettivo con una forte capacità di smorzamento delle oscillazioni indesiderate mentre un damping ratio vicino a 0 indica un filtro meno selettivo e meno stabile, con una risposta transitoria più lenta e soggetta a oscillazioni indesiderate. È stato svolto un confronto tra le risposte in frequenza per tre diversi valori di damping ratio, ovvero 0.1, 0.707 e 1: dai diagrammi di Bode si nota come all'aumentare del damping ratio la selettività del filtro è man mano più elevata.

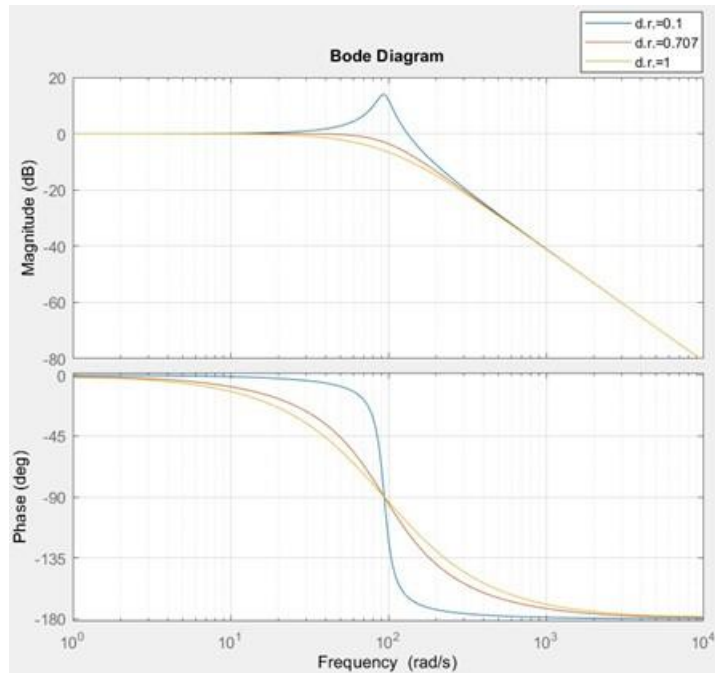


Figura 4.5: Risposta in frequenza del filtro per tre diversi valori di damping ratio

Alla fine, è stato scelto un damping ratio di 0.707 che è considerato un valore ottimale per un filtro del secondo ordine. Questo valore, infatti, corrisponde al punto di massima pendenza della risposta in frequenza del filtro, cioè alla frequenza di risonanza. Un damping ratio di 0.707 indica che il filtro è abbastanza selettivo da eliminare le frequenze al di sopra della frequenza di taglio, ma abbastanza poco selettivo da evitare di introdurre una risposta transitoria eccessivamente lenta o instabile. Questo valore fornisce un buon compromesso tra selettività e stabilità del filtro, offrendo una buona attenuazione delle frequenze al di sopra della frequenza di taglio e una risposta transitoria veloce e stabile.

ω_c è la pulsazione di taglio del filtro, cioè la frequenza al di sotto della quale il filtro inizia ad attenuare il segnale di ingresso. La pulsazione di taglio è definita come la pulsazione alla quale l'attenuazione del filtro diventa significativa, ovvero pari a -3 dB rispetto al massimo guadagno del filtro ed è quindi una caratteristica importante di un filtro passa-basso del secondo ordine in quanto determina la banda passante del filtro e la sua capacità di filtrare le frequenze indesiderate. Per il nostro filtro abbiamo scelto una frequenza di taglio pari a 15Hz, ne risulta una pulsazione di taglio:

$$\omega_c = 2\pi f_c \approx 94 \text{ rad/s}$$

La funzione di trasferimento del filtro risulta quindi:

$$G(s) = \frac{(94.25)^2}{s^2 + 2 * 0.71 * s + (94.25)^2}$$

Tarando i parametri in questo modo il filtro elimina le oscillazioni a frequenza 100Hz nel prodotto sopra citato e lascia effettivamente passare solo la componente continua del segnale in ingresso, che viene poi passata al regolatore PI. Come sappiamo il regolatore punterà ad annullare il segnale fornito in ingresso e lo farà sommando o sottraendo istante per istante un certo angolo alla fase prodotta tramite il generatore a onda triangolare finché l'onda cosinusoidale di argomento pari a quello ottenuto non sarà sfasata di 90 gradi rispetto alla tensione di alimentazione e l'ingresso del controllore sarà nullo. A tal punto, generando un'onda sinusoidale di argomento pari a quello del coseno, essa risulterà in fase con la fondamentale della tensione di alimentazione. Tale onda sinusoidale viene generata attraverso il blocco "seno" (Figura 4.3).

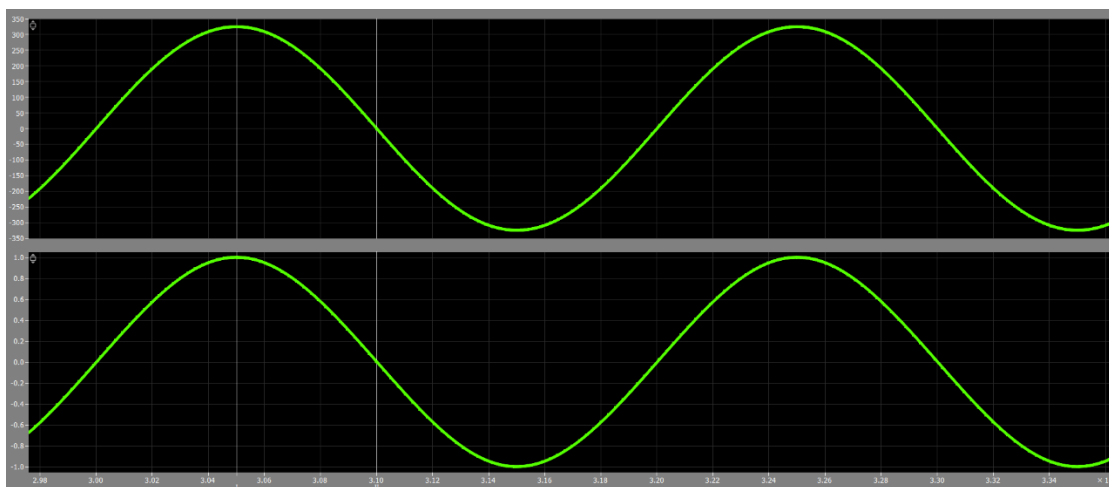


Figura 4.6: Segnale sinusoidale generato (in basso) e fondamentale della tensione di alimentazione (in alto), in fase e isofrequenziali.

Il loop in retroazione sottostante, quindi, serve solo per ricavare l'argomento dell'onda sinusoidale in fase con la fondamentale della tensione di alimentazione, che viene poi generata tramite il blocco "seno". Attraverso l'anello di controllo implementato riesco sempre ad ottenere un'onda sinusoidale di ampiezza unitaria in fase con la fondamentale della tensione di alimentazione, indipendentemente dalle armoniche che contiene. Come segnale di riferimento per la corrente voglio una semionda sinusoidale isofrequenziale e in fase con la fondamentale

raddrizzata della tensione di alimentazione. Per ottenerla mi basta raddrizzare il segnale sinusoidale appena ricavato tramite il blocco “Abs.”

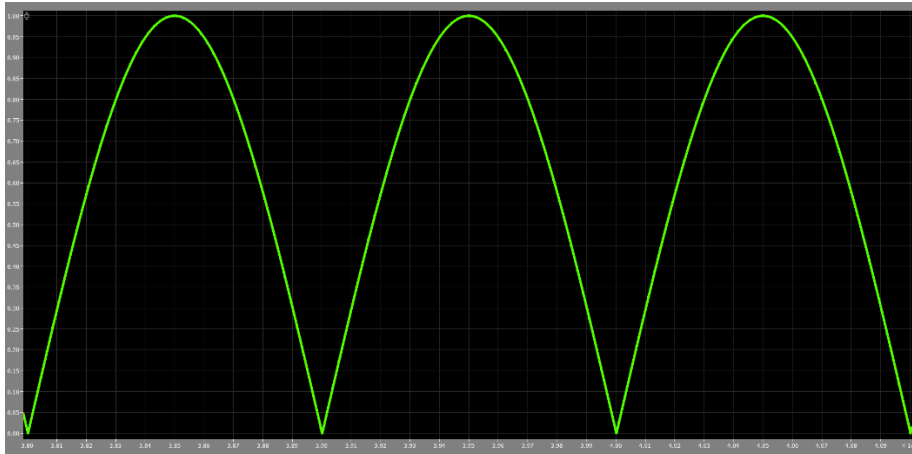


Figura 4.7: Shape signal

Tale segnale è chiamato “shape signal” ed è il segnale che definisce la forma d’onda della corrente di riferimento, di cui sarà l’anello di tensione soprastante, che parte dalla misurazione della tensione del DC link, e punta a mantenerla costante, a deciderne l’ampiezza.

4.2 Anello di tensione

In uscita dal loop appena citato otterremo l’ampiezza della corrente di riferimento, ovvero della corrente che dovrà essere richiamata nel circuito, affinché la tensione ai capi del DC link venga mantenuta costante, in base al valore della tensione di alimentazione del convertitore. La reale corrente richiamata nel circuito non sarà identica al riferimento ma presenterà un certo ripple attorno ad esso, intrinseco nel metodo switchato ad alta frequenza utilizzato per ricavarla. Analizziamo nello specifico il funzionamento dell’anello di tensione che ho implementato.

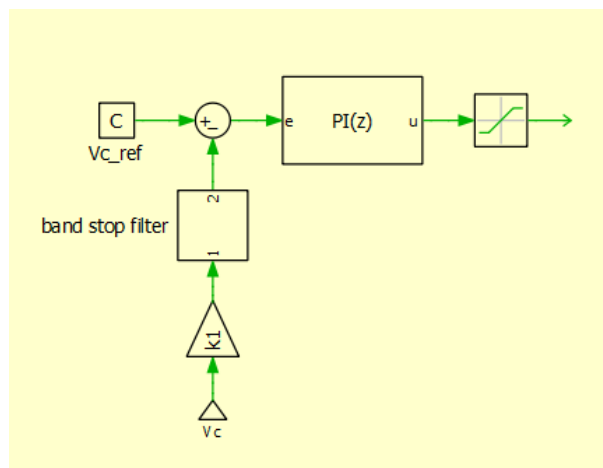


Figura 4.8: Anello di tensione

L'obiettivo di questo anello di controllo è mantenere costante il valore medio della tensione di uscita al riferimento, che ho preso pari a 400 V, indipendentemente dall'ampiezza e dalla frequenza della tensione di alimentazione fornita dal generatore. In base a tale tensione il sistema di controllo dovrà aumentare o diminuire l'ampiezza del riferimento di corrente, e quindi della corrente richiamata nel circuito, in modo da trasferire più o meno potenza al DC link e mantenerne costante la tensione. In particolare, se la tensione in ingresso aumenta, a parità di corrente anche la tensione ai capi del DC link tenderebbe ad aumentare quindi il controllo dovrà ridurre l'ampiezza della corrente di riferimento in modo da trasferire meno potenza al DC link mentre se la tensione di alimentazione diminuisce, a parità di corrente la tensione del DC link tenderebbe a diminuire quindi il controllo dovrà aumentare l'ampiezza della corrente di riferimento in modo da trasferire una maggiore potenza al DC link e mantenerne costante la tensione. In parallelo al DC link ho posizionato un carico resistivo del valore di 60Ω che evita la circolazione di correnti troppo elevate e allo stesso tempo consente alla tensione d'uscita di raggiungere il valore di regime desiderato. Come si vede l'anello di tensione parte dalla misurazione di tale tensione. Alimentando il convertitore a 50 Hz essa presenta oscillazioni a frequenza 100 Hz che non voglio si trasmettano nel sistema di controllo. Per eliminare le oscillazioni a frequenza elevata nella tensione misurata viene utilizzato un "band stop filter" opportunamente tarato che lascia passare solo la componente continua del segnale in ingresso.

4.2.1 Band stop filter

La potenza istantanea trasmessa lato AC presenta oscillazioni a frequenza 100Hz poiché è data dal prodotto tra tensione di alimentazione e corrente lato AC, entrambe grandezze sinusoidali a frequenza 50Hz. Come sappiamo il prodotto tra due grandezze sinusoidali isofrequenziali sfasate restituisce una componente oscillante a frequenza doppia e un valore medio, nullo nel caso in cui le due grandezze di partenza sono sfasate di 90 gradi. Consideriamo che tensione di alimentazione e corrente lato AC siano esprimibili in questo modo:

$$v(t) = V_M \text{sen}(\omega t + \alpha)$$

$$i(t) = I_M \text{sen}(\omega t + \beta)$$

Indichiamo con $\varphi = \alpha - \beta$ lo sfasamento tra tensione e corrente, o, più precisamente, la fase di anticipo della tensione sulla corrente. La potenza istantanea inviata lato AC risulta:

$$\begin{aligned} p(t) &= v(t)i(t) = V_M \text{sen}(\omega t + \alpha) I_M \text{sen}(\omega t + \beta) \\ &= \frac{V_M I_M}{2} \cos(\alpha - \beta) - \frac{V_M I_M}{2} \cos(2\omega t + \alpha + \beta) \\ &= \frac{V_M I_M}{2} \cos\varphi - \frac{V_M I_M}{2} \cos(2\omega t + \alpha + \beta) \end{aligned}$$

Come già detto la potenza istantanea è data dalla somma di una componente costante e una componente oscillante a frequenza doppia rispetto a quella di tensione e corrente. Abbiamo quindi una potenza istantanea oscillante a frequenza 100Hz. Tali oscillazioni vengono trasferite alla tensione di uscita. Per eliminarle ed evitare che si trasmettano nel sistema di controllo si utilizza un “band stop filter” centrato alla frequenza f_0 100Hz, che lascia passare solo la componente continua del segnale in ingresso. Tali oscillazioni sarebbero trasmesse all’ampiezza della corrente di riferimento tramite il guadagno proporzionale del regolatore di tensione e verrei ad avere una corrente i_L distorta perché in tal caso il segnale di riferimento verrebbe ottenuto moltiplicando l’ampiezza della corrente di riferimento con lo “shape signal” a semionda sinusoidale e frequenza 100 Hz. Vogliamo evitare una situazione di questo genere. La funzione di trasferimento del filtro “elimina banda” del secondo ordine che abbiamo deciso di utilizzare, nel dominio di Laplace è la seguente:

$$G(s) = \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2}$$

Come nel caso precedente ζ rappresenta il “damping ratio”, un parametro adimensionale di valore compreso tra 0 e 1, dove 1 indica un filtro altamente selettivo con una forte capacità di smorzamento delle oscillazioni indesiderate mentre un damping ratio vicino a 0 indica un filtro meno selettivo e meno stabile, con una risposta transitoria più lenta e soggetta a oscillazioni indesiderate. Anche in questo caso, per le stesse motivazioni del caso precedente, è stato scelto un damping ratio di 0.707. Viene comunque riportato il confronto tra le risposte in frequenza per tre diversi valori di damping ratio, ovvero 0.1, 0.707 e 1, in modo da vedere le differenze che i vari fattori comportano.

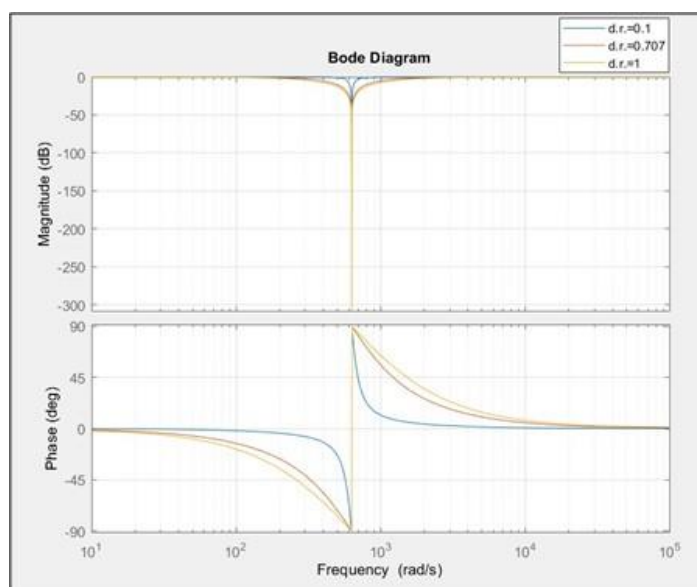


Figura 4.9: Risposta in frequenza del filtro per tre diversi valori di damping ratio

Alla fine, è stato scelto un damping ratio di 0.707 che è considerato un valore ottimale per un filtro del secondo ordine.

ω_0 invece è la pulsazione centrale del filtro ovvero la frequenza di taglio del filtro espressa in rad/s. Rappresenta la frequenza alla quale la risposta del filtro si attenua di 3 dB rispetto alla sua ampiezza massima cioè la frequenza alla quale il filtro comincia ad attenuare il segnale in ingresso, che nel nostro caso dovrà essere pari a 100Hz. Avremo quindi:

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = 628 \text{ , poiché la frequenza da eliminare è } f_0 = 100\text{Hz}$$

La funzione di trasferimento del filtro diventa quindi:

$$G(s) = \frac{s^2 + 628^2}{s^2 + 2 * 0.71 * s + 628^2}$$

E come si può notare dal confronto tra segnale in ingresso e in uscita dal filtro riportato nella figura sottostante, tale filtro elimina le oscillazioni a frequenza 100Hz e lascia effettivamente passare solo la componente continua del segnale in ingresso.



Figura 4.10: Tensione d'uscita (in rosso) e valore medio in uscita dal filtro (in verde)

Abbiamo quindi tarato il filtro in modo da eliminare le oscillazioni nella tensione di uscita ed evitare che si trasmettano nel sistema di controllo.

A questo punto il valore medio filtrato della tensione di uscita può essere confrontato con il riferimento (figura 4.8) ottenendo un segnale di errore che viene dato in ingresso ad un controllore PI il quale restituisce l'ampiezza della corrente di riferimento che deve essere richiamata nel circuito in modo tale da annullare l'errore cioè in modo tale da portare il valore medio della tensione di uscita a coincidere con il riferimento.



Figura 4.11: Ampiezza della corrente di riferimento in uscita dal PI di tensione, a regime è costante perché la tensione di alimentazione non varia

Ho inoltre deciso di utilizzare un limitatore di corrente (figura 4.8) che consente di salvaguardare i componenti del convertitore nel caso in cui la tensione di uscita diminuisce drasticamente, ad esempio nel caso in cui il carico degenera in un cortocircuito. In tal caso si ha una drastica diminuzione della tensione di uscita e, per mantenerla costante al riferimento, il controllore tenderebbe ad aumentare molto l'ampiezza della corrente di riferimento in modo da richiamare una corrente molto elevata nel circuito per fornire velocemente energia al DC link e riportare subito la sua tensione a 400V. Il problema è che se tale corrente fosse realmente messa in circolo danneggerebbe i componenti del convertitore quindi si pone una limitazione alla corrente che può essere richiamata dal controllore. Questo perché è preferibile ottenere un ripristino più lento della tensione di uscita ma salvaguardare i componenti. Per questo convertitore il valore limite dell'ampiezza della corrente di riferimento è stato posto pari a 30A. Nel sistema di controllo la limitazione è stata inserita attraverso il blocco "Saturation". Ora, tramite moltiplicazione tra l'uscita del regolatore di tensione e lo "shape signal" otteniamo la corrente di riferimento di caratteristiche desiderate cioè isofrequenziale e in fase con la fondamentale raddrizzata della tensione di alimentazione e di ampiezza opportuna e controllata in modo tale da mantenere costante il valore medio della tensione di uscita al riferimento.

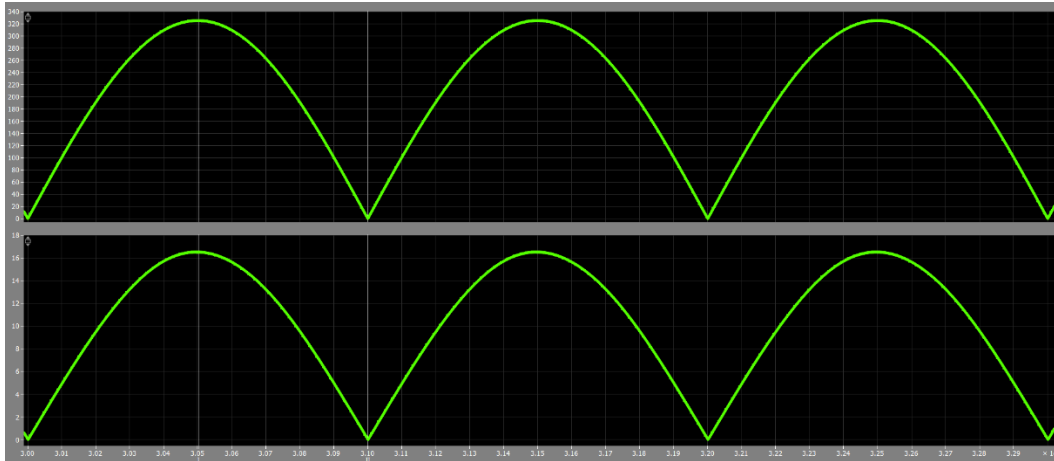


Figura 4.12: Corrente di riferimento ottenuta (in basso) e fondamentale raddrizzata della tensione di alimentazione (in alto), isofrequenziali e in fase

4.3 Anello di corrente

Analizziamo ora l'anello di corrente.

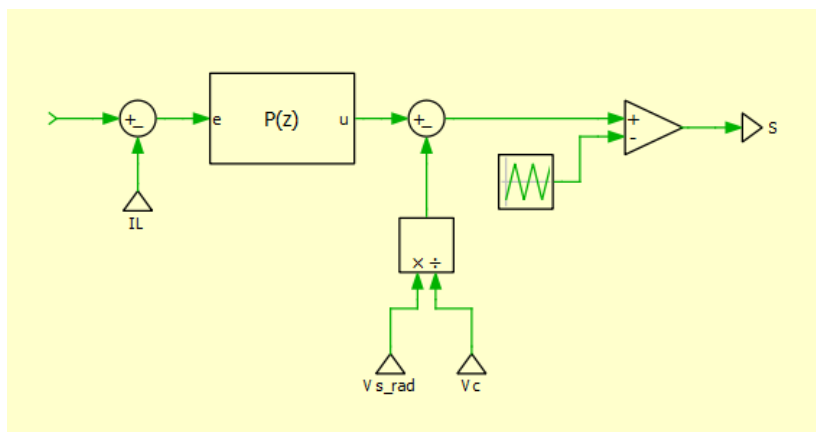


Figura 4.13: Anello di corrente

Il compito dell'anello di corrente è generare un opportuno segnale di comando dello switch in modo da richiamare il più velocemente possibile nel circuito una corrente coincidente con il segnale di riferimento. Come si vede la corrente di riferimento viene confrontata con la corrente reale e da tale confronto si ottiene un segnale d'errore che viene dato in ingresso ad un

controllore proporzionale. Come detto in precedenza esso punterà ad annullare il segnale in ingresso ovvero a richiamare nel circuito una corrente coincidente con il riferimento. Tarando opportunamente il guadagno del controllore viene migliorata la dinamica del sistema di controllo, ovvero la rapidità con cui la grandezza controllata viene portata a coincidere con il riferimento. Viene poi inserito un sistema del tipo “feed forward” per compensare le variazioni della tensione di alimentazione e quindi della tensione di uscita, che il controllore di corrente percepisce come disturbi poiché a seguito di una variazione della tensione di alimentazione varia anche il riferimento di corrente.

4.3.1 Feed Forward

Consideriamo per un attimo il regolatore di corrente. I controllori PI consentono di annullare in maniera efficace l'errore a regime solo nel caso di errore costante in ingresso, ovvero quando controllano grandezze costanti nel tempo. Nel nostro caso però il segnale di errore è variabile perché dato dalla differenza tra due grandezze oscillanti a frequenza 100Hz. In questo caso la parte integrativa introduce un ritardo e non consente di eliminare l'errore a regime ovvero di ottenere una corrente sull'induttanza coincidente con il riferimento. Nella figura sottostante viene riportato il confronto tra corrente reale e corrente di riferimento.

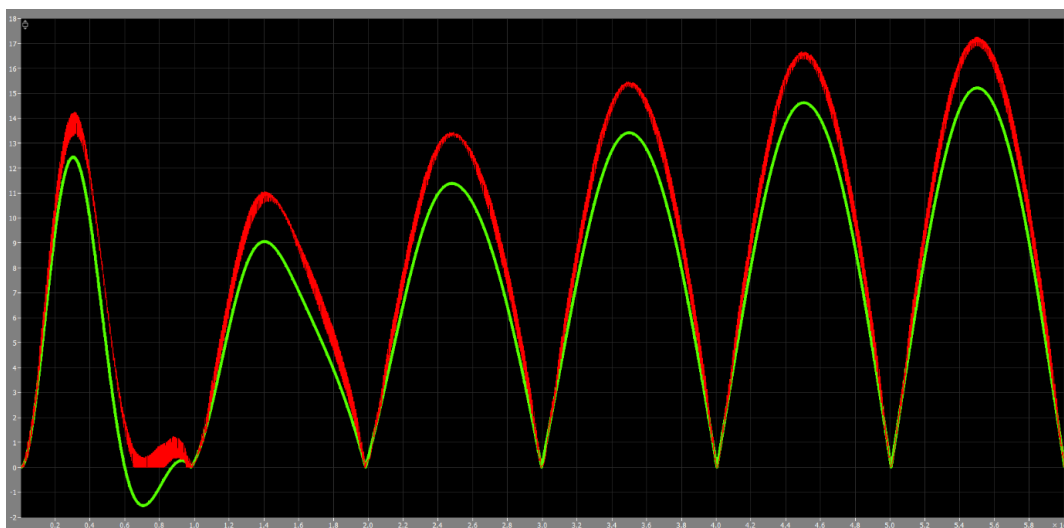
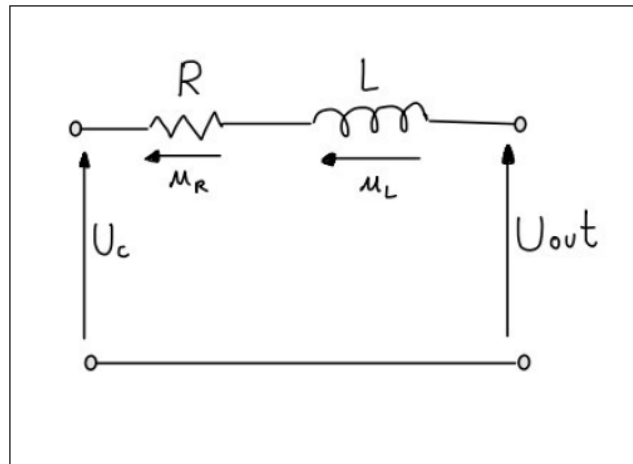


Figura 4.14: Riferimento di corrente (verde) e corrente reale nel circuito (rosso)

Come si può vedere la corrente non riesce a inseguire in maniera perfetta il riferimento e si ha un errore a regime diverso da zero. Per annullare l'errore a regime nel caso di errore variabile in ingresso al regolatore di corrente si adotta un sistema del tipo "feed forward". Il sistema feed-forward è un sistema di controllo che utilizza informazioni sul disturbo esterno, in questo caso le variazioni della tensione di alimentazione, per compensare gli effetti dello stesso sul processo controllato. Questo tipo di sistema viene utilizzato in combinazione con un sistema di controllo in retroazione per ottenere una migliore reiezione dei disturbi. In un sistema feed-forward, il segnale di controllo viene generato sulla base di una stima del disturbo. Questa stima può essere ottenuta attraverso la misurazione diretta del disturbo o attraverso l'utilizzo di modelli matematici che lo descrivono. Nel nostro caso, come già detto, il disturbo consiste nella variazione della tensione di alimentazione e la sua stima non è basata su un modello matematico, ma sulla sua misurazione diretta. La misura del disturbo viene utilizzata per generare un segnale di controllo in tempo reale che compensa completamente gli effetti del disturbo sul processo controllato. In questo tipo di sistema, il segnale di controllo feed-forward viene generato direttamente sulla base della misura del disturbo. Questo segnale viene poi sommato al segnale di controllo generato dal sistema in retroazione, in particolare al segnale di controllo generato dal regolatore di corrente, per produrre il segnale di controllo finale che viene applicato al sistema controllato. Il vantaggio del sistema di controllo feed-forward è che consente di compensare gli effetti del disturbo sul processo prima che essi influenzino la variabile di processo controllata. Ciò significa che la variabile controllata sarà mantenuta al valore desiderato, anche in presenza di disturbi esterni. Tuttavia, è importante notare che il sistema feed-forward richiede un'accurata calibrazione della misura del disturbo e una buona conoscenza del processo controllato. In sintesi, il sistema di controllo feed-forward è una tecnica molto efficace per compensare completamente gli effetti del disturbo nei sistemi di controllo in retroazione ma richiede un'accurata calibrazione della misura del disturbo. Analizziamo il principio di funzionamento di questo sistema facendo riferimento ad un circuito diverso da quello in analisi, in particolare ad un inverter a ponte monofase connesso alla rete che genera ai morsetti una tensione U_C che viene poi filtrata da un'induttanza che restituisce una tensione di uscita U_{out} sinusoidale che si vuole controllare in modo da immettere in rete una tensione costante di ampiezza e frequenza pari a quelle di rete. Il controllo della tensione di uscita avviene attraverso il controllo dell'ampiezza della corrente che percorre l'induttanza, la quale verrà fatta variare in base al variare della tensione di alimentazione del ponte monofase in modo da trasferire più o meno energia verso l'uscita e mantenere costante la tensione di

uscita. Partiamo dallo schema del circuito a valle dei morsetti dell'inverter dove circola la corrente AC che si vuole controllare per regolare la tensione di uscita U_{out} .



- u_c è la tensione generata dal convertitore e coincide con la tensione richiesta dal controllo per ottenere la corrente di riferimento sull'induttanza
- u_R è la caduta di tensione sulla resistenza di rete
- u_L è la caduta di tensione sull'induttanza di rete
- u_{out} è la tensione di uscita che deve essere mantenuta pari alla tensione di rete, per questo motivo la chiameremo u_{grid}

L'equazione che descrive il circuito è la seguente:

$$u_c - u_R - u_L - u_{grid} = 0$$

$$u_c - Ri_L - L \frac{di_L}{dt} - u_{grid} = 0$$

La tensione prodotta dal convertitore quindi risulta:

$$u_c = Ri_L + L \frac{di_L}{dt} + u_{grid}$$

L'unica parte della tensione generata dal convertitore che dipende dalla corrente è il termine $Ri_L + L \frac{di_L}{dt}$ mentre la tensione di rete ne è indipendente e può essere misurata direttamente.

Nel caso considerato il disturbo coincide proprio con le variazioni della tensione di rete e per questo motivo sommiamo la tensione di rete al segnale di controllo in uscita dal regolatore di corrente (coincidente con il termine $Ri_L + L \frac{di_L}{dt}$), in modo tale da compensare il disturbo che provoca al controllore. In tal modo il regolatore dovrà controllare solo il termine dipendente dalla corrente e non si occuperà delle variazioni della tensione di rete. Così facendo riuscirà ad agire sull'errore a regime inseguendo il riferimento in maniera pressochè perfetta. Tornando al nostro caso di interesse, il disturbo è dato dalle variazioni della tensione di alimentazione lato AC poiché a seguito di una variazione della tensione di alimentazione varia anche il riferimento di corrente quindi il regolatore di corrente percepisce tali variazioni come disturbi. Compensiamo le variazioni della tensione di alimentazione sottraendo al segnale di controllo in uscita dal regolatore di corrente un secondo segnale di controllo dato dalla tensione di alimentazione raddrizzata divisa per la tensione di uscita, in modo da avere un segnale di ampiezza paragonabile a quello in uscita dal regolatore di corrente, che mi dà informazioni sulle variazioni della tensione di alimentazione. Tale segnale è preponderante rispetto a quello in uscita dal controllore e provvede la maggior parte del segnale di controllo che verrà confrontato con l'onda triangolare per ottenere il segnale di PWM che andrà a comandare lo switch. Grazie a questo sistema il controllore non si occupa delle variazioni della tensione di alimentazione ma va solamente a compensare la caduta di tensione sull'induttanza e ciò consente di ottenere un inseguimento perfetto del riferimento e di ridurre l'errore a regime sulla corrente utilizzando un puro regolatore proporzionale. Nella figura sottostante viene riportato il confronto tra segnale di riferimento e reale andamento della corrente nel caso in cui viene attuato il sistema feed forward. Si può notare come la corrente insegue il riferimento in maniera pressochè perfetta.

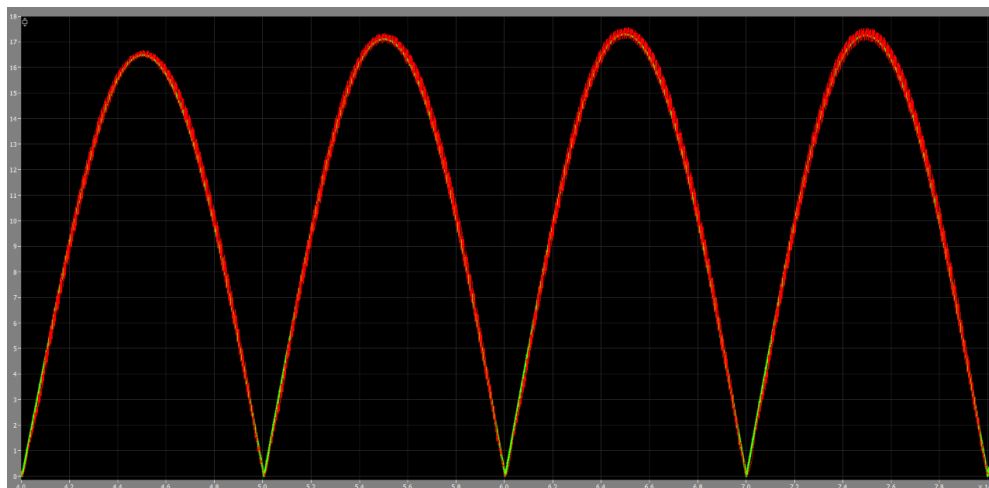


Figura 4.15: Riferimento di corrente (verde) e corrente reale nel circuito (rosso) con sistema feed forward

Il segnale di riferimento (in verde) e il reale andamento della corrente (in rosso) sono praticamente indistinguibili. Come si può notare, grazie all'utilizzo di questo sistema è possibile annullare l'errore a regime utilizzando un semplice regolatore proporzionale privo dell'azione integrale. A scopo didattico supponiamo di avere un errore nella catena di misura del disturbo che comporta la misurazione di una tensione di alimentazione distorta, di ampiezza aumentata di un 25% rispetto alla reale tensione di alimentazione, e vediamo come risponde il sistema.

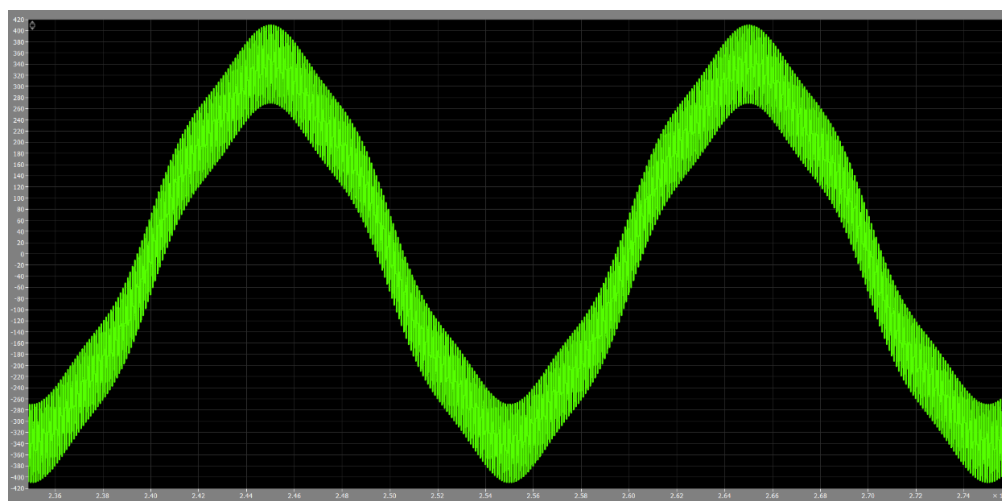


Figura 4.16: Tensione di alimentazione distorta misurata

Come previsto eventuali errori nella catena di misura vengono compensati grazie al contributo del regolatore di corrente e del sistema feed forward, infatti, come si può notare, nel caso considerato si ha un leggero incremento nell'irregolarità della forma d'onda della corrente ma un inseguimento del riferimento ancora pressochè perfetto.

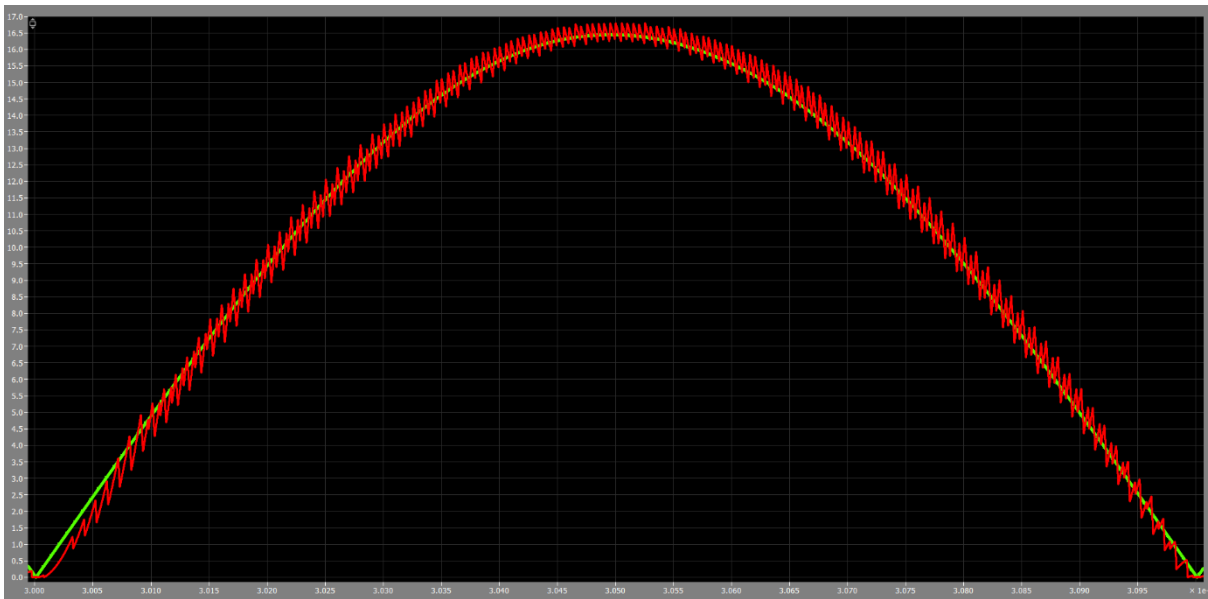


Figura 4.17: Riferimento di corrente (verde) e reale andamento della corrente (rosso)

Il sistema di controllo implementato quindi, grazie anche al sistema feed forward che è stato attuato, consente di rispettare le specifiche richieste e di fronteggiare eventuali anomalie o disturbi nella catena di misura.

Come accennato il segnale di controllo risultante viene poi confrontato con un'onda triangolare ad alta frequenza (20KHz) e da tale confronto si ottiene il segnale di PWM che va a comandare lo switch in modo da ottenere una semionda sinusoidale di corrente sull'induttanza di ampiezza tale da mantenere costante la tensione di uscita al valore di riferimento, indipendentemente dalle variazioni della tensione di alimentazione.

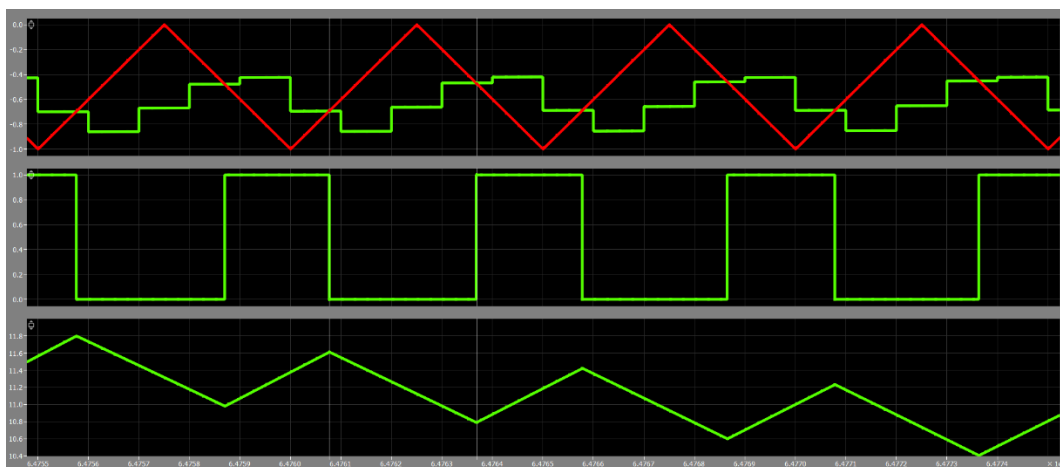


Figura 4.18: Confronto tra onda triangolare e segnale di controllo (in alto), segnale PWM risultante dal confronto che pilota l'interruttore (in mezzo) e variazione della corrente sull'induttanza con il segnale di PWM

Quando il segnale di controllo è maggiore dell'onda triangolare il segnale di PWM si porta al valore alto, lo switch viene chiuso e la corrente sull'induttanza cresce linearmente con pendenza $\frac{di_L}{dt} = \frac{V_d}{L}$. Quando il segnale di controllo è minore dell'onda triangolare il segnale di PWM è basso, lo switch viene aperto e la corrente sull'induttanza decresce linearmente con pendenza $\frac{di_L}{dt} = \frac{V_d - V_o}{L}$. Tale logica ci consente di variare la corrente sull'induttanza in modo da ottenere una semionda sinusoidale, e quindi una corrente sinusoidale alternata lato AC, tutto ciò regolando lo scambio di potenza tra ingresso e uscita mantenendo costante il valore medio della tensione di uscita al riferimento.

4.4 Taratura controllori

Analizziamo nel dettaglio com'è stata effettuata la taratura dei regolatori di corrente e di tensione in fase di progetto. Nel sistema di controllo implementato ho deciso di escludere l'azione derivativa e di adottare controllori di tipo puramente proporzionale e proporzionale integrale, questo perché il termine derivativo ha l'inconveniente di amplificare i segnali con contenuto armonico a frequenze elevate e nel nostro caso andremo a maneggiare segnali del genere. Come già visto, il sistema di controllo che ho implementato prevede l'impiego di due controllori, un controllore proporzionale integrale per l'anello di tensione e uno puramente proporzionale per l'anello di corrente. Il metodo di taratura utilizzato è chiamato metodo di "sintonizzazione manuale" ed è un approccio sperimentale basato sulla regolazione manuale dei parametri del regolatore. Si agisce sui parametri in modo da osservare il comportamento del sistema controllato e apportare eventuali correzioni finché il sistema non risponde in modo soddisfacente. Si regolano i parametri in tempo reale e si osservano risultati delle modifiche. Se il sistema non raggiunge la risposta desiderata si continuano a regolare i parametri finché non viene raggiunta. Questo metodo prevede una modifica incrementale dei parametri, iniziando ad aumentare il guadagno proporzionale K_P fino a quando si ottiene una risposta stabile. Successivamente si aggiunge un guadagno integrale K_I , sempre in modo incrementale, fino a quando si raggiunge un errore a regime accettabile. Il metodo di sintonizzazione manuale richiede pratica ed esperienza poiché si basa su un'analisi grafica della risposta del sistema controllato e bisogna essere in grado di capire quando la risposta ottenuta è soddisfacente. L'approccio sperimentale di questo metodo lo rende adatto per essere utilizzato su sistemi complessi, dove la modellizzazione matematica del sistema non è facilmente ottenibile, esattamente come nel mio caso. Il metodo prevede tre fasi principali:

- Impostazione dei parametri iniziali del controllore $\rightarrow K_P$ e K_I vengono inizialmente impostati a zero.
- Impostazione del segnale in ingresso \rightarrow viene applicato un segnale in ingresso e si osserva la risposta del sistema controllato.
- Taratura manuale dei parametri del controllore \rightarrow in base alla risposta ottenuta, i parametri del controllore vengono regolati manualmente fino a raggiungere un comportamento desiderato del sistema controllato.

Il fattore discriminante tra una risposta e l'altra, che ne ha determinato l'adeguatezza o meno, è stata l'analisi di alcuni suoi parametri, ovvero:

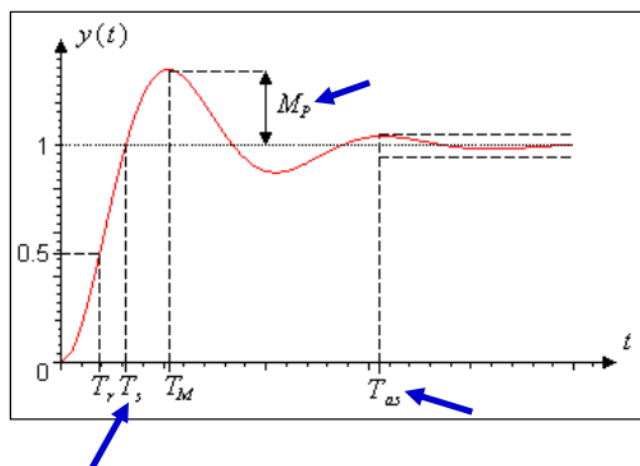


Figura 4.19: Individuazione grafica di sovraelongazione, tempo di salita e assestamento, errore a regime

- Sovraelongazione M_p : è il massimo scostamento della risposta rispetto al valore di riferimento. Una sovraelongazione elevata indica che il sistema oscilla più del necessario ed è potenzialmente instabile o mal regolato.
- Tempo di assestamento T_{as} : è il tempo oltre il quale la differenza fra valore istantaneo dell'uscita e il valore di riferimento rimane sotto un valore calcolato come percentuale del valore di riferimento stesso (ad esempio il 5% o il 2% del riferimento); superato il tempo di assestamento il sistema viene considerato a regime. Un tempo di assestamento breve indica che la risposta raggiunge rapidamente il valore di riferimento senza eccessive oscillazioni.
- Tempo di salita T_s : è il tempo necessario affinché la risposta passi dal 10 al 90% del valore di riferimento. Un tempo di salita breve indica una risposta rapida e un sistema reattivo.
- Errore a regime: è l'errore residuo una volta che la risposta raggiunge il valore di regime stazionario ed è dovuto ad una differenza tra il valore desiderato e il valore effettivo raggiunto dalla risposta. Un errore a regime nullo indica che la risposta ha raggiunto esattamente il valore desiderato. Nel mio caso l'errore a regime viene valutato in riferimento al valore medio e non al valore istantaneo della risposta perché facciamo

riferimento ad una grandezza intrinsecamente oscillante attorno ad un certo valore medio che voglio portare a coincidere con il riferimento.

L'obiettivo è quello di progettare i controllori in modo che la risposta abbia una sovraelongazione ridotta, un tempo di assestamento e di salita breve e un errore a regime nullo.

4.4.1 Regolatore di corrente

Analizziamo il dimensionamento dell'anello di controllo più interno, quindi partiamo dalla taratura del regolatore di corrente. I guadagni vengono inizialmente posti a zero e si valuta la risposta del sistema controllato ad un ingresso che in questo caso coincide con la tensione di alimentazione AC, di ampiezza 325 V, come potrebbe effettivamente essere la tensione fornita a regime dal generatore sincrono.

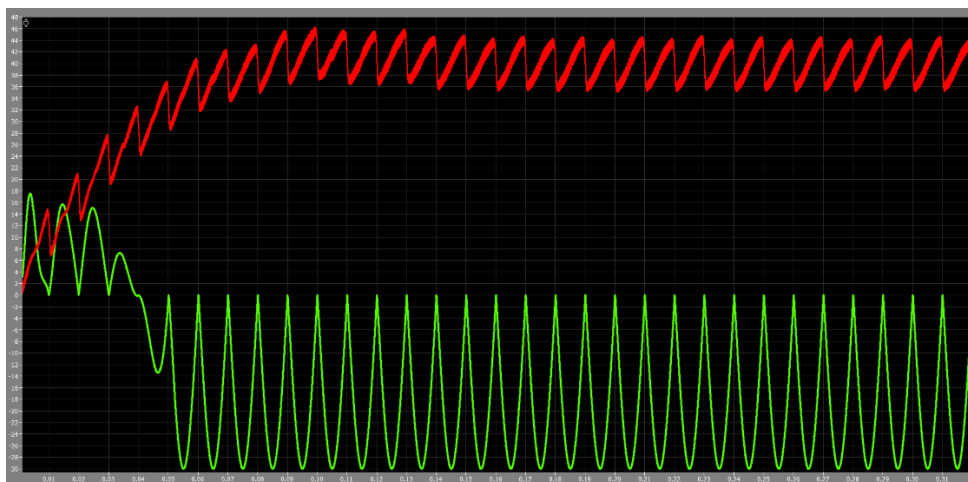


Figura 4.20: Segnale di riferimento per la corrente nell'induttanza (verde) e andamento effettivo della corrente nell'induttanza (rosso) con $K_p = 0$.

Il segnale di riferimento per la corrente sull'induttanza è riportato in verde mentre in rosso è riportato l'andamento reale della grandezza controllata. Non è difficile capire che imponendo guadagni nulli la risposta del sistema non è soddisfacente poiché si ha un inseguimento praticamente nullo del riferimento e un errore a regime eccessivo. Aumentiamo in maniera

incrementale il guadagno proporzionale e passiamo ad un K_p di 0.03. Analizziamo la risposta del sistema.

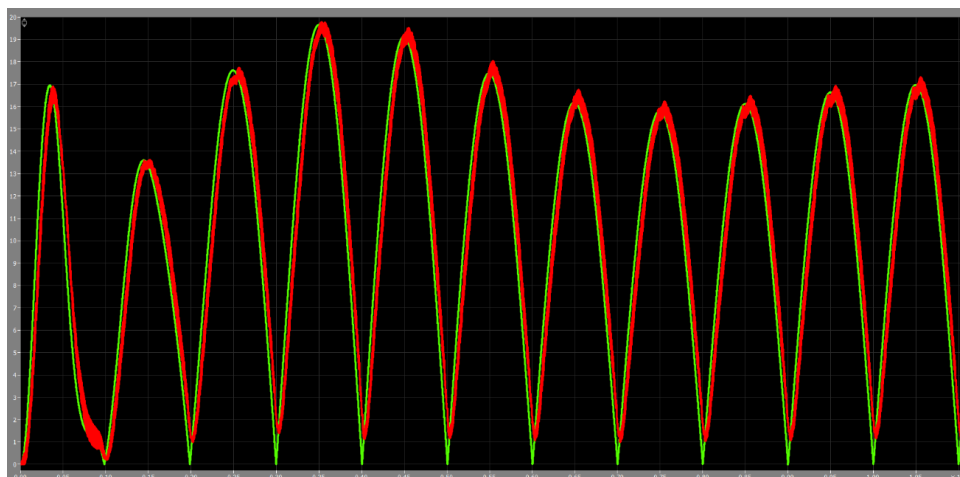


Figura 4.21: Segnale di riferimento per la corrente nell'induttanza (verde) e andamento effettivo della corrente nell'induttanza (rosso) con $K_p = 0.03$.

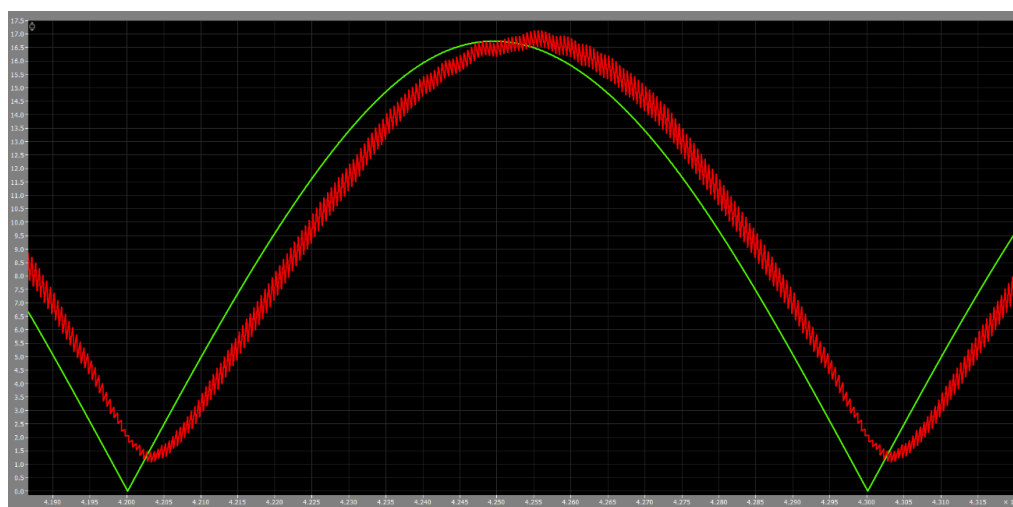


Figura 4.22: Segnale di riferimento per la corrente nell'induttanza (verde) e andamento effettivo della corrente nell'induttanza (rosso) con $K_p = 0.03$ più nel dettaglio.

Coerentemente con la teoria l'introduzione del guadagno proporzionale introduce un'azione di controllo proporzionale all'errore che migliora la dinamica del sistema e aumenta la velocità di inseguimento del riferimento. Come possiamo vedere infatti la grandezza controllata insegue il riferimento in maniera più accurata rispetto a prima, tuttavia, non si ha ancora un inseguimento

perfetto e l'errore a regime è troppo elevato perché la taratura del regolatore possa considerarsi soddisfacente. Aumentiamo ancora il guadagno proporzionale e passiamo ad un K_p di 0.5. Analizziamo nuovamente la risposta del sistema.



Figura 4.23: Segnale di riferimento per la corrente nell'induttanza (verde) e andamento effettivo della corrente nell'induttanza (rosso) con $K_p = 0.5$.

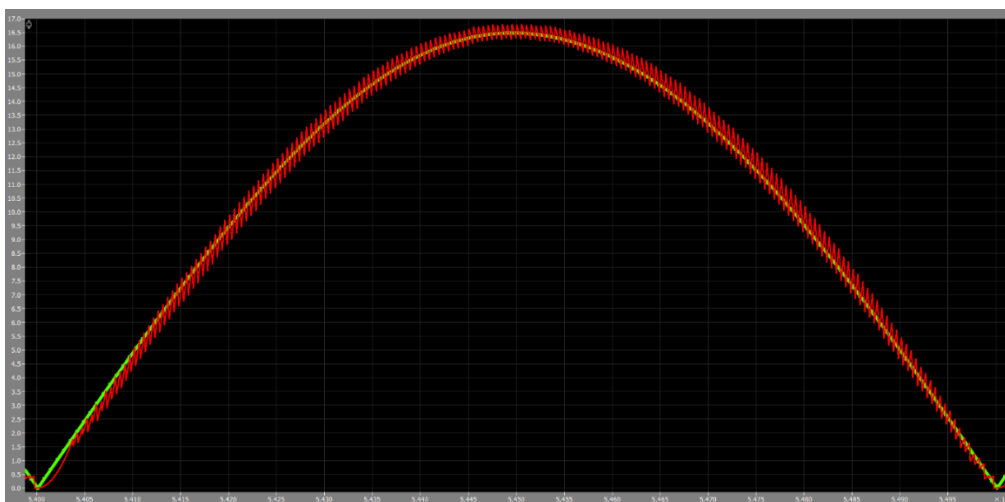


Figura 4.24: Segnale di riferimento per la corrente nell'induttanza (verde) e andamento effettivo della corrente nell'induttanza (rosso) con $K_p = 0.5$ più nel dettaglio.

Come possiamo vedere un incremento del guadagno proporzionale a 0.5 comporta un notevole miglioramento della dinamica del sistema e un inseguimento pressochè perfetto del riferimento. L'errore a regime è pressoché nullo e il tempo di assestamento è molto breve, all'incirca pari a zero, infatti la grandezza controllata si porta a coincidere con il riferimento in maniera

istantanea. Non aumentiamo oltre il guadagno proporzionale per non rischiare di introdurre oscillazioni che possono portare all'instabilità del sistema. In questo modo abbiamo raggiunto una dinamica soddisfacente e la taratura del controllore di corrente può considerarsi conclusa. Siamo riusciti ad ottenere un inseguimento pressoché perfetto del riferimento con errore a regime nullo tramite un puro regolatore proporzionale, anche grazie al contributo del sistema “feed forward” implementato. Aumentando la frequenza di switching è possibile ridurre il ripple attorno al segnale di riferimento ma non andremo ad aumentare ulteriormente f_s per evitare un incremento delle perdite di commutazione.

4.4.2 Regolatore di tensione

Analizziamo il dimensionamento dell'anello di controllo più esterno e quindi la taratura del regolatore di tensione. Viene effettuata in maniera analoga a quanto appena visto per il regolatore di corrente ovvero seguendo il metodo di “sintonizzazione manuale”. I guadagni vengono inizialmente posti a zero e si valuta la risposta del sistema controllato ad un ingresso che in questo caso coincide con la tensione di alimentazione AC, di ampiezza 325 V.

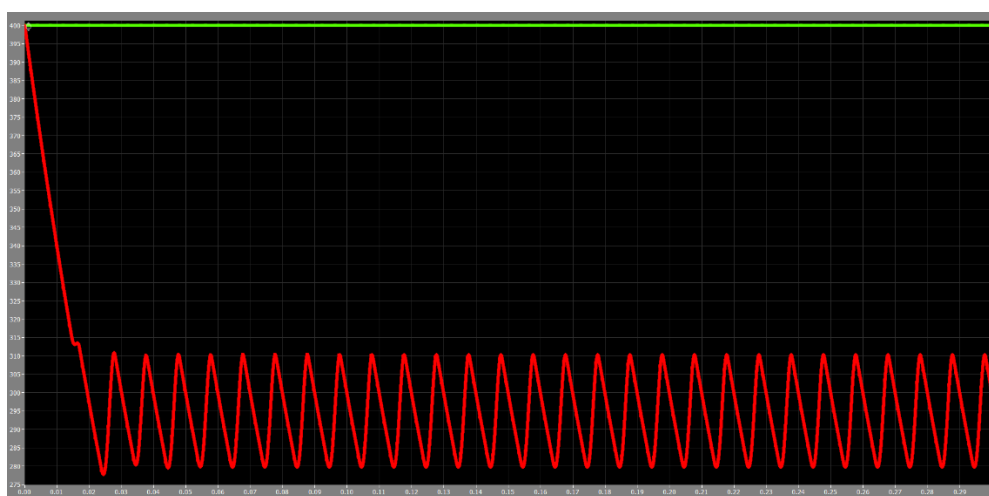


Figura 4.25: Segnale di riferimento per il valore medio della tensione di uscita (verde) e comportamento effettivo della tensione di uscita (rosso) con $K_p = 0$ and $K_I = 0$.

Il segnale di riferimento per il valore medio della tensione di uscita è riportato in verde mentre in rosso è riportato il reale andamento della grandezza controllata. Non è difficile comprendere che imponendo guadagni nulli la risposta del sistema è totalmente insoddisfacente in quanto il valore medio della grandezza controllata si scosta dal riferimento per più di 100 V e si ha un errore a regime eccessivo. Aumentiamo in maniera incrementale i guadagni e passiamo ad un K_p di 0.01 e ad un K_I di 0.7.

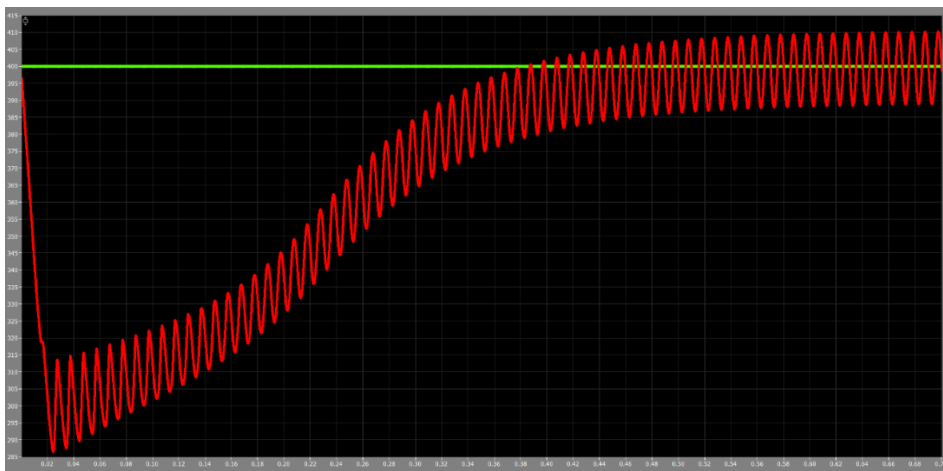


Figura 4.26: Segnale di riferimento per il valore medio della tensione di uscita (verde) e comportamento effettivo della tensione di uscita (rosso) con $K_p = 0.01$ and $K_I = 0.7$.

Coerentemente con la teoria, l'introduzione di un guadagno integrale diverso da zero comporta una diminuzione dell'errore a regime, che, come vediamo, si porta a zero in quanto il valore medio della grandezza controllata a regime si porta a coincidere con il riferimento. Il termine integrativo, infatti, tiene traccia dell'integrale dell'errore nel tempo, e contribuisce a eliminare l'errore a regime che non è stato corretto dall'azione proporzionale. Il tempo di salita, tuttavia, non è ancora soddisfacente e si vuole mantenere sotto 0.15s. Per ottenere una risposta più rapida e diminuire il tempo di salita aumentiamo ulteriormente il guadagno proporzionale e analizziamo la risposta del sistema. Incrementiamo anche il guadagno integrale per migliorare ulteriormente la precisione del controllo.



Figura 4.27: Segnale di riferimento per il valore medio della tensione di uscita (verde) e comportamento effettivo della tensione di uscita (rosso) con $K_P = 0.1$ and $K_I = 6$.

Come possiamo vedere, un incremento del guadagno proporzionale e del guadagno integrale rispettivamente a 0.1 e a 6 comportano un notevole miglioramento della dinamica e della precisione del sistema di controllo. In particolare, veniamo ad avere errore a regime nullo poichè il valore medio della grandezza controllata si porta a coincidere con il riferimento, un tempo di salita pari a 0.08s, un tempo di assestamento pari a 0.14s e sovraelongazione pressochè nulla. Non aumentiamo oltre il guadagno integrale per non rischiare un aumento dell'ampiezza delle oscillazioni e del tempo di assestamento, ovvero un peggioramento della dinamica del sistema. Settando questi guadagni la dinamica del sistema risulta ottima e otteniamo la risposta desiderata. Tramite questo metodo di taratura siamo riusciti a implementare il sistema di controllo mostrato in precedenza che consente di raggiungere gli obiettivi desiderati sia per quanto riguarda la “power quality” lato AC del convertitore monofase che per quanto riguarda il mantenimento di una tensione di uscita costante. La taratura appena presentata è stata attuata in riferimento al sistema di controllo monofase ma, una volta ottenuti i valori dei parametri, sono stati mantenuti anche nel sistema di controllo trifase perché si sono rivelati del tutto adeguati al controllo di tensione e al controllo di corrente dei tre convertitori monofase connessi in serie al DC link.

Per quanto riguarda la taratura del regolatore PI utilizzato nel loop di sincronizzazione, viene effettuata in modo del tutto analogo a quanto visto per il regolatore di tensione. Non ci soffermiamo nel dettaglio sulla taratura di tale controllore perché nel progetto trifase finale sarà omesso e verrà implementato un modo più efficace per ottenere un riferimento di corrente

isofrequenziale e in fase con la tensione di alimentazione raddrizzata, che nella successiva fase di progetto varierà in ampiezza e fase. Il metodo appena visto, infatti, ha valenza solo per la prima parte del progetto, ha puro scopo didattico e consente di ottenere un riferimento di corrente in fase e isofrequenziale con la tensione di alimentazione solo nel caso in cui essa è costante in frequenza e ampiezza. Il nostro convertitore però dovrà essere progettato per interfacciarsi con una tensione di alimentazione variabile in frequenza e ampiezza, come accade nella realtà nell'ambito della generazione da fonte eolica. Avendo puro scopo didattico e valenza ristretta esclusivamente al caso del convertitore monofase con tensione di alimentazione costante non ne affrontiamo la taratura nel dettaglio e, come detto, assumiamo che sia esattamente analoga a quanto visto per il regolatore di tensione. Tale regolatore consente di ottenere buone prestazioni settando $K_P = 0.01$ e $K_I = 0.1$.

4.5 DC BUS

Altro aspetto fondamentale per l'ottenimento di una tensione di uscita di caratteristiche ottimali è la scelta di un opportuno DC bus. Analizziamo nel dettaglio com'è stata effettuata la scelta della capacità del DC bus. Nel "Power Factor Converter" il condensatore svolge un ruolo fondamentale poiché immagazzina l'energia trasferita dall'induttanza durante la fase di off, consentendo un incremento della tensione di uscita rispetto a quella di ingresso. Inoltre, fornisce una corrente d'uscita continua, impedendo il transito di correnti ad elevata frequenza, e consente di ridurre il ripple della tensione di uscita.

$$i_C = C \frac{dV_{out}}{dt}$$

Come si nota dall'equazione soprastante, a parità di corrente un incremento di capacità riduce la variazione della tensione di uscita. La scelta della capacità è un argomento delicato perché un suo incremento comporta una riduzione sia del ripple che della caduta di tensione (e quindi un aumento dell'efficienza del convertitore) ma anche un aumento dei costi, dell'ingombro, della corrente di picco nel transistor, che può venire danneggiato, e un peggioramento della dinamica del sistema che viene rallentato nel raggiungimento del valore di regime. Per questo tipo di applicazioni monofase, in cui il convertitore è chiamato a riportare la tensione d'ingresso ad un valore prossimo a 400V, vengono adottati condensatori di capacità compresa tra 0.5 e 10mF. Nella fase di progettazione sono state svolte varie simulazioni a sistema di controllo

completato per valutare l'effetto della capacità sulle prestazioni del sistema e scegliere il valore più adatto, ne riportiamo alcune. Iniziamo valutando l'effetto che un DC bus di capacità 10mF ha sul sistema.

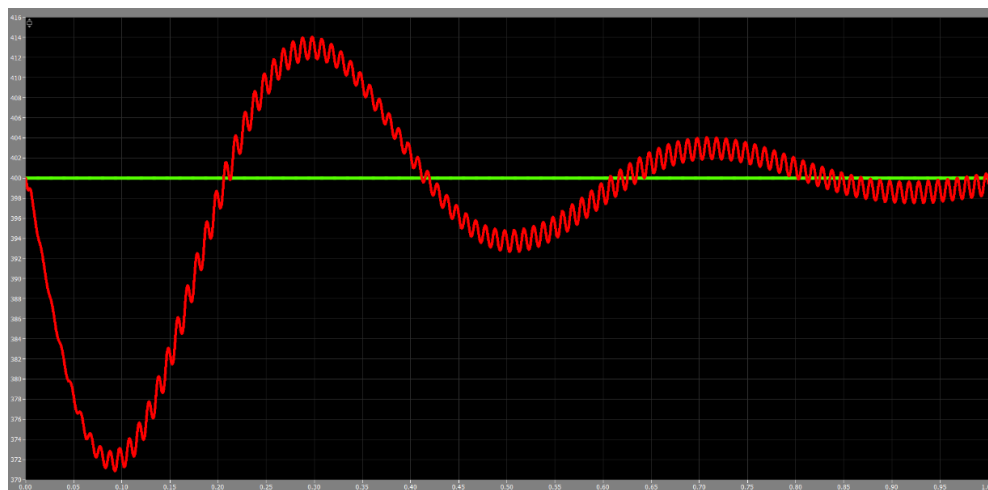


Figura 4.28: Tensione di uscita e riferimento con DC bus di capacità 10mF

Il ripple della tensione di uscita viene ridotto notevolmente infatti le oscillazioni a frequenza 100Hz attorno al valore di riferimento vengono ad avere ampiezza pari a 2V. Nonostante ciò un DC bus con questo valore di capacità non risulta soddisfacente poiché eccessivamente ingombrante, costoso, comporta un aumento del tempo di assestamento e un netto peggioramento della dinamica del sistema che dopo 1s non si è ancora stabilizzato attorno al riferimento. Valutiamo l'effetto di una diminuzione della capacità a 1mF.

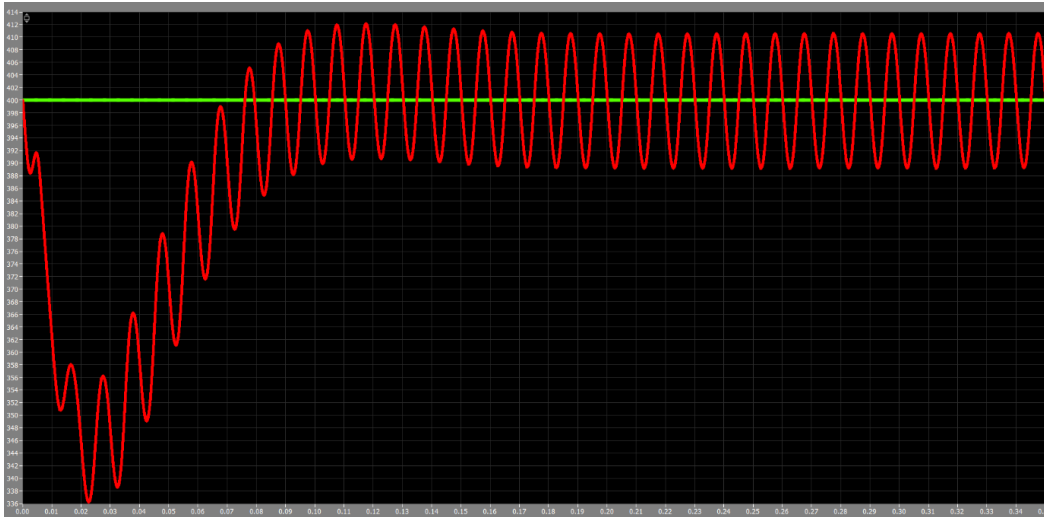


Figura 4.29: Tensione di uscita e riferimento con DC bus di capacità 1mF

In questo caso le oscillazioni della tensione di uscita vengono ad avere ampiezza pari a 10V quindi si ha un incremento del ripple ma anche una netta diminuzione del tempo di assestamento, cioè un netto miglioramento della dinamica del sistema che si assesta attorno al riferimento in meno di 0,15s. L'incremento del ripple nell'applicazione monofase non costituisce un problema poichè verrà successivamente eliminato collegando in serie i DC link dei 3 convertitori monofase che formeranno la soluzione finale, restituendo una tensione di uscita di valore medio triplicato e ripple nullo (perché le oscillazioni saranno uguali in modulo e sfasate di 120 gradi elettrici). Ciò permette quindi di adottare un DC bus di capacità ridotta, in questo caso di 1mF, che fornisce un ottimo compromesso tra prestazioni del sistema, ingombro e costo. Inoltre, il condensatore viene precaricato alla tensione di riferimento per evitare picchi iniziali nella corrente richiamata nel circuito dal sistema di controllo, che sarebbe appunto inizialmente elevata in modo da trasferire energia al DC bus il più velocemente possibile e portare la tensione di uscita a coincidere con il riferimento il più velocemente possibile.

4.6 Induttanza

Altro aspetto fondamentale per ottenere una buona dinamica e un adeguato filtraggio della corrente è la scelta di un'opportuna induttanza. Vediamo come è stato scelto il valore dell'induttanza. Nel "Power Factor Converter" l'induttanza svolge un ruolo fondamentale poiché durante la fase di on immagazzina energia fornita lato alimentazione che durante la fase di off viene ceduta al DC bus aumentando la sua tensione e rendendo possibile l'incremento della tensione di uscita rispetto a quella d'ingresso. Inoltre, l'induttanza filtra la corrente che percorre il circuito riducendo rumore e interferenze e ne riduce il ripple.

$$V_L = L \frac{di_L}{dt}$$

Come si nota dall'equazione soprastante, a parità di tensione un incremento di induttanza riduce la possibile variazione della corrente che percorre il circuito. La scelta dell'induttanza è un argomento delicato perché un suo incremento comporta sia un aumento del filtraggio, e quindi una riduzione del ripple e del rumore, che un aumento dei costi, dell'ingombro, della tensione di picco sul transistor quando viene aperto, con conseguente pericolo di rottura e un peggioramento della dinamica del sistema che viene rallentato nel raggiungimento del valore di regime perché induttanze di valore crescente consentono una variazione più lenta della corrente. Per questo tipo di applicazioni monofase, in cui il convertitore è chiamato a riportare la tensione d'ingresso ad un valore prossimo a 400V, vengono adottate induttanze di valore compreso tra 1 e 20mH. Nella fase di progettazione sono state svolte varie simulazioni a sistema di controllo completato per valutare l'effetto dell'induttanza sulle prestazioni del sistema e scegliere il valore più adatto, ne riportiamo alcune. Iniziamo valutando l'effetto che un'induttanza di valore 20mH ha sul sistema.



Figura 4.30: Corrente effettiva e riferimento con induttanza di valore 20mH

Un'induttanza di questo valore offre un filtraggio elevato e una notevole riduzione del ripple (con oscillazioni di ampiezza inferiore a 0.15A) ma non permette rapide variazioni della corrente che di conseguenza non riesce a inseguire in maniera rapida e adeguata il riferimento comportando un peggioramento nella dinamica del sistema, senza considerare l'ingombro e il costo eccessivo che un'induttanza di questo valore comporterebbe. Valutiamo l'effetto di una diminuzione dell'induttanza a 5mH.

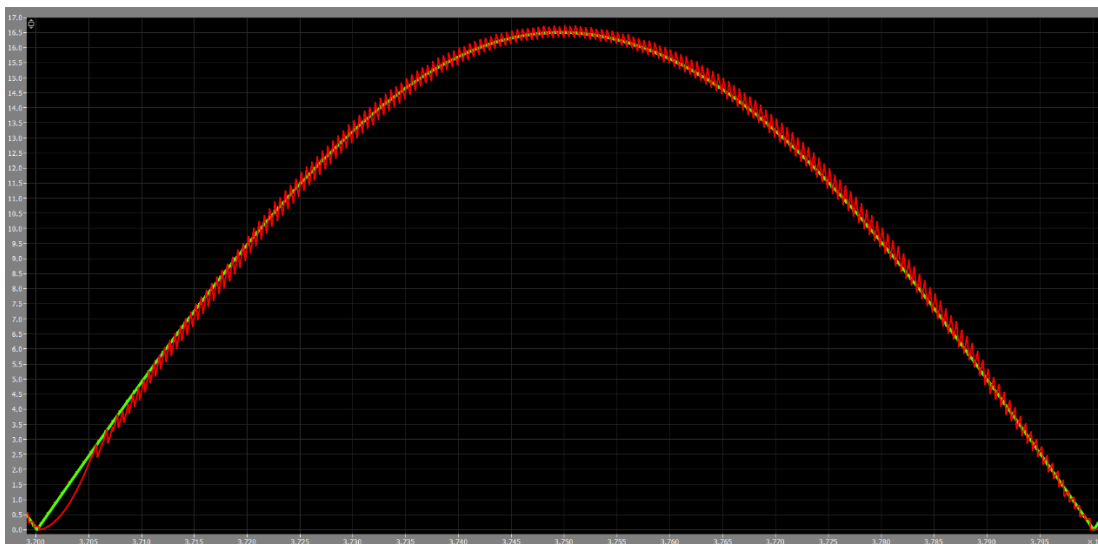


Figura 4.31: Corrente effettiva e riferimento con induttanza di valore 5mH

In questo caso l'induttanza applica un filtraggio ridotto rispetto al caso precedente e si ha un leggero incremento nel ripple della corrente ma a differenza di prima tale valore di induttanza non rallenta troppo la dinamica del sistema che riesce ad inseguire il riferimento in maniera adeguata e, considerando il costo e l'ingombro ridotto che comporta, nonostante il ripple sia leggermente superiore al caso precedente rimane entro i limiti accettabili e la soluzione trovata può essere considerata adeguata per il convertitore monofase.

4.7 Risultati finali

In figura 4.32 e 4.33 sono riportate le forme d'onda ottenute tramite il sistema di controllo implementato e i parametri scelti appena presentati.

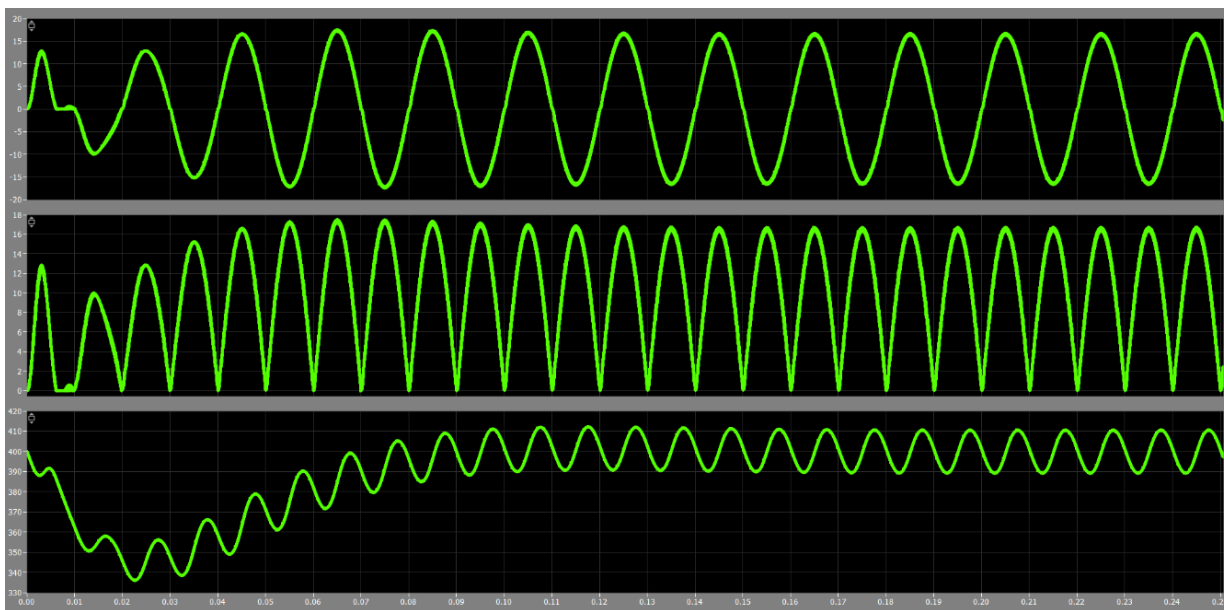


Figura 4.32: Corrente lato AC (in alto), corrente nell' induttanza (al centro) e tensione di uscita (in basso). La dinamica del sistema di controllo è molto buona e la tensione di uscita viene portata al valore di riferimento dopo circa 0,1s.

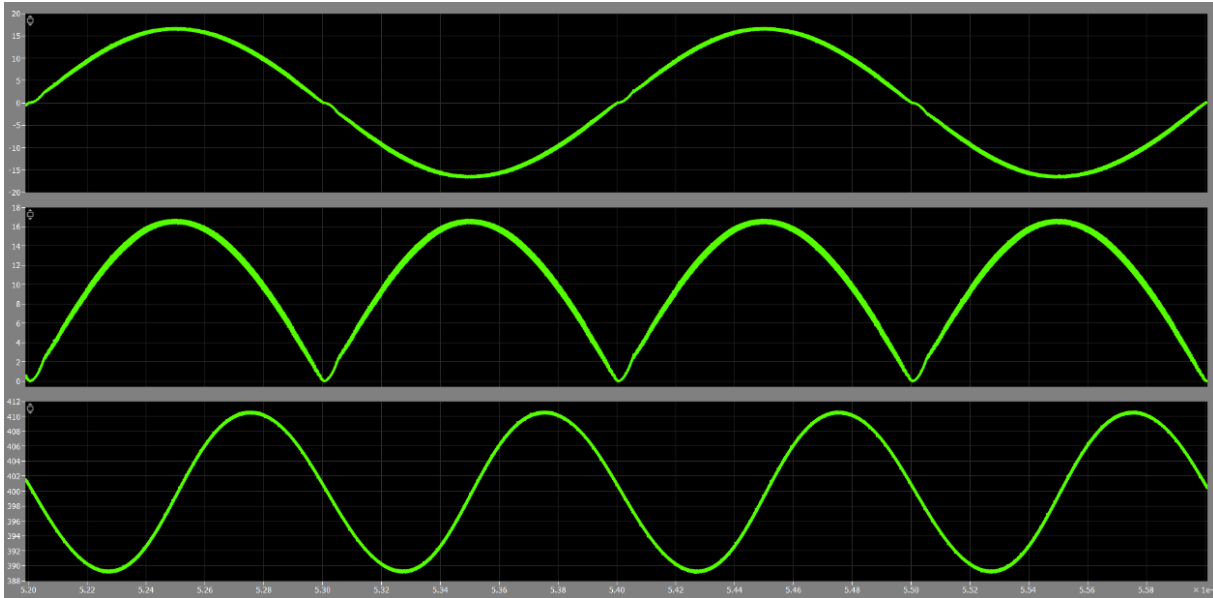


Figura 4.33: Corrente lato AC (in alto), corrente nell' induttanza (al centro) e tensione di uscita (in basso) più in dettaglio. A regime la corrente lato AC è di ottima qualità e presenta un THD molto basso, pari all'1,82%, mentre la tensione di uscita a regime oscilla tra 390 e 410V e il suo valore medio si mantiene costante al valore di riferimento (400V).

In questa prima fase di progettazione abbiamo ottenuto il risultato desiderato, cioè alimentando il convertitore con una tensione di ampiezza e frequenza costante, leggermente distorta, siamo riusciti ad ottenere una semionda sinusoidale di corrente sull'induttanza, quindi una corrente sinusoidale alternata di elevata qualità lato AC che incrementa il power factor e riduce il THD, e una tensione costante ai capi del DC bus che verrà poi passata all'inverter lato rete. Per questa prima fase di progettazione ho imposto una tensione di alimentazione costante, per analizzare come risponde il sistema di controllo e per effettuarne la progettazione passo per passo. Nella fase successiva verrà elaborato un sistema di controllo analogo che consentirà di ottenere gli stessi risultati nel caso di un funzionamento a velocità variabile ovvero nel caso in cui il generatore sincrono fornisce in ingresso al convertitore una tensione di ampiezza e frequenza variabile

5 Sistema di controllo trifase

Vediamo com'è avvenuto il passaggio dal convertitore controllato monofase al sistema trifase finale. Per prima cosa poniamo le basi per un sistema di controllo che, proprio come accade nella realtà, dovrà gestire un funzionamento a velocità variabile e quindi una tensione variabile in ingresso. Il primo step è stato ricavare tramite PLECS un modello semplificato del generatore sincrono che si è deciso di utilizzare, che verrà poi utilizzato nella prima fase del progetto del sistema trifase per alimentare tre “power factor correctors” monofase, successivamente connessi in serie al DC link.

5.1 Simulazione generatore sincrono semplificato

Come appena detto, iniziamo ad analizzare il sistema di controllo trifase elaborato per far fronte ad un funzionamento a velocità variabile. Come step introduttivo, che mi ha consentito di attuare un primo passaggio al sistema trifase, sono andato a ricavare un modello semplificato del generatore sincrono a magneti permanenti in modo da produrre tre tensioni sinusoidali di ampiezza e frequenza variabile in funzione della velocità, tramite cui siamo poi andati ad alimentare tre “power factor converters” monofase. Per ottenere il modello semplificato del generatore sono necessari i dati di base della macchina sincrona che verrà utilizzata in seguito. La scelta del generatore è stata condizionata dal supervisore polacco che mi ha indirizzato verso la macchina *EMRAX “268 High Voltage”*. È una macchina sincrona a magneti permanenti superficiali con 10 coppie polari e flusso assiale prodotto dai magneti pari a $0.1014 Vs$.

$$p = 10, \quad \lambda_M = 0.1014 Vs$$

In figura 5.1 è riportata una rappresentazione del modello ottenuto.

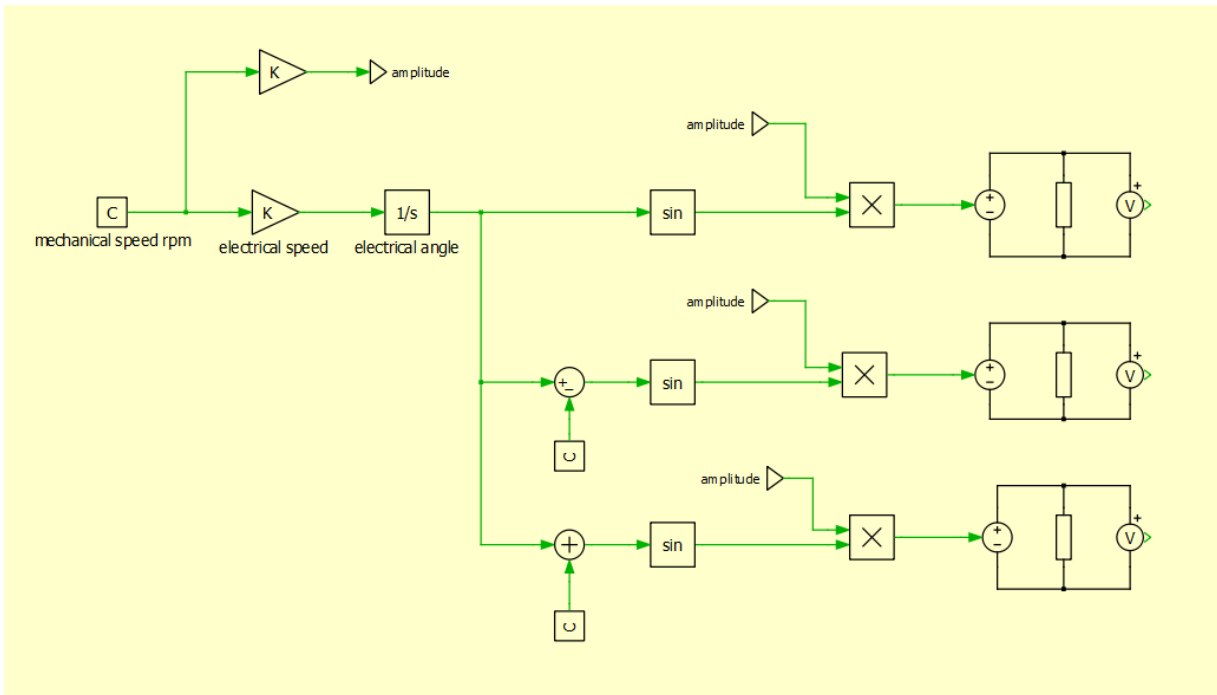


Figura 5.1: Modello PLECS semplificato del generatore sincrono utilizzato

Analizziamo com'è stato ricavato. Il punto fondamentale è ottenere frequenza e ampiezza delle stellate prodotte a vuoto dal generatore in funzione della sua velocità. Siamo partiti dalla conoscenza della velocità meccanica del generatore n in rpm, dato che potrebbe essere fornito da un sensore di velocità posto sulla macchina. Come sappiamo, l'ampiezza delle stellate prodotte a vuoto dal generatore è data da:

$$\widehat{E}_0 = \omega_M^e \lambda_M = n * \frac{2\pi p}{60} \lambda_M$$

Quindi moltiplicando la velocità meccanica in ingresso per il fattore $\frac{2\pi p}{60} \lambda_M$ otteniamo l'ampiezza delle stellate in funzione della velocità. Come si vede la velocità meccanica del generatore passa per un guadagno attraverso il quale viene moltiplicata per il fattore $\frac{2\pi p}{60} \lambda_M$ appena citato, restituendo istante per istante l'ampiezza delle stellate. Questo segnale sarà usato in seguito per decidere l'ampiezza delle tensioni prodotte dal generatore. Analizziamo ora il loop che consente di ricavare la frequenza delle stellate prodotte a vuoto in funzione della velocità. Come prima cosa, dalla velocità meccanica in rpm siamo passati alla velocità elettrica in rad/s (coincidente con la velocità di rotazione del vettore spaziale di tensione nel piano di riferimento stazionario $\alpha\beta$).

$$\omega_M^e = n * \frac{2\pi p}{60}, \quad \text{con } p = 10$$

Come si vede, infatti, la velocità meccanica del generatore passa per un guadagno attraverso il quale viene moltiplicata per il fattore $\frac{2\pi p}{60}$ restituendo la velocità elettrica del generatore. Tale velocità viene poi integrata ottenendo istante per istante la posizione elettrica ϑ_M^e del rotore in funzione della quale vengono graficate le grandezze elettriche.

$$\vartheta_M^e = \int \omega_M^e(t) dt$$

Nel dominio della frequenza l'integrazione della velocità viene operata dividendo per s . Una volta ottenuta la posizione elettrica vado a generare tre sinusoidi alternate sfasate di 120 gradi elettrici e di ampiezza unitaria di cui decido l'ampiezza tramite il segnale in uscita dal guadagno presente nel loop superiore che restituisce l'ampiezza delle stellate prodotte a vuoto in funzione della velocità (che chiamo V). Creo quindi tre segnali del tipo:

$$\begin{cases} V * \sin(\vartheta_M^e) \\ V * \sin\left(\vartheta_M^e + \frac{2}{3}\pi\right) \\ V * \sin\left(\vartheta_M^e - \frac{2}{3}\pi\right) \end{cases}$$

Per fare ciò, tramite due blocchi “constant” vado a traslare l'angolo elettrico ottenuto di $\pm \frac{2}{3}\pi$ e tramite dei blocchi “seno”, che restituiscono un'onda sinusoidale unitaria di argomento pari al segnale in ingresso, genero tre onde sinusoidali di ampiezza unitaria sfasate di 120 gradi di cui decido l'ampiezza tramite il segnale in uscita dal guadagno soprastante. In tal modo, otteniamo le stellate ideali prodotte a vuoto dal generatore, di ampiezza e frequenza variabile in funzione della sua velocità. Dando in ingresso il segnale ottenuto ad un generatore controllato esso produrrà le tensioni desiderate che vengono applicate ai capi di tre resistenze di ugual valore, misurate e visualizzate. Il risultato è riportato in figura 5.2.

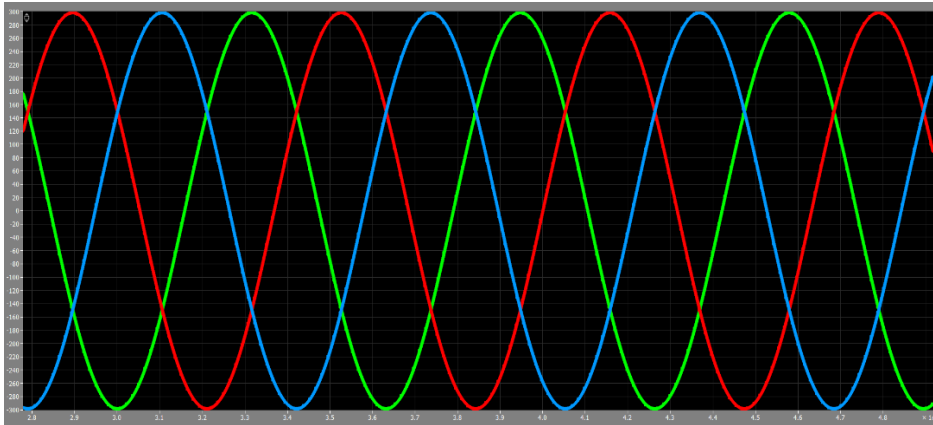


Figura 5.2: Tensioni stellate prodotte a vuoto a velocità costante

In una prima fase abbiamo dato in ingresso una velocità costante (ottenendo tre tensioni di frequenza e ampiezza costante) mentre per le prove successive, dovendo simulare un sistema a velocità variabile, abbiamo imposto una variazione lineare di velocità ottenendo tre sinusoidi alternate, sfasate di 120 gradi elettrici e di ampiezza e frequenza variabili in funzione della velocità. Imponendo un incremento lineare di velocità otteniamo tre tensioni di ampiezza e frequenza crescente come mostrato in figura 5.3.

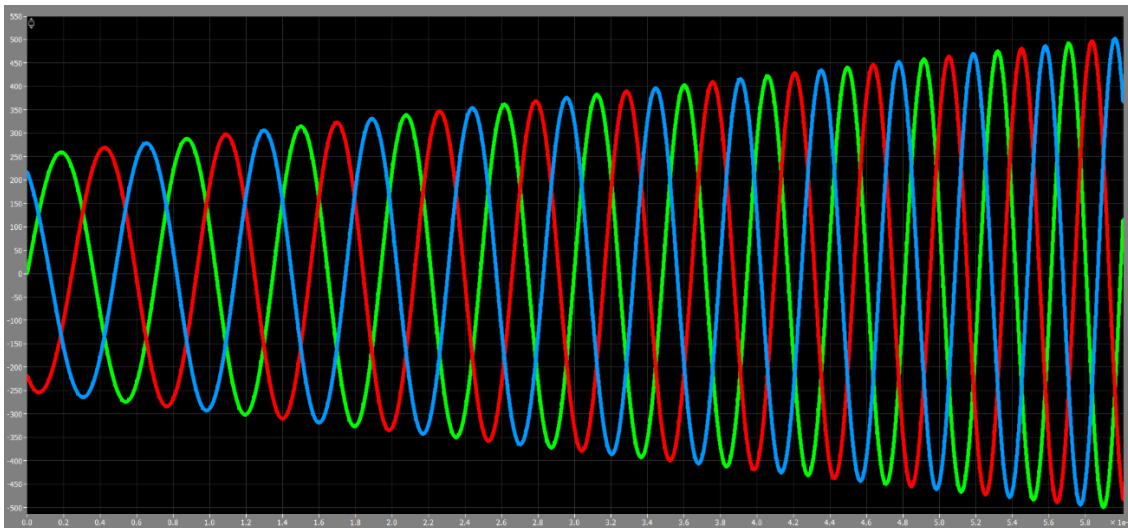


Figura 5.3: Tensioni stellate prodotte a vuoto a velocità crescente

5.2 Sistema di controllo trifase con generatore semplificato

Utilizziamo il generatore semplificato appena ottenuto per alimentare tre PFC converter monofase e vediamo come è stato implementato questo primo sistema di controllo trifase. A differenza di quanto visto per il sistema monofase andiamo a simulare un'applicazione a velocità e tensione di alimentazione variabile. Indipendentemente da ciò il risultato che si vuole ottenere è lo stesso di prima. Ciascun convertitore monofase deve essere controllato in modo da ottenere una semionda sinusoidale di corrente sull'induttanza, una corrente sinusoidale alternata lato AC, e un controllo dell'ampiezza di tale corrente, in modo che, indipendentemente dalla tensione di alimentazione, il valore medio della tensione d'uscita venga mantenuto costante al riferimento. Rispetto al caso precedente si ha una complicazione aggiuntiva dovuta al fatto che ora la frequenza della tensione di alimentazione, e quindi della tensione raddrizzata, varia. In uno scenario di questo tipo deve quindi variare anche la frequenza dello shape signal (che dev'essere sempre isofrequenziale e in fase con la tensione di alimentazione raddrizzata). Il loop di sincronizzazione implementato in precedenza però fornisce uno shape signal a frequenza costante pari a 100Hz. Il problema è stato risolto elaborando un sistema che sfrutta le proprietà del vettore spaziale delle tensioni di alimentazione. Il modulo del vettore spaziale coincide con l'ampiezza delle tensioni sinusoidali di partenza, quindi, dividendo le tensioni di alimentazione per il modulo del vettore spaziale, si ottiene sempre una sinusoide di ampiezza unitaria, indipendentemente dalle variazioni di velocità, che raddrizzata fornisce uno shape signal isofrequenziale e in fase con la tensione di alimentazione raddrizzata. Esattamente come visto per il sistema monofase, l'ampiezza dello shape signal verrà decisa dal segnale in uscita dal regolatore di tensione che punta a controllare lo scambio di potenza tra ingresso e uscita al variare della tensione di alimentazione in modo da mantenere costante la tensione di uscita al valore di riferimento. Il loop implementato per calcolare il modulo del vettore spaziale è mostrato in figura 5.4.

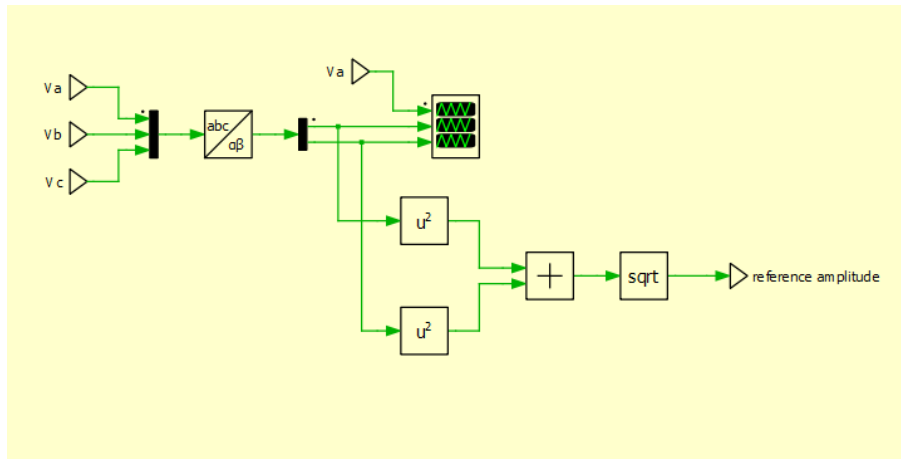


Figura 5.4: Loop per il calcolo del modulo del vettore spaziale delle tensioni di alimentazione

Si parte dalla misurazione delle tensioni di alimentazione nel sistema trifase di partenza per poi passare alle componenti del vettore spaziale di tensione nel sistema di riferimento stazionario $\alpha\beta$.

$$\bar{V}(t) = \frac{2}{3} \left(V_A(t) + V_B(t)e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_C(t)e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right) = V_\alpha(t) + jV_\beta(t)$$

$$V_\alpha(t) = R_E(\bar{V}(t)) = \frac{2}{3} \left(V_A(t) - \frac{V_B(t)}{2} - \frac{V_C(t)}{2} \right) = V_A(t), \quad \text{se } V_A(t) + V_B(t) + V_C(t) = 0$$

$$V_\beta(t) = I_{MM}(\bar{V}(t)) = \frac{2}{3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} V_B(t) - \frac{\sqrt{3}}{2} V_C(t) \right) = \frac{1}{\sqrt{3}} (V_B(t) - V_C(t))$$

Tali componenti vengono graficate per verificarne l'andamento sinusoidale e per verificare il fatto che le componenti lungo α e β del vettore spaziale siano rispettivamente in fase e in quadratura con la tensione della fase a .

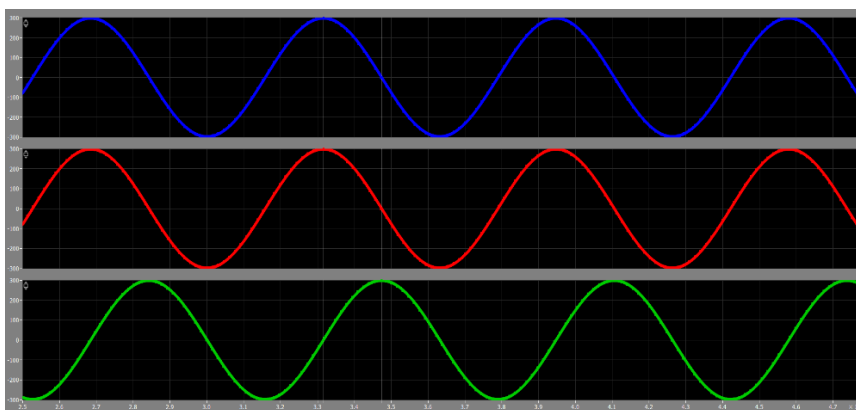


Figura 5.5: V_A (blu), V_α (rosso), V_β (verde)

Andiamo poi ad implementare il calcolo del modulo del vettore spaziale di tensione

$$|\bar{V}(t)| = \sqrt{V_{\alpha}(t)^2 + V_{\beta}(t)^2}$$

Tale calcolo viene svolto tramite i blocchi mostrati in figura 5.4 e restituisce il valore istantaneo del modulo del vettore spaziale di tensione che verrà utilizzato per implementare i sistemi di controllo dei tre convertitori monofase.

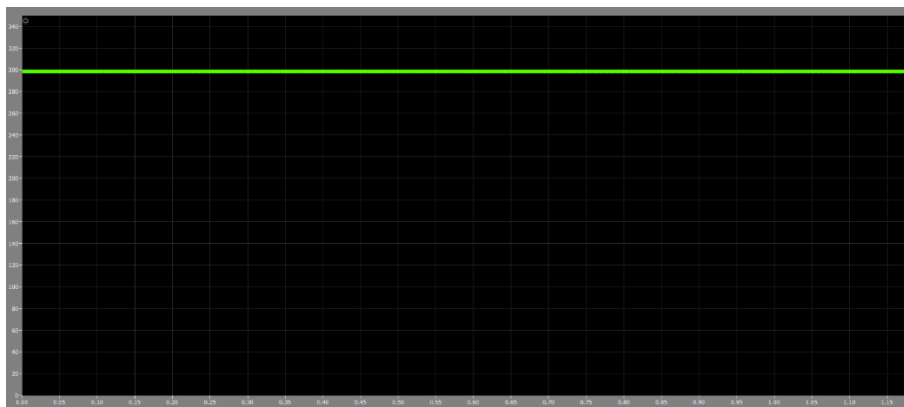


Figura 5.6: Calcolo del modulo del vettore spaziale di tensione a velocità costante (a velocità costante il modulo del vettore spaziale è costante)

Prendiamo in esame il sistema di controllo del convertitore collegato alla fase *A* del generatore, che è speculare a quello degli altri due convertitori. Facciamo riferimento alla figura 5.7.

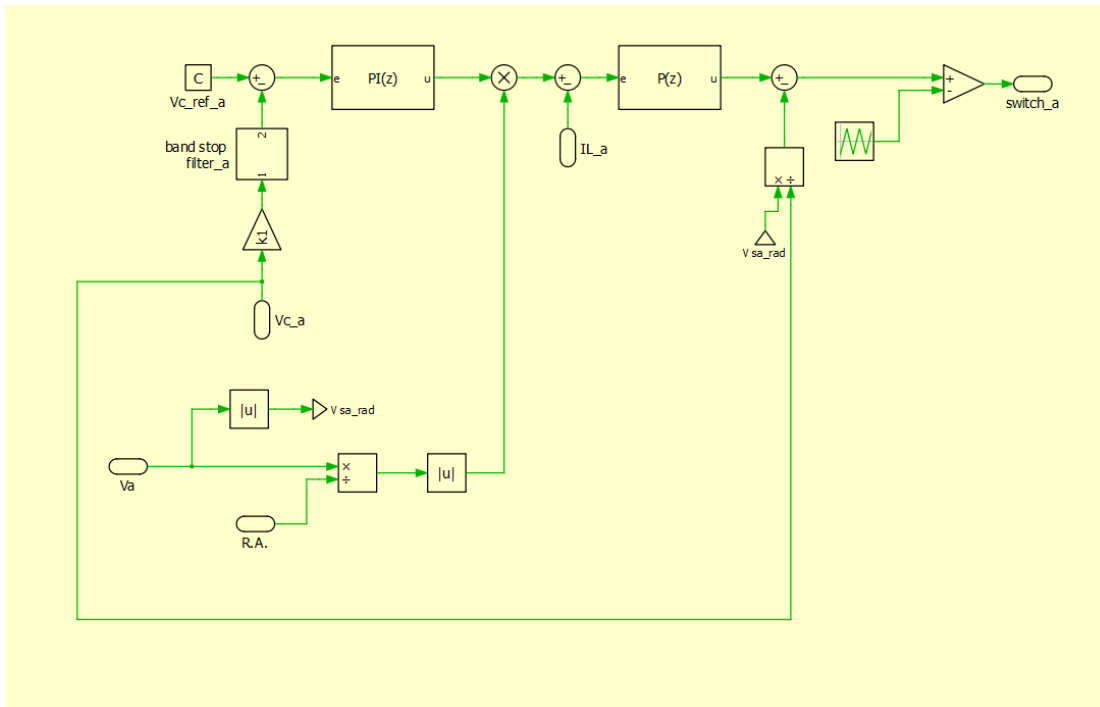


Figura 5.7: sistema di controllo del convertitore monofase collegato alla fase A del generatore

Per creare il sistema di controllo trifase vengono utilizzati tre controlli monofase identici e separati, ciascuno associato al relativo convertitore monofase. Questo perché ciascun sistema di controllo dovrà agire sullo switch del relativo convertitore in modo da soddisfare le specifiche desiderate per quel convertitore. In questa prima fase di progettazione sono stati adottati tre controlli monofase separati il cui controllo di tensione parte dalla misurazione di tre grandezze differenti ovvero le tre tensioni di uscita dei convertitori monofase. Nella successiva fase di progettazione implementeremo un sistema di controllo più performante con controllo di tensione comune che parte dalla misurazione della totale tensione ai capi dei tre DC link connessi in serie, ma ciò verrà analizzato in dettaglio più avanti. Come si può notare il sistema di controllo dei tre convertitori monofase è analogo a quello visto in precedenza, con una sola differenza nel loop di sincronizzazione. In questo caso, infatti, per ottenere uno shape signal isofrequenziale e in fase con la tensione di alimentazione raddrizzata andiamo a dividere la tensione di alimentazione per il modulo del vettore spaziale in modo da ottenere una sinusoide di ampiezza unitaria, indipendentemente dalle variazioni di velocità, che una volta raddrizzata fornisce lo shape signal desiderato.

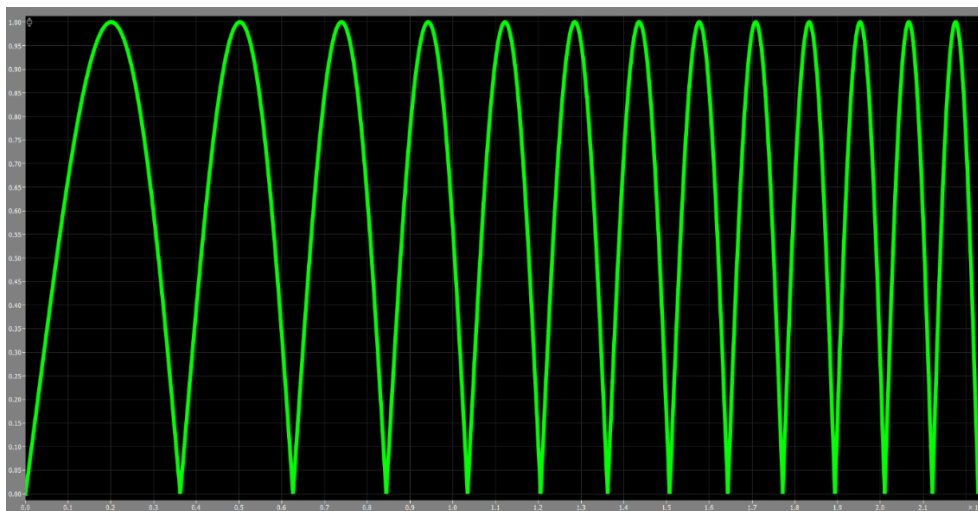


Figura 5.8: Variazione dello shape signal all'aumentare della velocità, grazie a questa logica lo shape signal ha frequenza crescente e ampiezza sempre unitaria

La restante parte del sistema di controllo funziona esattamente come già visto nel caso del sistema monofase, l'unico problema consisteva nell'estrarre uno shape signal sempre isofrequenziale e in fase con la tensione di alimentazione raddrizzata al variare della velocità. Come già detto l'ampiezza del riferimento di corrente sarà decisa dal segnale in uscita dal controllore di tensione in modo da regolare in maniera opportuna lo scambio di potenza tra ingresso e uscita al variare della tensione di alimentazione e mantenere costante il valore medio della tensione di uscita e pari al riferimento. In figura 5.9 viene mostrato il sistema di controllo trifase implementato per far fronte ad un funzionamento a velocità variabile.

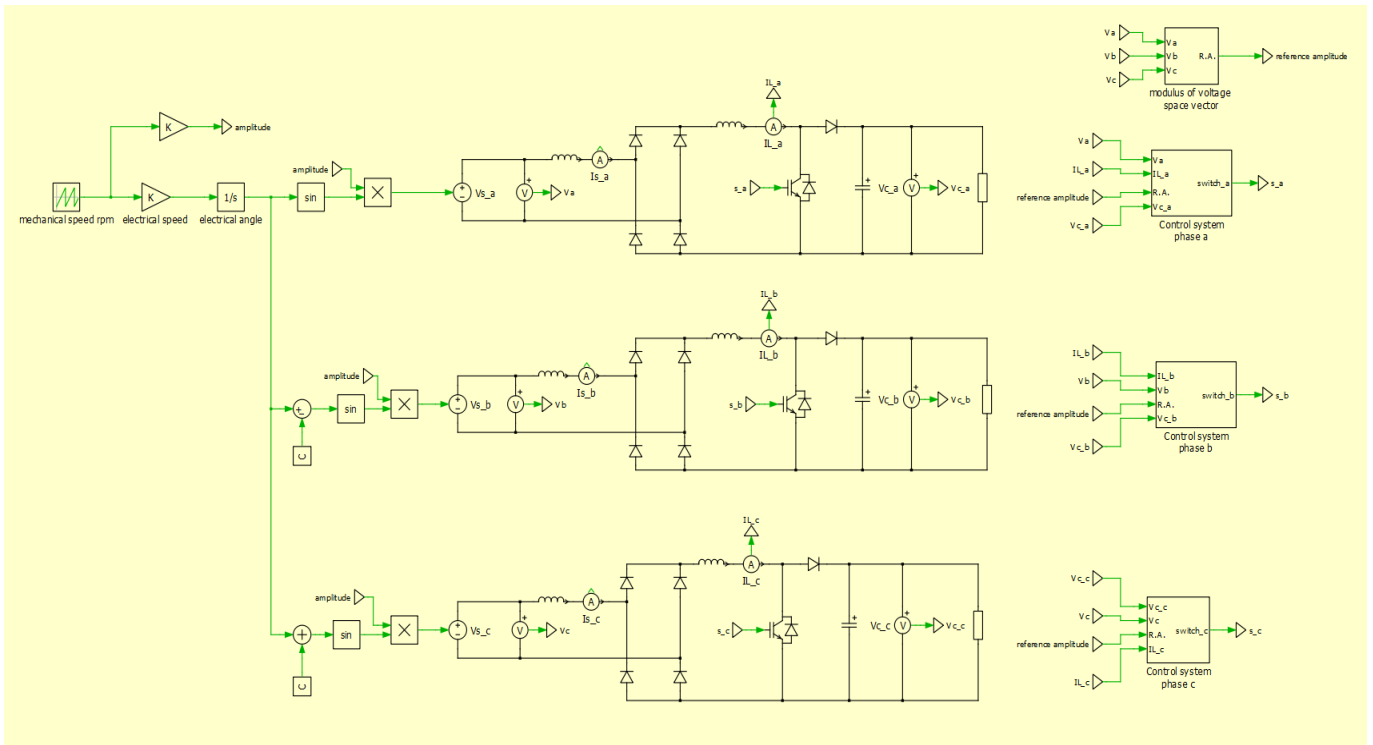


Figura 5.9: Sistema di controllo trifase implementato

Come detto i tre convertitori monofase vengono alimentati tramite il generatore sincrono semplificato ottenuto in precedenza. Nel sottosistema più in alto a destra è implementato il loop per il calcolo del modulo del vettore spaziale di tensione che viene utilizzato nei sistemi di controllo dei tre convertitori monofase, racchiusi nei tre sottosistemi sottostanti. Come primo step vediamo i risultati delle simulazioni nel caso di un funzionamento a velocità costante ovvero nel caso di un funzionamento a regime, alla velocità costante di MTTP. Facciamo riferimento alle figure 5.10 e 5.11.

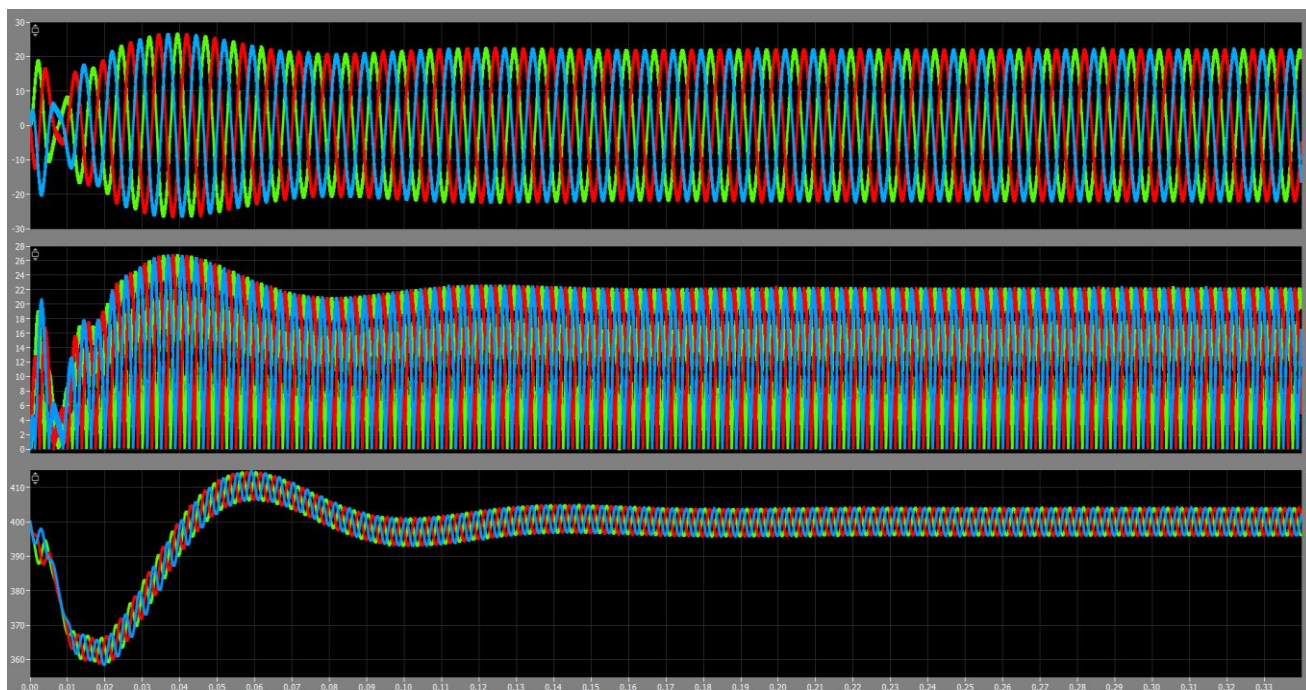


Figura 5.10: Correnti lato AC (in alto), correnti sull'induttanza (al centro), tensioni di uscita (in basso) a velocità costante

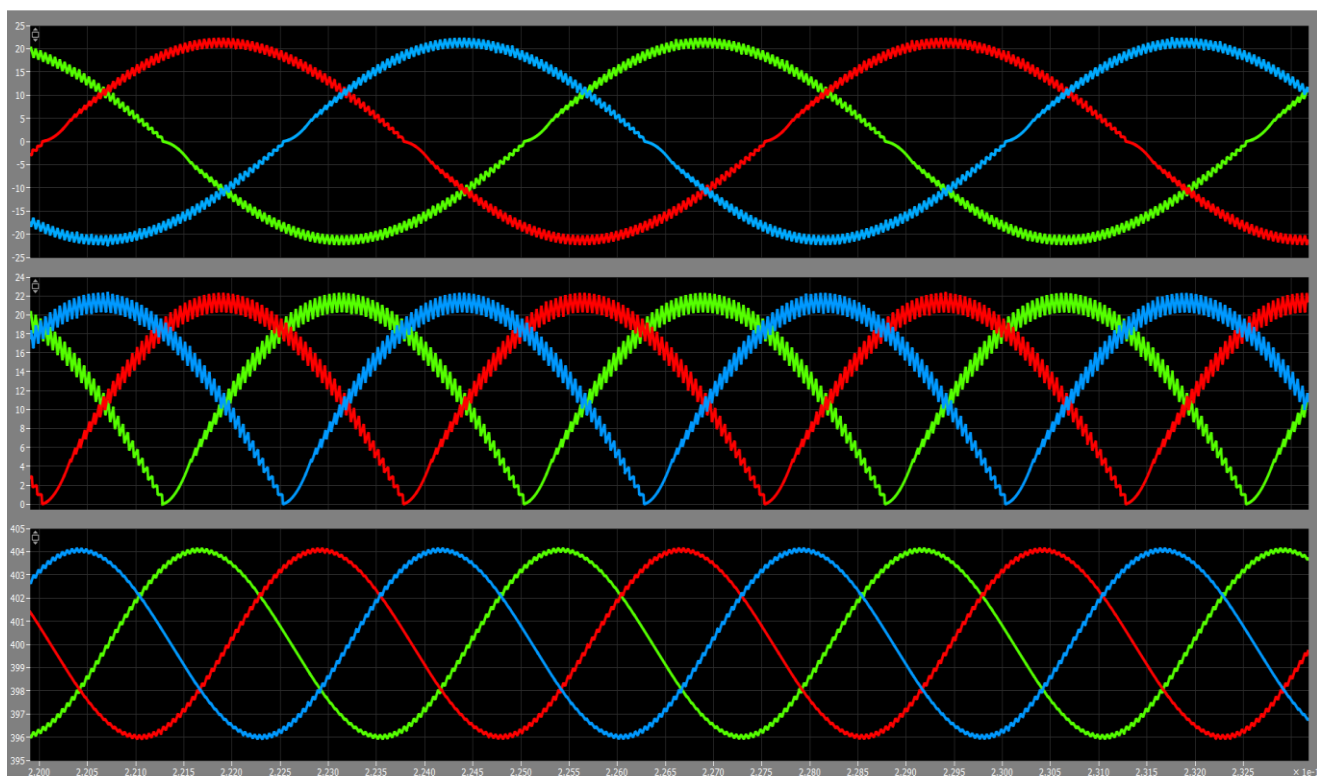


Figura 5.11: Correnti lato AC (in alto), correnti sull'induttanza (al centro), tensioni di uscita (in basso) a velocità costante a regime, più nel dettaglio

Come si può notare, alimentando i tre convertitori con tensioni alternate, uguali in modulo e sfasate di 120 gradi elettrici anche le correnti lato AC, le correnti sull'induttanza e le tensioni di uscita dei tre convertitori sono in modulo uguali e sfasate di 120 gradi elettrici. Questo perché i parametri dei tre convertitori, e i tre sistemi di controllo monofase implementati sono identici. Nel caso di funzionamento a velocità costante vengono quindi soddisfatte le specifiche richieste per i tre convertitori monofase, si ottiene una corrente alternata lato AC, in fase con la tensione di alimentazione e di ampiezza controllata in modo tale da mantenere costante il valore medio della tensione di uscita al riferimento di 400V. Vediamo cosa succede nel caso di un funzionamento a velocità variabile, che si può avere durante il transitorio attraverso il quale la turbina si porta in condizioni di MTTP.

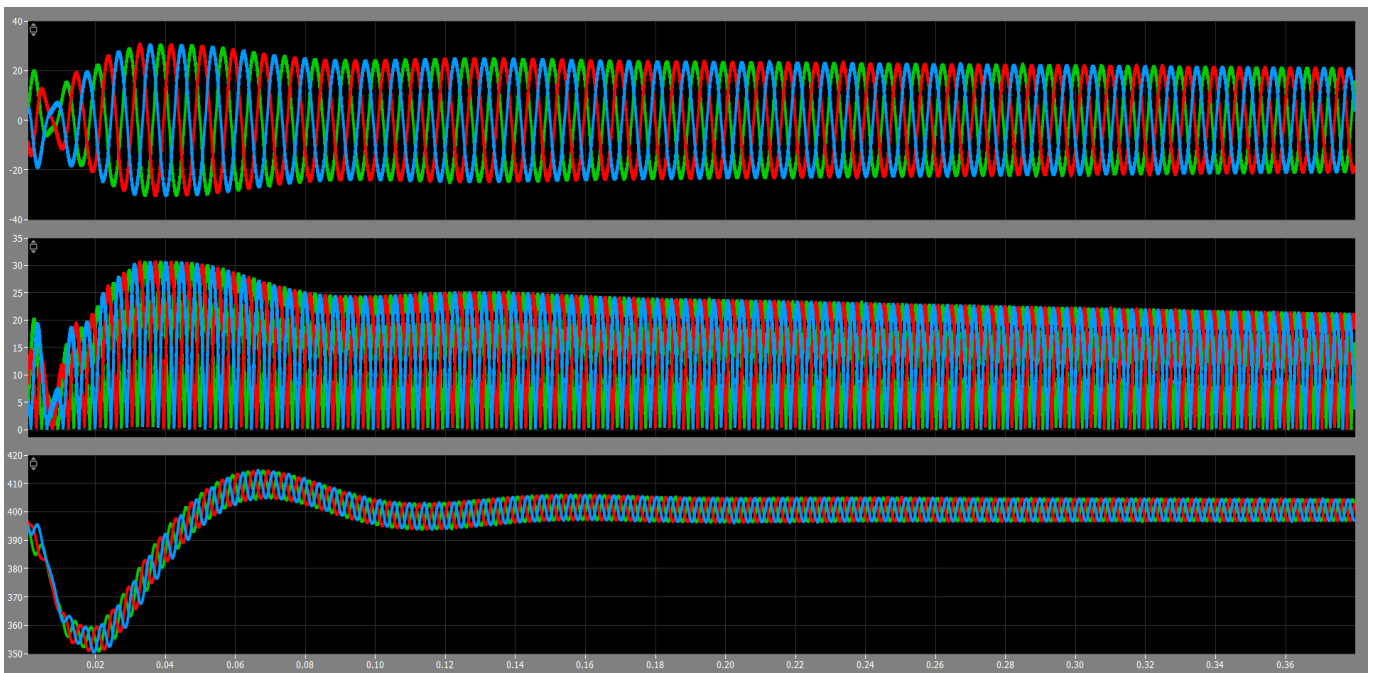


Figura 5.12: Correnti lato AC (in alto), correnti sull'induttanza (al centro), tensioni di uscita (in basso) a velocità crescente

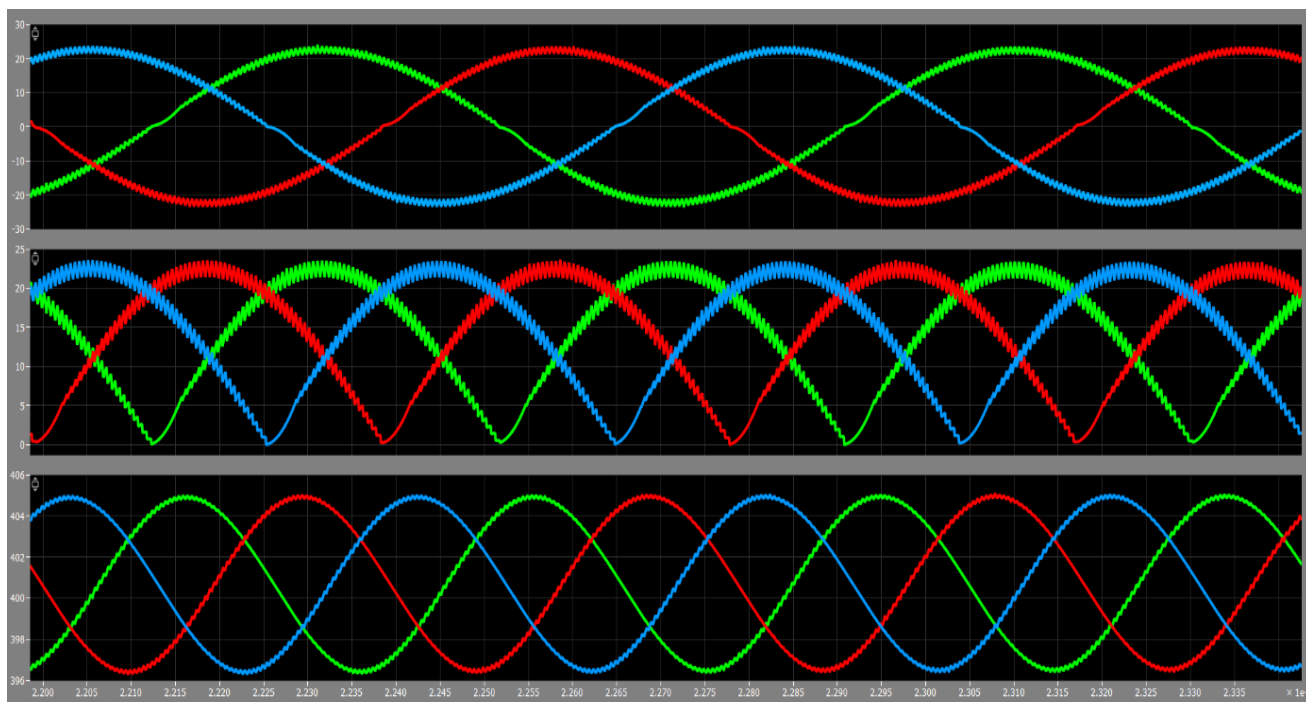


Figura 5.13: Correnti lato AC (in alto), correnti sull'induttanza (al centro), tensioni di uscita (in basso) a velocità crescente, più nel dettaglio

Si può notare come, all'aumentare della velocità, e quindi delle tensioni di alimentazione, si ha una progressiva diminuzione dell'ampiezza delle correnti sull'induttanza in modo da mantenere costanti le tensioni di uscita dei tre convertitori. In questo caso il valore medio della tensione d'uscita non coincide esattamente con il riferimento perché la tensione di alimentazione aumenta progressivamente quindi la tensione di uscita tende costantemente ad aumentare sorpassando il riferimento. Proprio grazie a questo scostamento il controllo si accorge della variazione di velocità e modifica opportunamente l'ampiezza della corrente per mantenere costante la tensione d'uscita. Un valore medio esattamente coincidente con il riferimento si ha solo a velocità costante, cioè nel caso in cui non si hanno variazioni della tensione in ingresso. Anche nel caso di funzionamento a velocità variabile, quindi, grazie alla logica presentata in precedenza vengono soddisfatte le specifiche richieste per i tre convertitori monofase, cioè al variare della velocità e della tensione di alimentazione si ottiene una corrente sinusoidale alternata lato AC, in fase con la tensione di alimentazione e di ampiezza controllata in modo tale da mantenere costante il valore medio della tensione di uscita al riferimento e fornire una tensione sempre costante all'inverter lato rete.

5.3 Sistema di controllo trifase con generatore reale

In questa successiva fase della progettazione andremo ad alimentare i tre convertitori monofase tramite un blocco PLECS che simula il generatore sincrono reale che verrà utilizzato. Vediamo come è stato implementato il sistema di controllo in questo caso. Il convertitore progettato è pensato per applicazioni ad elevata potenza ma non avendo a disposizione i dati di generatori ad elevata potenza si è fatto riferimento ad un generatore a bassa potenza di cui si conoscono i dati tecnici. Simuleremo quindi l'impiego del convertitore in un sistema a bassa potenza. I risultati ottenuti sarebbero analoghi nel caso di un'applicazione ad elevata potenza. Rispetto al caso precedente si ha una complicazione aggiuntiva dovuta al fatto che le tensioni di alimentazione fornite a carico dal generatore sono distorte a causa della caduta di tensione sulla sua impedenza interna, che risulta distorta a causa della corrente switchata lato AC che percorre gli avvolgimenti. Nonostante ciò, il risultato che si persegue è lo stesso di prima. I dati del generatore reale, che andranno inseriti nel blocco PLECS, vengono ricavati dal datasheet della macchina scelta. Come preannunciato la scelta del generatore è stata condizionata dal supervisore polacco, che mi ha indirizzato verso la macchina a bassa potenza *EMRAX "268 High Voltage."* I dati del generatore scelto sono riportati in figura 5.14.

Type	EMRAX 268 High Voltage			EMRAX 268 Medium Voltage			EMRAX 268 Low Voltage or		
Technical data									
Air cooled = AC Liquid cooled = LC Combined cooled = Air + Liquid cooled = CC	AC	LC	CC	AC	LC	CC	AC	LC	CC
Ingress protection	IP21	IP65	IP21	IP21	IP65	IP21	IP21	IP65	IP21
Cooling medium specification (Air Flow = AF; Inlet Water/glycol Flow = WF; Ambient Air = AA) If inlet WF temperature and/or AA temperature are lower, then continuous power is higher.	AF=20m /s; AA=25°C	WF=8l/min at 50°C; AA=25°C	WF=8l/min at 50°C; AA=25°C	AF=20m/s; AA=25°C	WF=8l/min at 50°C; AA=25°C	WF=8l/min at 50°C; AA=25°C	AF=20m/s; AA=25°C	WF=8l/min at 50°C; AA=25°C	WF=8l/min at 50°C; AA=25°C
Weight [kg]	20,0	20,5	20,3	20,0	20,5	20,3	20,0	20,5	20,3
Diameter ϕ / width [mm]	268/91								
Maximal battery voltage [Vdc] and full load/no load RPM	700 Vdc (3200/3800 RPM)			680 Vdc (4700/5500 RPM)			250 Vdc (4500/5500 RPM)		
Peak motor power at max RPM (few min at cold start / few seconds at hot start) [kW]	160			230			220 (at 4500 RPM load)		
Continuous motor power (at 2000-4000 RPM depends on the motor RPM) [kW]	40 - 75	40 - 80	50 - 85	40 - 80	40 - 90	50 - 110	40 - 75	40 - 80	50 - 90
Maximal rotation speed [RPM]	4500 RPM (5500 RPM peak for a few seconds) (with maximal battery voltage or magnetic field weakening)								
Maximal motor current (for 2 min if it is cooled as described in Manual) [Arms]	250			400			1000		
Continuous motor current [Arms]	125			190			500		
Maximal motor torque (for a few seconds) [Nm]				500					
Continuous motor torque [Nm]				250					
Torque / motor current [Nm/1Aph rms]	1,90			1,30			0,46		
Maximal temperature of the copper windings in the stator and max. temperature of the magnets [°C]				120					
Motor efficiency [%]				92 - 98					
Internal phase resistance at 25 °C [m Ω]	26			12,0			2,0		
Input phase wire cross-section [mm ²]	10,2			15,2			38		
Wire connection				star					
Induction in Ld/Lq [μ H] of 1 phase	292/273			126/118			17/15,9		
Controller / motor signal				sine wave					
AC voltage between two phases [Vrms/1RPM]	0,126			0,0825			0,0304		
Specific idle speed (no load RPM) [RPM/1Vdc]	5,4			8,2			22,0		
Specific load speed (depends on the controller settings) [RPM/1Vdc]	4,5 - 5,4			7 - 8,2			18 - 22,0		
Magnetic field weakening (for higher RPM at the same power and lower torque) [%]				up to 100					
Magnetic flux - axial [Vs]	0,1014			0,0664			0,0245		
Temperature sensor on the stator windings				kty 81/210					
Number of pole pairs				10					
Rotor inertia LC motor [kg*m ²]				0,0922					
Bearings (front:back) - FAG	6207:6207 (for radial forces) or 6207:7207 (for axial-radial forces; for pull mode; focusing on very high axial load, e.g. for air propeller) or 7206:3207 (for axial-radial forces; for pull-push mode, $\alpha=25^\circ$); other bearings are possible (exceptionally)								

Figura 5.14: Dati del generatore utilizzato per il progetto

Si può notare una leggerissima anisotropia in quanto induttanza di asse d e asse q sono molto vicine ma non perfettamente coincidenti. Inoltre, la velocità massima del generatore si attesta intorno ai 4500 giri al minuto, quindi, sarà necessario interporre un moltiplicatore di giri tra turbina e generatore in modo da adattare la velocità di rotazione della turbina alla velocità di rotazione richiesta dal generatore. Il sistema di controllo trifase implementato inizialmente è identico al precedente, l'unica differenza sta nel fatto che le tensioni fornite a carico dal generatore reale sono distorte e si ha un peggioramento nella qualità delle forme d'onda ottenute perché tali distorsioni si propagano nel sistema di controllo. In figura 5.15 viene mostrato il

sistema di controllo trifase implementato inizialmente per far fronte ad un funzionamento a velocità variabile.

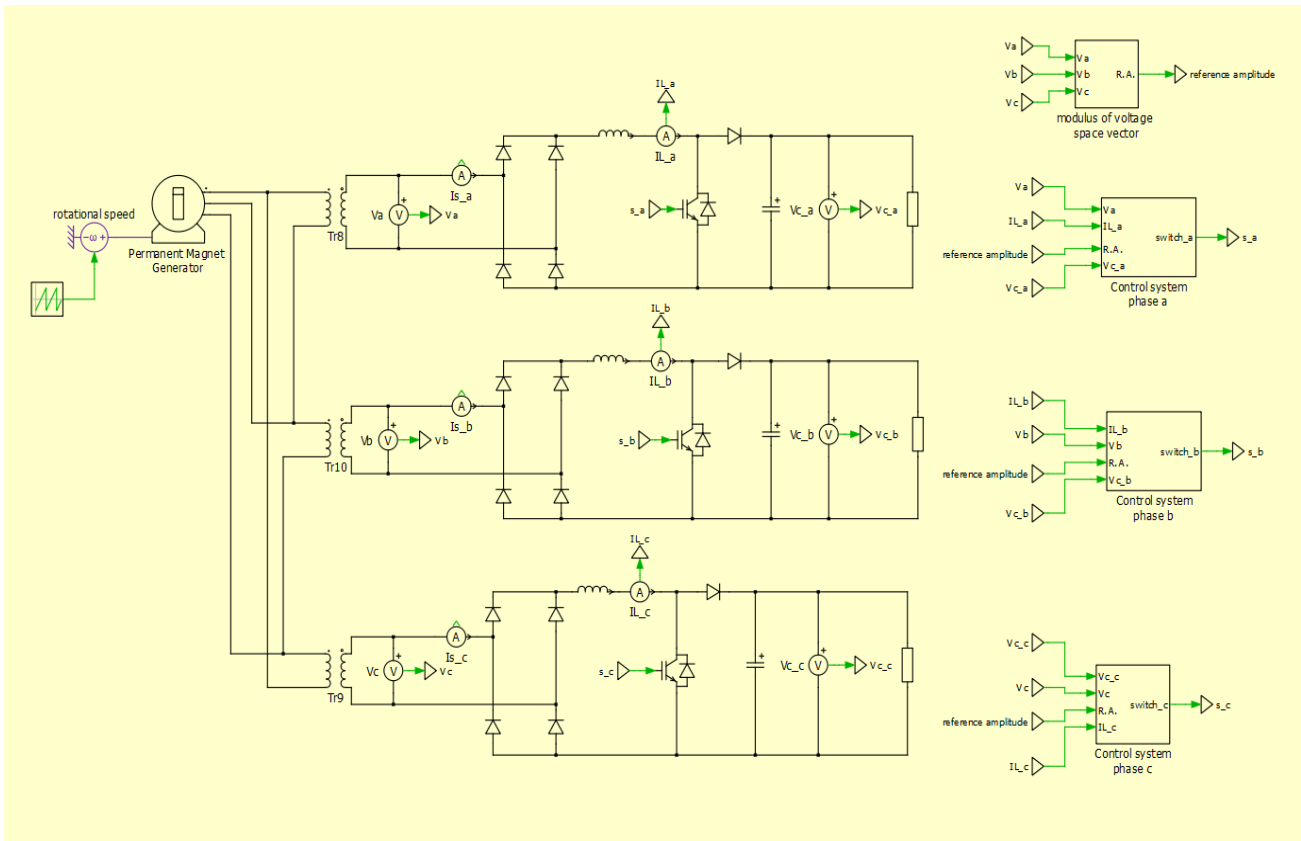


Figura 5.15: Sistema di controllo trifase inizialmente implementato

Come già detto i tre convertitori monofase vengono alimentati tramite il blocco PLECS che simula il generatore sincrono reale che verrà utilizzato in quest'applicazione, in cui ho inserito i dati mostrati nella tabella in figura 5.14. Tra il generatore e i convertitori ho interposto un trasformatore ideale. Tale trasformatore ha rapporto di trasformazione unitario e due scopi principali. Il primo è fornire isolamento galvanico tra le fasi lato AC in modo che sia possibile connettere in serie i DC link dei convertitori senza dar luogo ad un cortocircuito. Il secondo è estrarre sei morsetti di alimentazione attraverso cui alimentare i tre convertitori monofase, cioè ottenere un generatore con sei morsetti disponibili. Il trasformatore viene quindi inserito a puro scopo didattico per ottenere sei morsetti di alimentazione e ottenere isolamento tra le fasi lato AC, che nella realtà viene ottenuto adottando dei generatori sincroni "open windings" con fasi scollegate. In poche parole, si chiede al costruttore di omettere il collegamento tra le fasi nella

fase di costruzione del generatore e di fornire un generatore con sei morsetti disponibili, ricreando nella realtà la stessa situazione presente in simulazione. Siamo quindi andati a simulare la situazione reale in cui il convertitore troverà applicazione. Impostando il sistema come mostrato in figura 5.15 le tensioni di alimentazione dei tre convertitori sono le concatenate in uscita dal generatore, non più le stellate come nel caso precedente. In questo caso il funzionamento a velocità variabile viene ottenuto imponendo una variazione lineare di velocità al generatore tramite il blocco “rotational speed”. Tale blocco impone una variazione di velocità coincidente con la funzione in ingresso. In questo caso abbiamo imposto un incremento lineare di velocità da 120 a 200 rad/s. Vediamo i risultati delle simulazioni nel caso di un funzionamento a velocità variabile, che come già detto si può avere durante il transitorio attraverso il quale la turbina si porta in condizioni di MTTP.

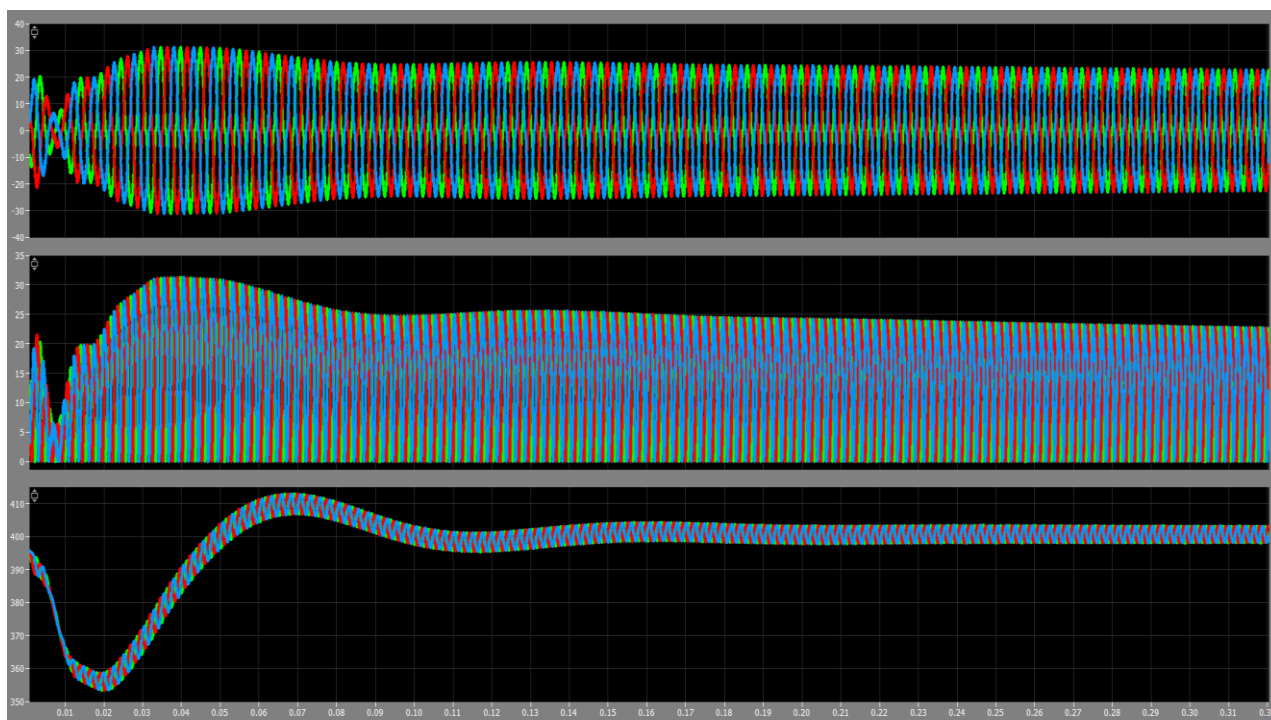


Figura 5.16: Correnti lato AC (in alto), correnti sull'induttanza (al centro), tensioni di uscita (in basso) a velocità crescente

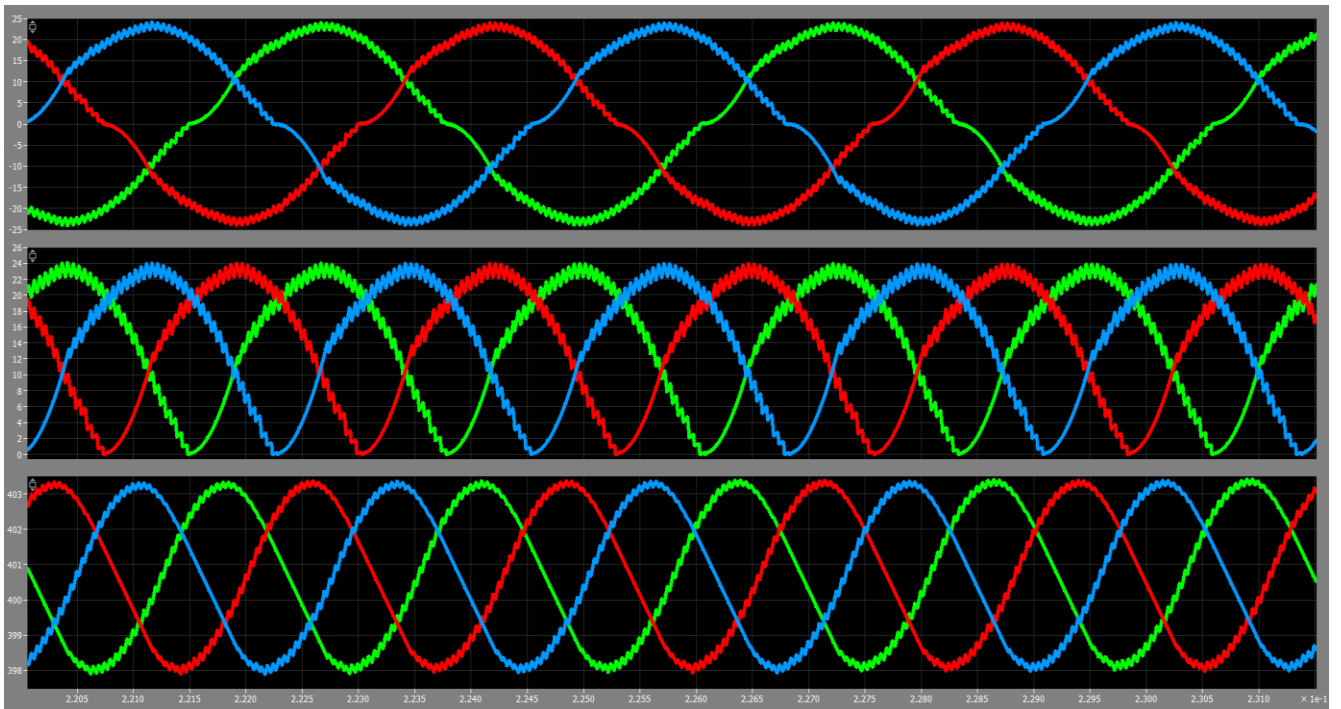


Figura 5.17: Correnti lato AC (in alto), correnti sull'induttanza (al centro), tensioni di uscita (in basso) a velocità crescente, più nel dettaglio

Come prima ho imposto un incremento lineare di velocità e l'andamento delle correnti è quello aspettato, con una graduale diminuzione di ampiezza all'aumentare della tensione di alimentazione in modo da mantenere costante la tensione di uscita. Le forme d'onda risultano peggiorate rispetto al caso precedente perché le concatenate in uscita dal generatore sincrono sono distorte a causa della caduta di tensione interna al generatore dovuta alla corrente non perfettamente sinusoidale che percorre gli avvolgimenti. Tali distorsioni si propagano nel sistema di controllo, producono un numero più elevato di segnali distorti rispetto a prima e ciò comporta un peggioramento della qualità delle forme d'onda ottenute.

5.4 Sistema di controllo trifase migliorato

Vediamo come implementare un sistema di controllo migliorato che consente di eliminare distorsioni e oscillazioni presenti nel sistema di controllo e ottenere forme d'onda di qualità superiore nel caso in cui i tre convertitori monofase vengono alimentati tramite il generatore reale. In questo caso i tre convertitori effettuano uno switching ad alta frequenza sull'induttanza interna del generatore comportando con una continua interruzione della corrente che la percorre. Come già detto il risultato è una caduta di tensione distorta che sporca le tensioni in uscita dal generatore, in maniera crescente con il modulo della corrente. Come mostrato in figura 5.18 e 5.19 ciò comporta la propagazione di una serie di distorsioni nel sistema di controllo.

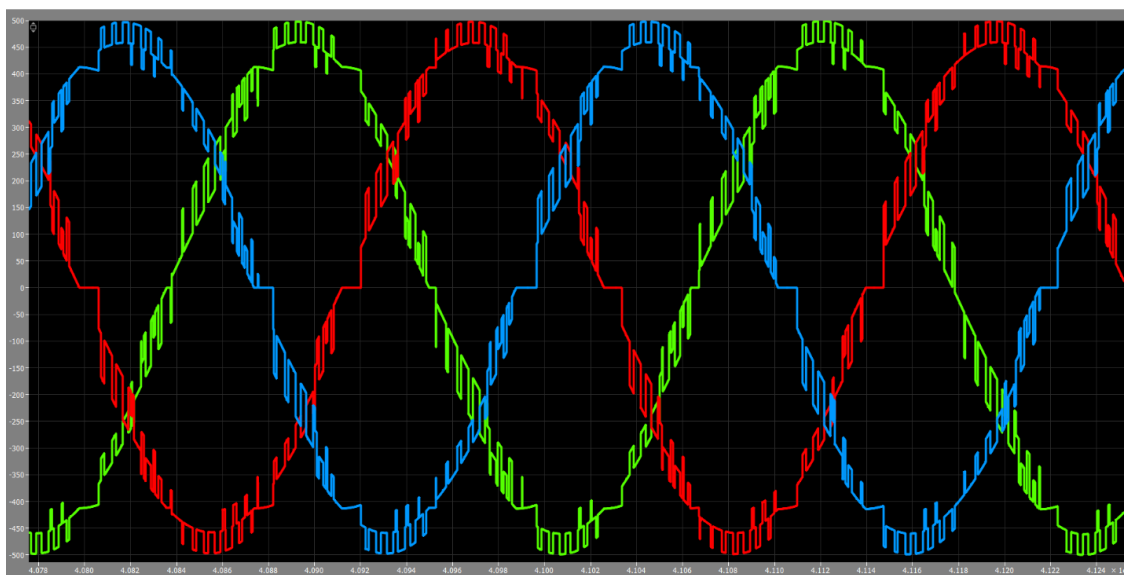


Figura 5.18: Concatenate distorte prodotte a carico dal generatore

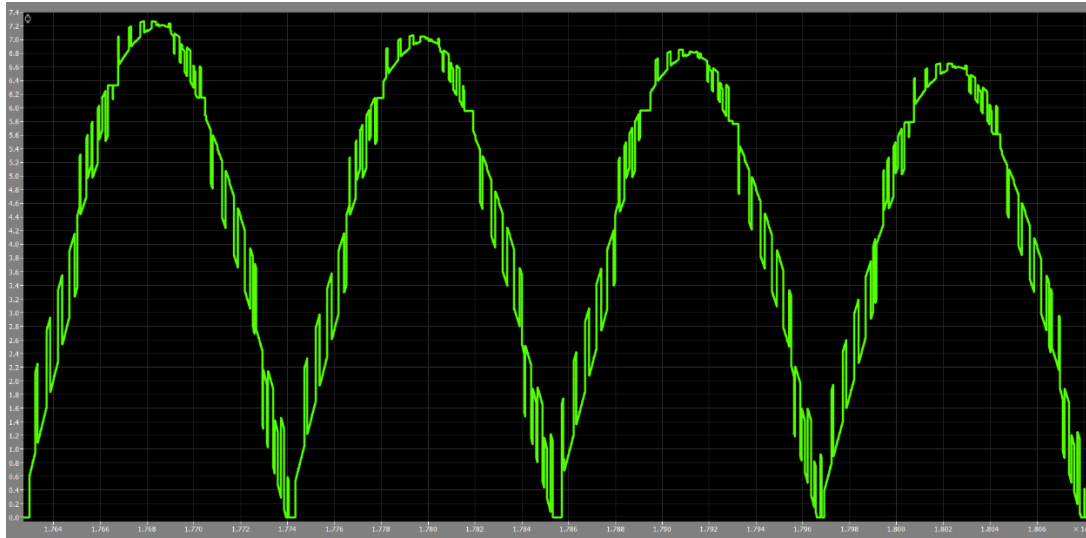


Figura 5.19: Corrente di riferimento distorta a causa dello shape signal distorto e delle oscillazioni nella sua ampiezza provenienti dal regolatore di tensione

Come primo passo implementiamo un controllo di tensione comune per i tre convertitori. Tale controllo parte dalla misurazione della totale tensione di uscita, cioè della totale tensione ai capi dei tre DC link connessi in serie, e consente di eliminare le oscillazioni ad alta frequenza nell'ampiezza della corrente di riferimento in uscita dal controllore di tensione. Come si può vedere il segnale in uscita dal regolatore presenta oscillazioni ad alta frequenza che si sommano ad uno shape signal distorto comportando una distorsione aggiuntiva nella corrente di riferimento.



Figura 5.20: Segnale che fornisce l'ampiezza della corrente di riferimento, a velocità crescente

L'ampiezza della corrente di riferimento diminuisce all'aumentare della velocità in modo da mantenere costante la tensione di uscita ma presenta oscillazioni ad alta frequenza che peggiorano la qualità del controllo. Per questo motivo viene ideato un sistema di controllo che consente di eliminare le oscillazioni e migliorare la qualità delle forme d'onda ottenute. Si parte connettendo in serie i DC link dei tre convertitori e attuando un controllo di tensione comune che parte dalla misurazione della totale tensione ai capi dei tre DC link. In tal modo il controllo di tensione dei tre convertitori parte dalla misurazione di una tensione comune priva di oscillazioni perché come mostrato in precedenza le oscillazioni presenti nelle tensioni di uscita sono uguali in modulo e sfasate di 120 gradi elettrici quindi, connettendo in serie i DC link e sommando le tre tensioni, le oscillazioni si annullano e il valore medio triplica. Dal momento che l'altra parte del sistema di interfaccia con la rete sarà costituita da un inverter trifase che riceverà in ingresso la totale tensione continua d'uscita, sostituisco i tre carichi monofase in serie con un carico trifase di valore triplicato ai cui capi sarà applicata la totale tensione di uscita che, come appena visto, sarà priva di oscillazioni.

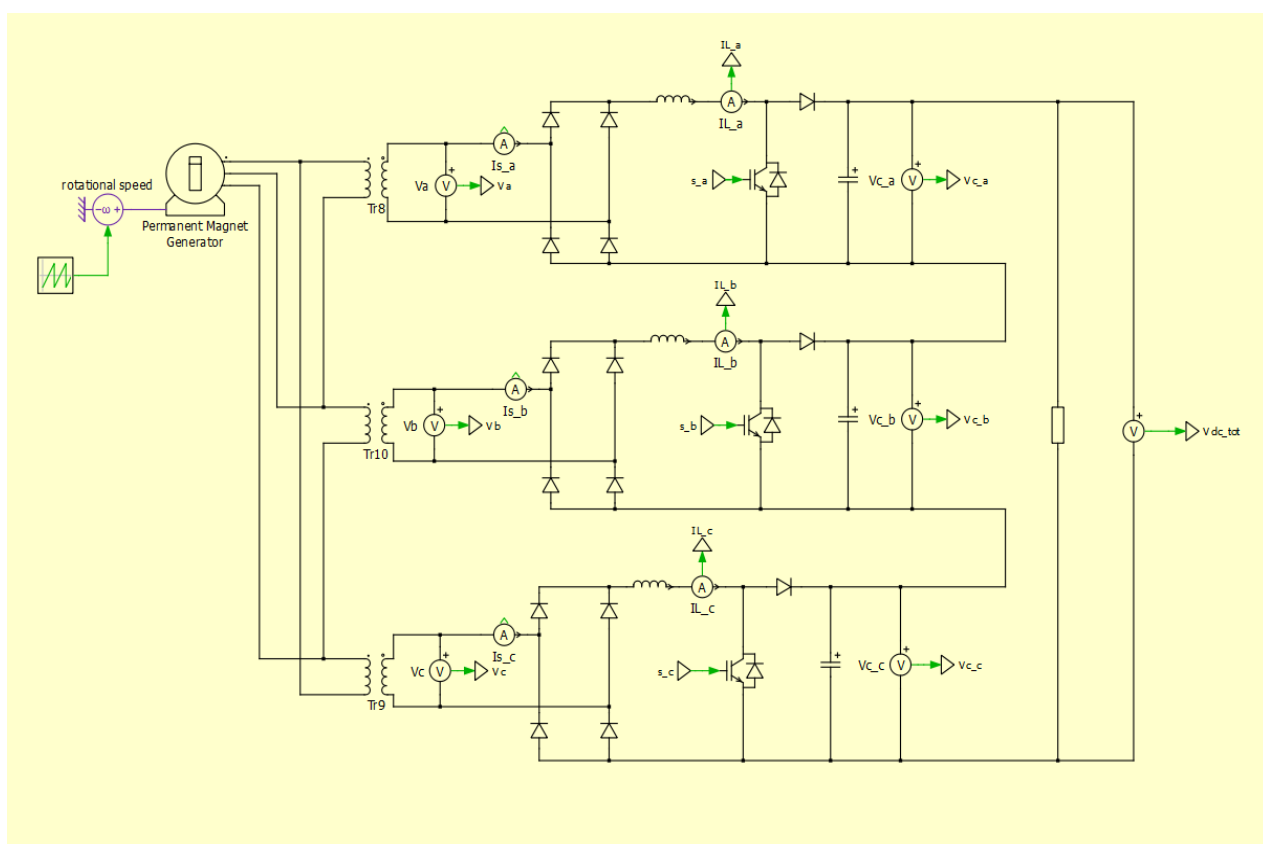


Figura 5.21: Nuova configurazione del sistema trifase con i tre convertitori connessi in serie al DC link

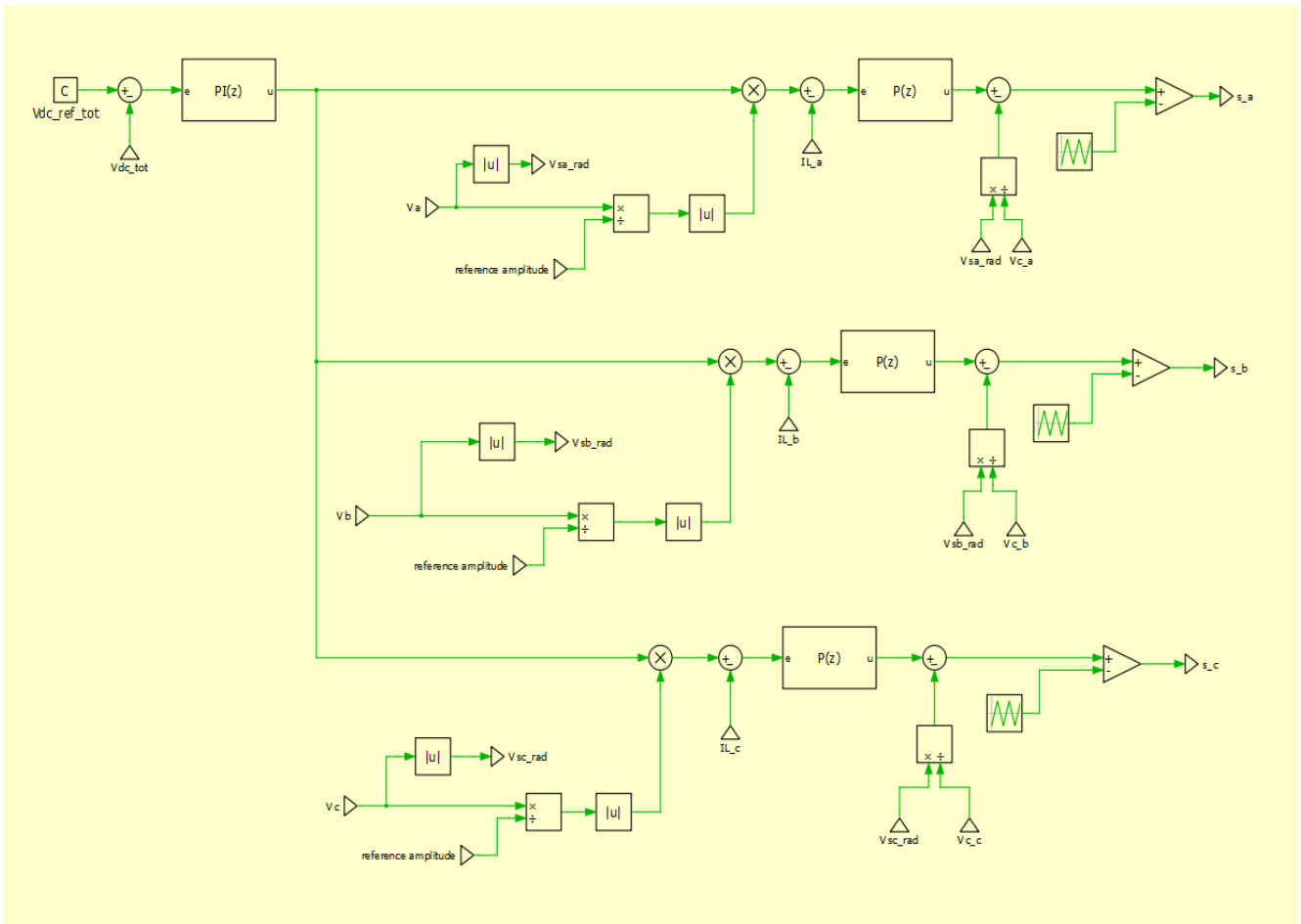


Figura 5.22: Nuovo sistema di controllo implementato con controllo di tensione comune

Abbiamo quindi un controllo di tensione comune che parte dalla misurazione della totale tensione di uscita. Dal momento che tale tensione coincide con la somma dei valori medi delle tre tensioni d'uscita il nuovo valore di riferimento risulta triplicato. Confrontandolo con la tensione misurata otteniamo un errore che va in ingresso al regolatore di tensione (tarato esattamente come i regolatori di tensione adoperati in precedenza) che restituisce l'ampiezza comune della corrente di riferimento che deve essere richiamata in ciascun convertitore per mantenere costante la totale tensione di uscita. La restante parte del sistema di controllo è coincidente a quella vista in precedenza. Tramite questo controllo otterremo quindi tre correnti di riferimento di pari ampiezza, sfasate di 120 gradi elettrici come i rispettivi shape signal, che sono in fase con le rispettive tensioni di alimentazione raddrizzate. Il controllo di tensione parte quindi dalla misurazione di una tensione priva di oscillazioni e, come si può vedere in figura 5.23, anche l'ampiezza della corrente di riferimento risulta priva di oscillazioni.



Figura 5.23: Ampiezza della corrente di riferimento ottenuta con il nuovo sistema di controllo, a velocità crescente.

Esattamente come prima l'ampiezza della corrente di riferimento diminuisce all'aumentare della velocità. Tramite il nuovo sistema di controllo implementato sono quindi riuscito a eliminare la componente oscillante nell'ampiezza della corrente di riferimento. Come possiamo notare in figura 5.25, si ottiene un leggero miglioramento delle forme d'onda, nonostante un leggero spike nel punto di attraversamento dello zero delle correnti AC.

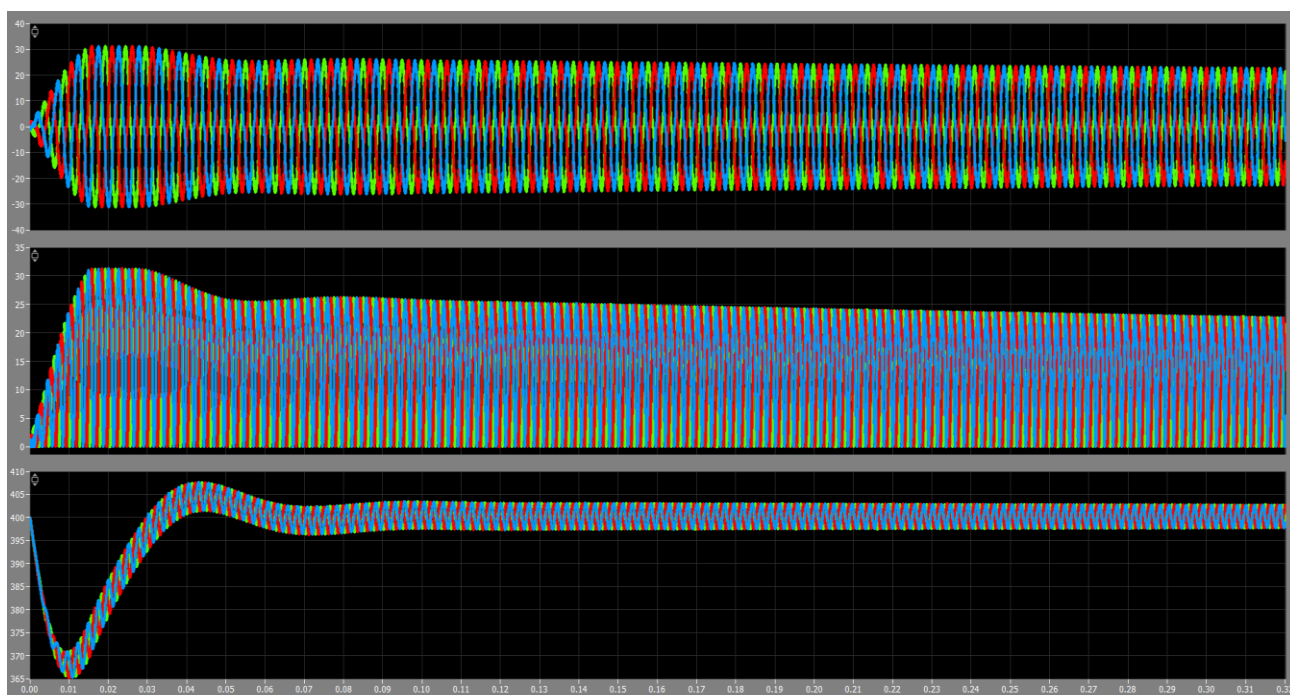


Figura 5.24: Correnti lato AC (in alto), correnti sull'induttanza (al centro), tensioni di uscita (in basso) a velocità crescente

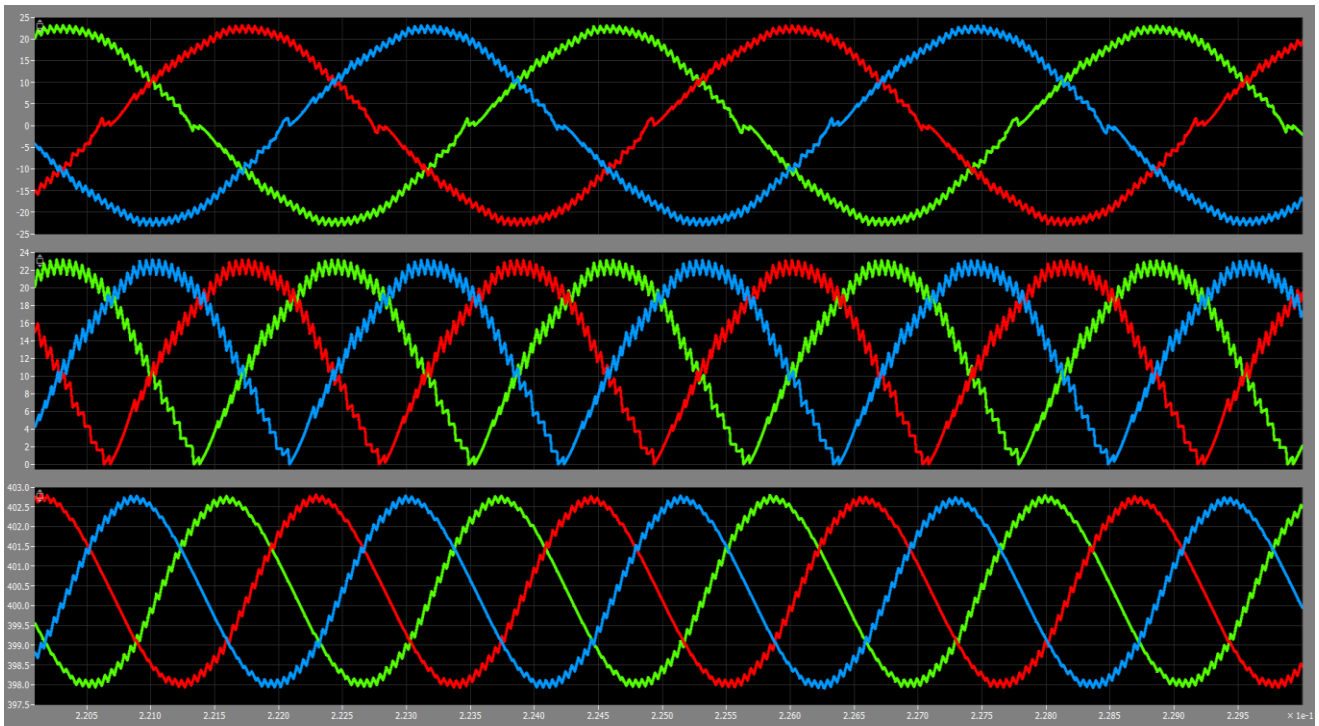


Figura 5.25: Correnti lato AC (in alto), correnti sull'induttanza (al centro) e tensioni di uscita (in basso) a velocità crescente, più in dettaglio

Ora vediamo come migliorare ulteriormente la qualità del controllo. Il primo obiettivo che mi sono posto è stato eliminare le distorsioni nello shape signal e quindi nella corrente di riferimento. Per fare ciò, all'interno del sistema di controllo sostituiamo le reali tensioni di alimentazione distorte applicate dal generatore con delle tensioni equivalenti perfettamente sinusoidali ottenute a partire dalla posizione e dalla velocità rotorica. Il nuovo sistema di controllo si baserà quindi su delle tensioni equivalenti e non più sulle tensioni di alimentazione reali, che, come sappiamo, immettono una serie di distorsioni all'interno del sistema di controllo. Vediamo come ottenere queste tensioni equivalenti.

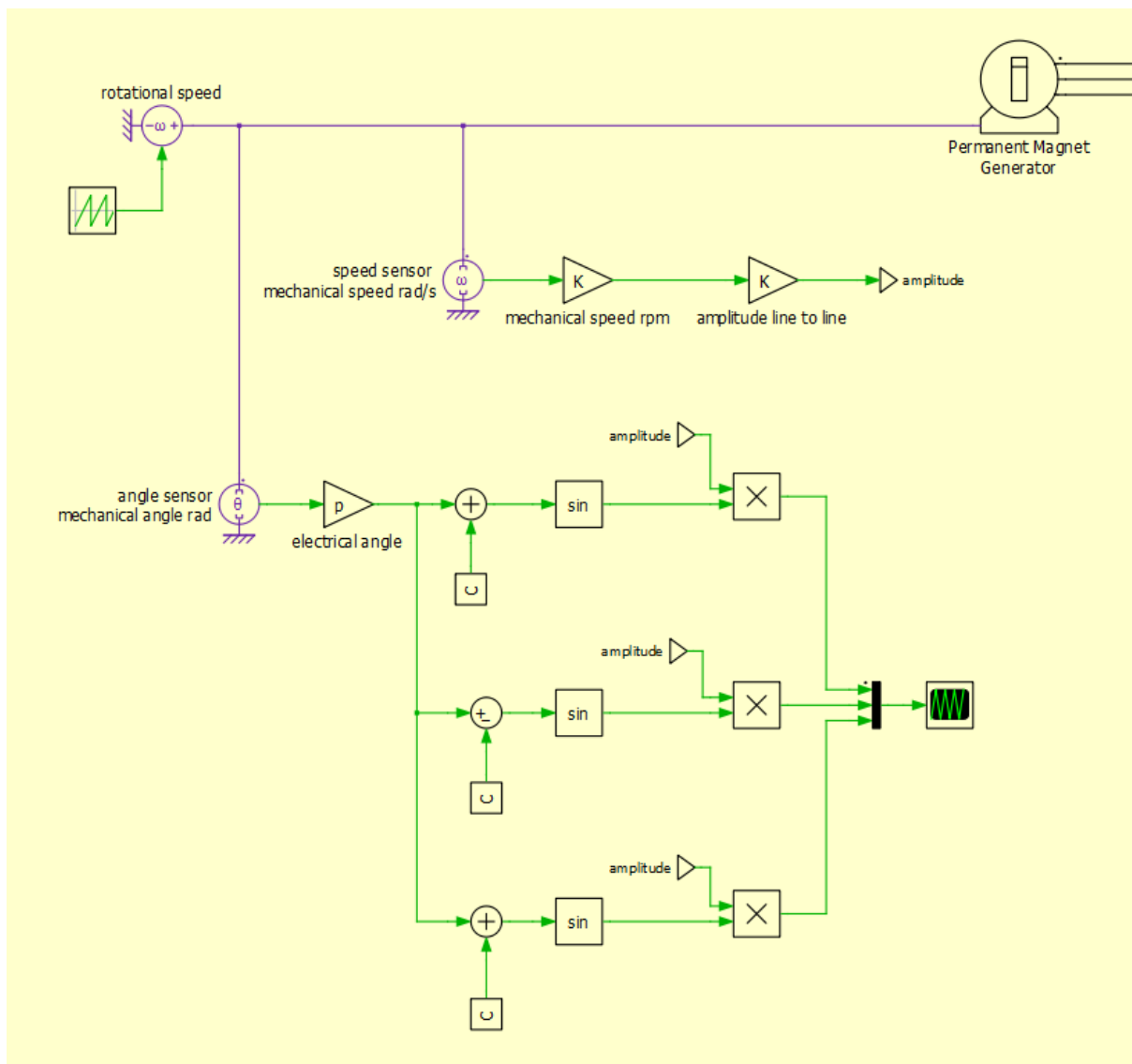


Figura 5.26: Loop che consente di estrarre le tensioni di alimentazione equivalenti a partire dalla posizione e dalla velocità rotorica

Il metodo di estrazione di queste tensioni è analogo a quanto visto in precedenza per il generatore semplificato, con la sola differenza che in questo caso partiamo dalla misurazione della posizione e della velocità rotorica tramite due sensori meccanici. Dalla misurazione della velocità meccanica e dalla conoscenza del coefficiente di tensione (fornito dai datasheet della macchina, $K_E = 0.126 V_{rms}/1rpm$) ricavo l'ampiezza delle concatenate in uscita dal generatore al variare della velocità. La velocità meccanica misurata in rad/s viene convertita in rpm e una volta moltiplicata per il coefficiente K_E si ottiene l'ampiezza. Dalla misurazione della posizione meccanica vengono generate delle sinusoidi di ampiezza unitaria in fase con le reali tensioni di alimentazione in uscita dal generatore, la cui ampiezza viene decisa tramite il

segnale appena discusso. La posizione meccanica misurata viene moltiplicata per il numero di coppie polari della macchina ($p = 10$) ottenendo la posizione elettrica che a sua volta viene traslata di $\pm \frac{2}{3}\pi$ e data in ingresso a tre blocchi seno che generano un'onda sinusoidale di ampiezza unitaria di argomento pari al segnale in ingresso. In questo modo vengono generate tre sinusoidi di ampiezza unitaria, sfasate di 120 gradi elettrici e di ampiezza pari alle reali tensioni di alimentazione in uscita dal generatore. Per ottenere delle tensioni esattamente in fase con quelle prodotte dal generatore ho fatto degli aggiustamenti sommando o sottraendo degli angoli in radianti al segnale in ingresso al blocco seno. Alla fine, sono riuscito ad ottenere tre tensioni sinusoidali in fase e con la stessa ampiezza delle fondamentali prodotte dal generatore. In questo modo abbiamo ottenuto tre tensioni equivalenti alle reali tensioni in uscita dal generatore, prive di distorsioni e che, impiegate nel sistema di controllo in sostituzione alle tensioni reali in uscita dal generatore, ne migliorano notevolmente la qualità eliminando le distorsioni discusse in precedenza.

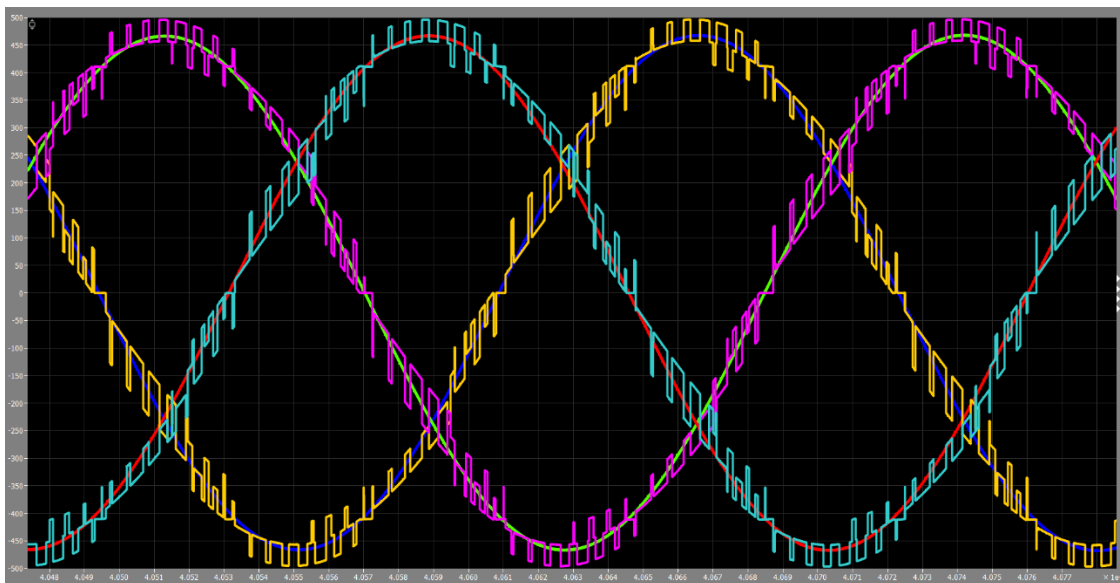


Figura 5.27: Reali tensioni di alimentazione e tensioni sinusoidali equivalenti utilizzate in sostituzione nel sistema di controllo

Una volta ottenute, queste tensioni vengono utilizzate per eliminare le distorsioni nella corrente di riferimento. Il loop visto in precedenza per il calcolo dello shape signal (che partiva dalla misurazione della tensione di alimentazione distorta che veniva poi divisa per il modulo del vettore spaziale di tensione) viene eliminato e al suo posto, per creare lo shape signal, vengono sfruttate le sinusoidi di ampiezza unitaria appena ricavate, in fase con le relative tensioni di

alimentazione. Ciascuna sinusoide è in fase con la tensione di alimentazione associata quindi ciascuno shape signal, ottenuto raddrizzando tale sinusoide, sarà isofrequenziale e in fase con la tensione di alimentazione raddrizzata. Otteniamo quindi uno shape signal a semionda sinusoidale che, combinandosi con l'ampiezza della corrente di riferimento in uscita dal PI di tensione, genera una corrente di riferimento a semionda sinusoidale, totalmente priva di distorsioni, com'è possibile osservare in figura 5.28.

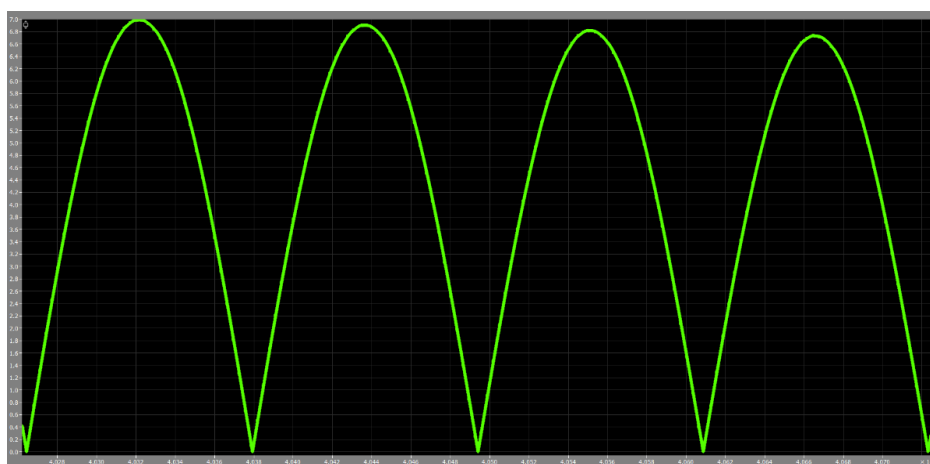


Figura 5.28: Corrente di riferimento a semionda sinusoidale ottenuta sfruttando le tensioni equivalenti ricavate

Come sempre la corrente di riferimento avrà ampiezza variabile in funzione della velocità. Ora, come già detto, le reali tensioni di alimentazione vengono sostituite all'interno del sistema di controllo dalle tensioni equivalenti ricavate e ciò consentirà di eliminare anche l'ultima distorsione presente nel sistema di controllo associata al sistema feed forward. Esso, infatti, preleva la reale tensione di alimentazione raddrizzata (in precedenza distorta) per dividerla con la tensione d'uscita. Sostituendo la tensione reale con l'equivalente tensione sinusoidale, la divisione citata non restituisce più un segnale distorto perché la tensione equivalente raddrizzata è una semionda sinusoidale perfetta.

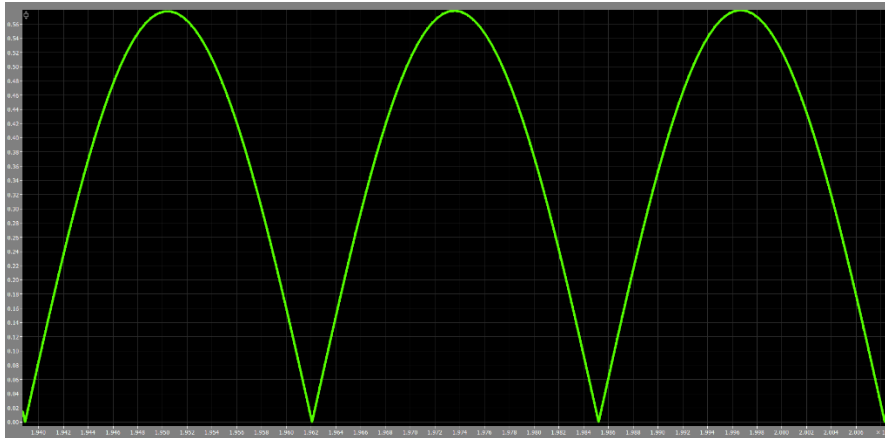


Figura 5.29: segnale in uscita dal sistema feed forward, privo di distorsioni

In tal modo anche l'ultima distorsione immessa nel sistema di controllo viene eliminata. Tutto ciò facendo riferimento a delle tensioni sinusoidali equivalenti a quelle reali, ottenute a partire dalla conoscenza della posizione e della velocità rotorica, cioè grazie a due sensori meccanici. Attuando questa strategia la qualità delle forme d'onda ottenute è superiore, come si può vedere in figura 5.34. In figura 5.30, 5.31, 5.32, 5.33, 5.34 è riportato il sistema di controllo trifase finale che ho implementato e i risultati delle simulazioni.

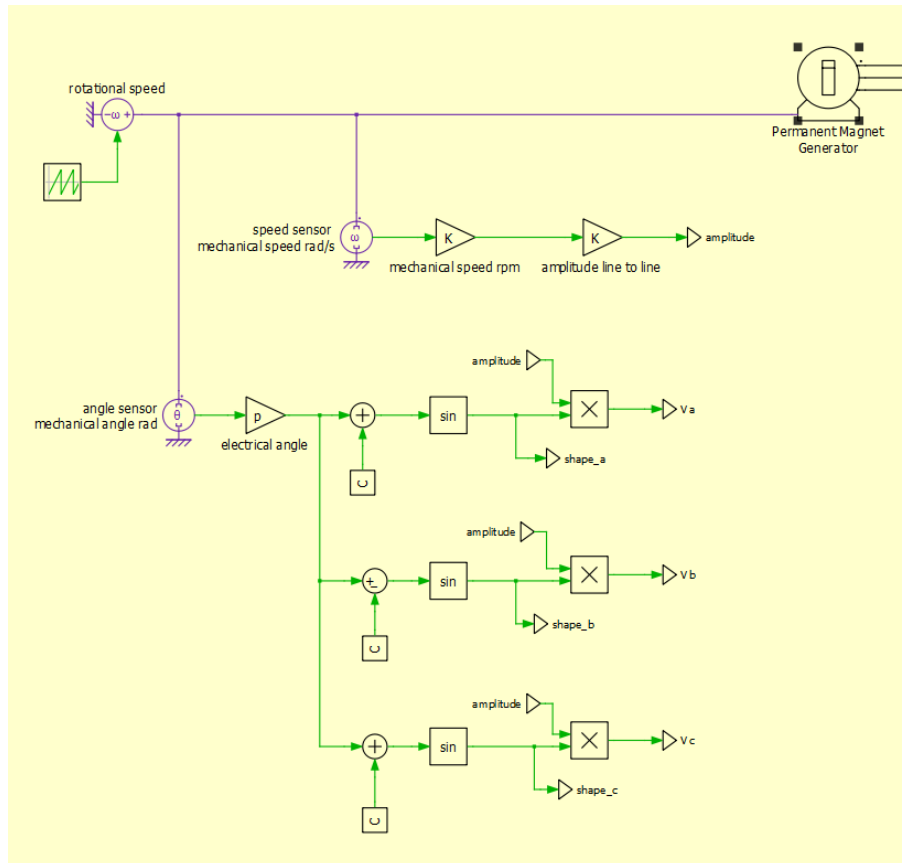


Figura 5.30: Prima parte del sistema di controllo trifase finale

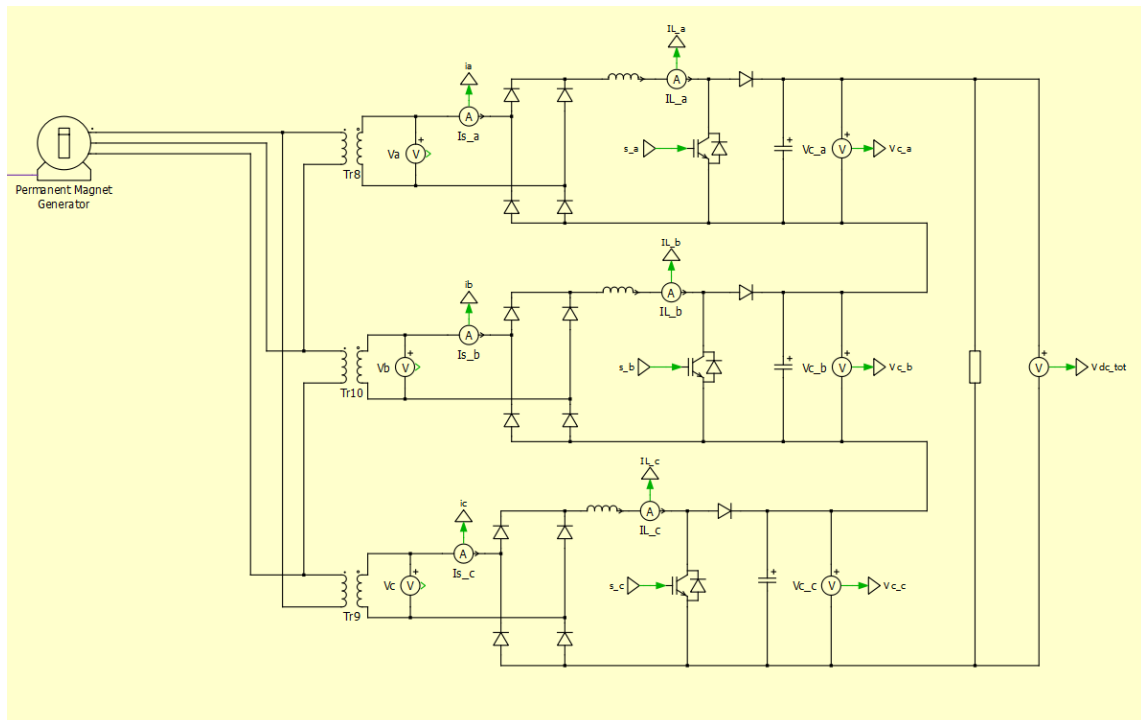


Figura 5.31: Seconda parte del sistema di controllo trifase finale

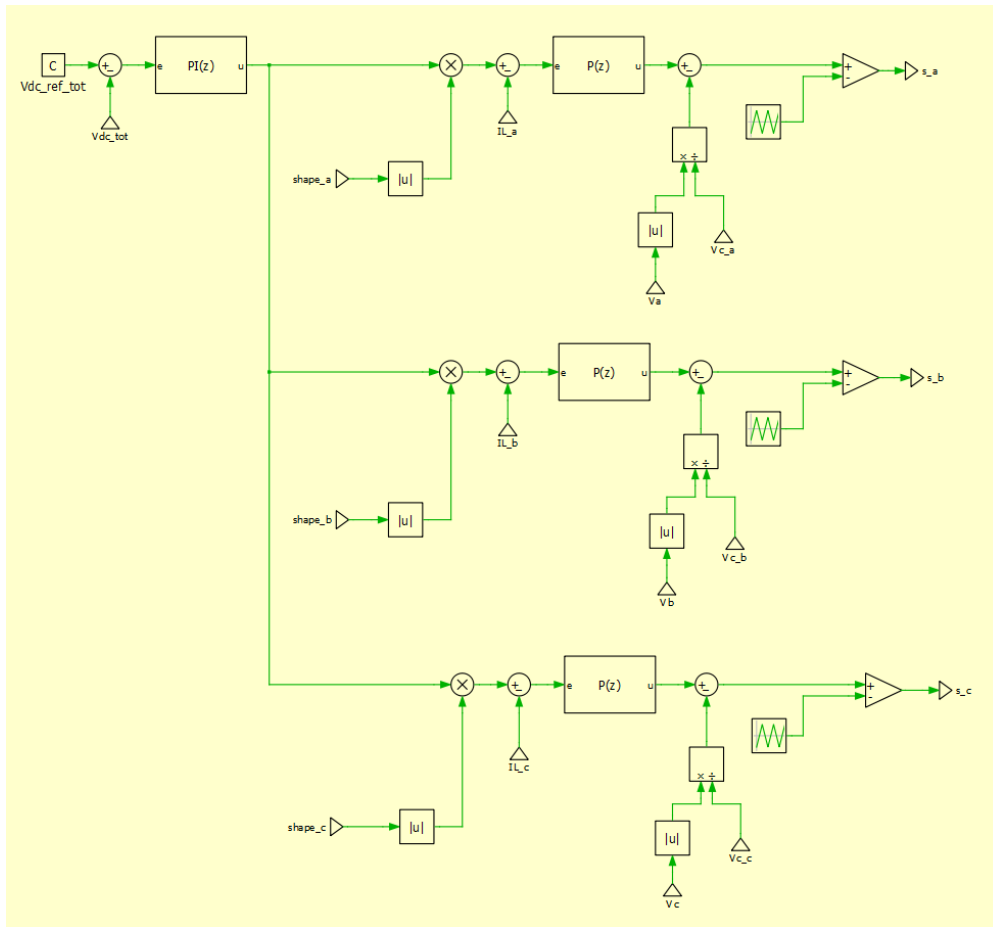


Figura 5.32: Terza parte del sistema di controllo trifase finale

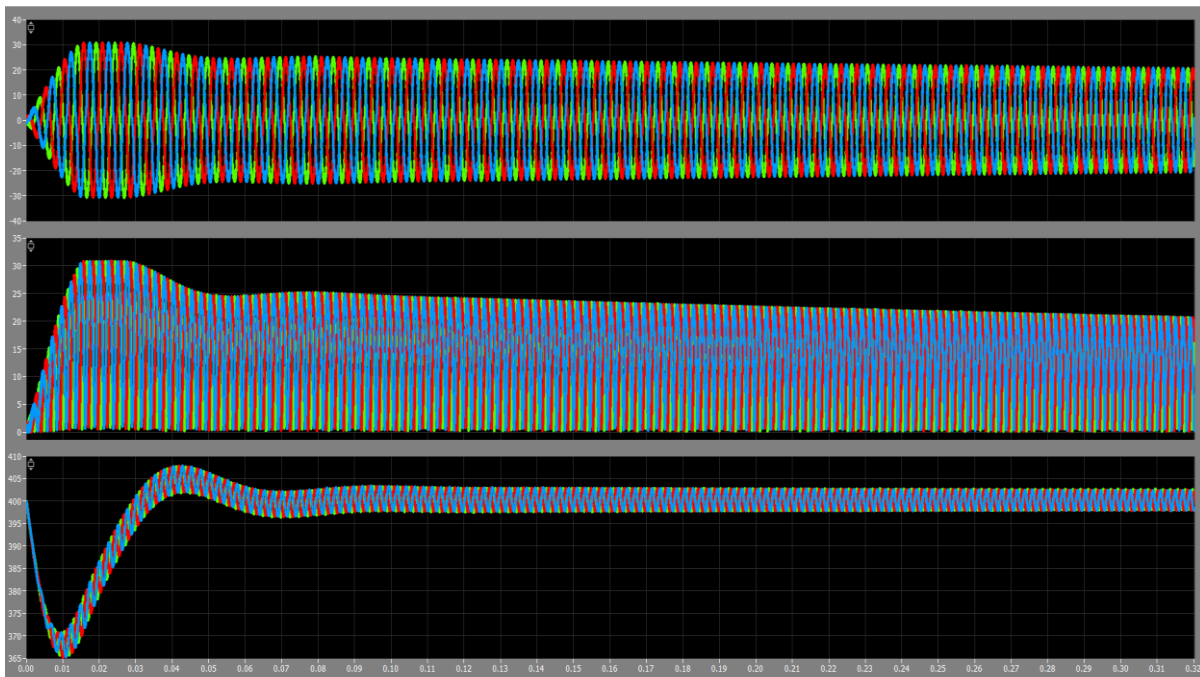


Figura 5.33: Correnti lato AC (in alto), correnti sull'induttanza (al centro), tensioni di uscita (in basso) a velocità crescente

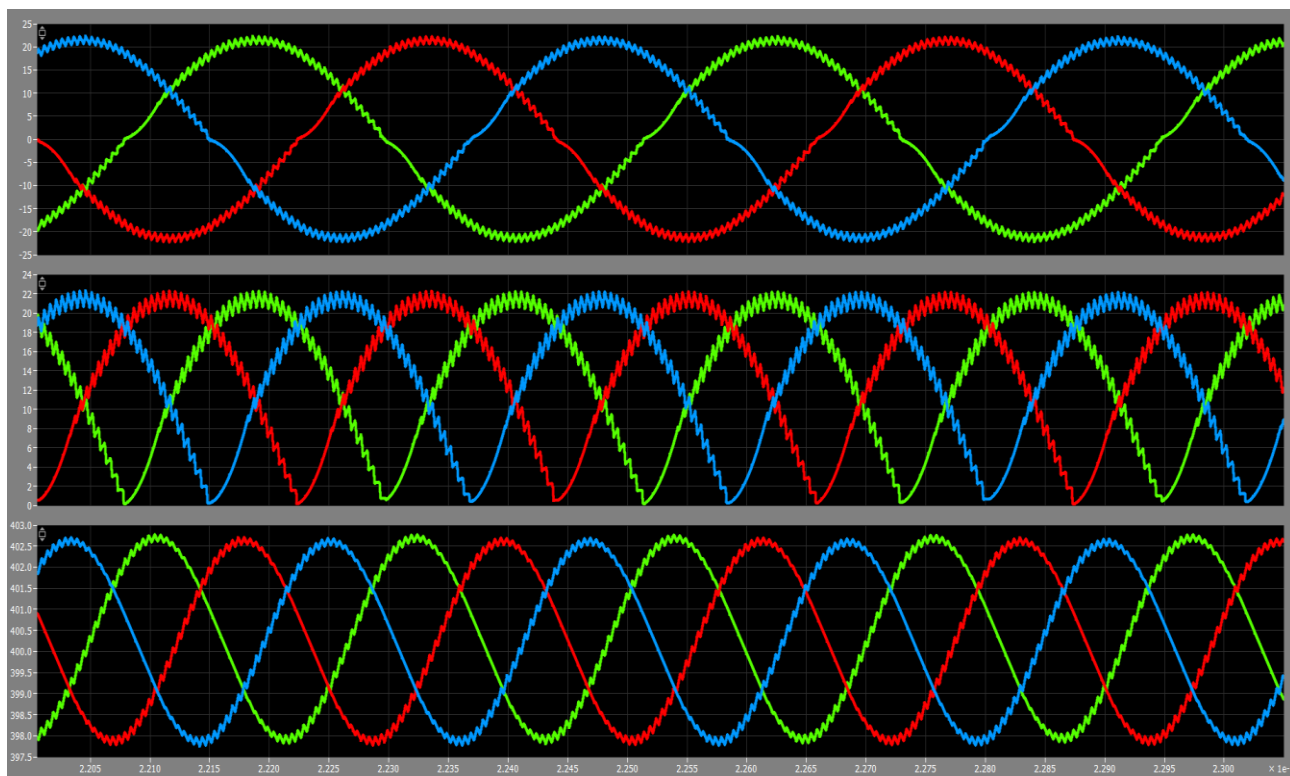


Figura 5.34: Correnti lato AC (in alto), correnti sull'induttanza (al centro), tensioni di uscita (in basso) a velocità crescente più ne 1 dettaglio

Abbiamo imposto un incremento lineare di velocità quindi gli andamenti sono identici a prima, ma come si vede le forme d'onda ottenute sono di qualità superiore. La strategia che ho attuato consente di eliminare le distorsioni presenti nel sistema di controllo e di migliorare notevolmente la qualità delle forme d'onda, ottenendo correnti lato AC quasi perfettamente sinusoidali in fase con le tensioni di alimentazione, tutto ciò regolando lo scambio di potenza tra ingresso e uscita e mantenendo costante al riferimento la totale tensione di uscita che verrà data in ingresso all'inverter trifase lato rete.

5.5 Considerazioni finali

Il principale vantaggio della soluzione proposta è di consentire una buona elevazione della tensione d'uscita, rispetto a quella con cui hanno a che fare i singoli convertitori monofase, e di ridurre quindi la corrente di collegamento tra i due convertitori di interfaccia. Inoltre, l'utilizzo di tre convertitori monofase comporta un numero di switch e un costo ridotto. Non meno importante il fatto che i tre convertitori risultano soggetti a tensioni ridotte rispetto alla totale tensione di uscita quindi diodi e interruttori saranno di classe inferiore (rispetto ai componenti che avrei in una soluzione convenzionale con ponte a diodi trifase come convertitore di interfaccia lato generatore, i cui componenti sono soggetti alla totale tensione di uscita) e presenteranno perdite di conduzione e di commutazione ridotte. Inoltre, è possibile utilizzare condensatori di dimensioni ridotte, e quindi più economici, per i DC bus dei tre convertitori perché le oscillazioni nella tensione d'uscita vengono eliminate collegando in serie i tre DC link e non sono quindi necessari condensatori di filtro di dimensioni importanti. Come visto, inoltre, la soluzione proposta comporta un incremento del power factor lato AC e una conseguente diminuzione del THD, a vantaggio anche del generatore sincrono, che sarà percorso da correnti di qualità maggiore. L'unico svantaggio è il complesso sistema di controllo implementato.

6 Bibliografia

- [1] <https://www.enelgreenpower.com/it/learning-hub/energie-rinnovabili/energia-eolica>
- [2] <https://www.enelgreenpower.com/it/learning-hub/energie-rinnovabili/energia-eolica/vantaggi-energia-eolica>
- [3] <https://wwindea.org/worldwide-windpower-boom-continues-in-2022/>
- [4] <https://www.enelgreenpower.com/it/learning-hub/energie-rinnovabili/energia-eolica/energia-eolica-italia>
- [5] https://www.gse.it/documenti_site/Documenti%20GSE/Studi%20e%20scenari/Wind%20energy%20in%20Italy%20recent%20trends%20v5.pdf
- [6] <https://www.statista.com/statistics/794699/number-of-wind-energy-plants-in-italy/>
- [7] <https://www.iberdrola.com/sustainability/wind-power-evolution-europe>
- [8] <https://windeurope.org/intelligence-platform/product/wind-energy-in-europe-2021-statistics-and-the-outlook-for-2022-2026/>
- [9] <https://electricalacademia.com/renewable-energy/wind-turbine-parts-functions/>
- [10] https://www.researchgate.net/figure/Spectral-Wind-Density-according-to-Van-der-Hoven_fig1_228901073
- [11] https://www.researchgate.net/figure/European-Wind-Atlas-Offshore-the-wind-speeds-at-50-m-height-above-ground-level-agl_fig8_277176469
- [12] https://www.researchgate.net/figure/Map-of-wind-resources-in-Italy-speed-at-75-m-height-Source-CESI_fig1_296596850
- [13] <https://electricala2z.com/renewable-energy/wind-turbine-components-functions/>
- [14] <https://energyfollower.com/how-long-are-wind-turbine-blades/>
- [15] <IT/tecnologie/eolico.html#:~:text=Ogni%20pala%20eolica%20%20C3%A8%20realizzata,anche%20molto%20difficili%20da%20smaltire.>
- [16] <https://www.linquip.com/blog/how-do-wind-turbine-generators-work/>
- [17] <https://www.briangwilliams.us/climates-weather/measurement-1.html>
- [18] <https://www.archiexpo.com/prod/windside/product-88530-959470.html>
- [19] https://www.researchgate.net/figure/a-Annual-wind-speed-distribution-b-wind-turbine-power-curve-c-annual-power-output_fig10_283807259
- [20] Tesi di Laurea Specialistica Fabio LAVELLI - FULL LOAD CONVERTER A CONTROLLO VETTORIALE PER L'INTERFACCIA DI GENERATORI EOLICI ALLE RETI DI DISTRIBUZIONE

- [21] TESI DI LAUREA MAGISTRALE IN INGEGNERIA DELL' AUTOMAZIONE DI CORDIOLI MARCO - CONTROLLO DI UN AEROGENERATORE SINCRONO DIRECT DRIVE TRAMITE UN INVERTER LCI
- [22] <http://powerunit-ju.com/wp-content/uploads/2016/11/Power-Electronics-Daniel.pdf>
- [23] https://emrax.com/wp-content/uploads/2017/01/emrax_268_technical_data_4.5.pdf
- [24] Tesi di Laurea Magistrale in Ingegneria Elettrica di Francesco Corradi - UNIPD
- [25] Convertitori DC-DC a commutazione - Tratto da N. Mohan, T.M. Undeland, W.P. Robbins – Elettronica di potenza HOEPLI
- [26] Slide corso di generazione e accumulo di energia elettrica da fonti rinnovabili – Andrea Tortella UNIPD – anno accademico 2020-21
- [27] Slide corso di Azionamenti Elettrici – Luigi Alberti, Silverio Bolognani UNIPD – anno accademico 2021-22