POLITECNICO DI TORINO

Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Elettrica

Tesi di laurea magistrale

Controllo di un convertitore trifase a quattro fili come Virtual Synchronous Machine per l'alimentazione di carichi monofase: modellazione, progetto del filtro LC e validazione in PLECS



Politecnico di Torino

Relatore:

Prof. Fabio Mandrile

Candidato:

Carlo Giordani

Correlatore:

Federico Campanelli

Anno accademico 2025-2026

Ringraziamenti

A mamma e papà, per quello che sono, per aver creduto in questa mia scelta e per aver condiviso con me delusioni e conquiste di questo lungo percorso, questo traguardo è anche merito vostro. A mia sorella Grazia per avermi sempre regalato un sorriso nei giusti momenti. Alla nonna Chiara per avermi da sempre seguito fin da piccolo. Al nonno Willy per il coraggio trasmesso. A tutti i miei parenti che anche da lontano con il vostro affetto mi avete accompagnato in quest'esperienza. A tutti i miei amici e compagni di università, perché anche grazie a voi questi anni sono stati ricchi di ricordi ed emozioni che sempre porterò dentro di me. Al mio relatore Fabio per aver condiviso con me una piccola parte del suo immenso sapere e per la pazienza avuta nei miei confronti. Al mio correlatore Federico per avermi supportato con la sua precisione durante la stesura di questo lavoro.

Indice generale

1 Introduzione 1
1.1 Contesto applicativo 1
1.2 Inverter a quattro fili, carichi monofase e filtraggio AC 2
1.3 Dalla macchina sincrona virtuale al caso a quattro fili 2
1.4 Obiettivi della tesi 3
2 Inverter trifase a 4 fili e filtro LC 4
2.1 Architettura di potenza e principio di funzionamento 4
2.2 Modello di fase e controllo di corrente 7
2.3 Riferimenti di corrente di fase e di neutro 8
2.4 Sincronizzazione con la rete: il PLL 9
2.5 Modello di rete e generatore equivalente 12
2.6 Sequenza di avviamento 13
2.7 Controllo di corrente a quattro fili tramite P-RES 14
2.7.1 Funzione di trasferimento ideale 14
2.7.2 Significato dei guadagni 16
2.8 Schema complessivo dell'anello 17
2.9 Parametri del sistema e implementazione su PLECS 17
2.9.1 Dati di progetto e grandezze di base 19
2.9.2 Parametri del ramo di rete 20
2.9.3 Parametri del filtro LC 21
2.10 Implementazione del controllo in PLECS 22
2.11 Organizzazione generale del controllo: *triggered subsystem* 22
2.11.1 State machine 25
2.11.2 Blocco di pre-charge 26
2.11.3 Sincronizzazione PLL 28
2.11.4 Verifica della sincronizzazione (Check PLL) 29

2.12 Generazione riferimenti e controllo di corrente 30
2.13 Generazione dei duty e modulatore PWM 34
2.14 Validazione del controllo di corrente 35
3 Dimensionamento e design filtro LC 38
3.1 Scopo del filtro LC e ruolo del condensatore 38
3.2 Dimensionamento della capacità 38
3.2.1 Verifica delle correnti sul condensatore in simulazione 39
3.2.2 Criteri di selezione del componente 40
3.2.3 Considerazioni su frequenza di datasheet e condizioni a 50 kHz 41
3.2.4 Stima delle perdite 41
3.3 Dimensionamento dell'induttanza di filtro 42
3.3.1 Stima del flusso di ripple in simulazione ad anello aperto 42
3.3.2 Confronto con la formula analitica classica e scelta di progetto di L_f 44
3.4 Frequenza di risonanza 45
3.5 Resistenza di damping e relative perdite 45
3.6 Verifica in anello chiuso 45
3.7 Scelta del nucleo dell'induttore 46
3.7.1 Materiale e geometria e calcolo dell'area product 47
3.7.2 Selezione del nucleo commerciale 48
3.8 Dimensionamento dell'avvolgimento e perdite nel rame 49
3.8.1 Sezione e diametro equivalente del conduttore 49
3.9 Scelta del filo di Litz 50
3.9.1 Criteri di selezione 50
3.9.2 Diametro di strand e numero di trefoli 50
3.9.3 Occupazione della finestra e fattore di riempimento 51
3.10 Disposizione delle spire: spire per colonna e numero di layer 52
3.11 Lunghezza media di spira e lunghezza totale del conduttore 52
3.12 Resistenza in continua e perdite DC 53
3.13 Perdite in alternata: effetto pelle 53
3.14 Perdite in alternata: effetto di prossimità 56

3.15 Perdite totali nel rame 58
3.16 Perdite nel nucleo: metodo iGSE 58
3.16.1 Ricostruzione di $B(t)$ da simulazione 59
3.17 Perdite totali dell'induttore 65
3.18 Verifica termica con approccio semplificato: sola resistenza termica di nucleo 65
3.19 Verifica termica con approccio dettagliato: circuito termico equivalente e semplificazioni adottate 66
3.19.1 Resistenza winding–aria R_{w-a} 68
3.19.2 Resistenza core–winding R_{c-w} 68
3.19.3 Resistenza core–aria R_{c-a} 69
3.19.4 Equazioni di bilancio ai nodi 69
3.20 Ingombri reali dell'avvolgimento 70
3.21 Validazione dell'induttore tramite il software Open Magnetics 71
3.22 Design 3D dell'induttore tramite il software Onshape 75
3.22.1 Parti modellate 76
3.22.2 Assembly e esportazione 77
3.23 Progettazione del PCB del filtro completo utilizzando il software Altium 78
3.23.1 Footprint e modelli 3D 78
3.23.2 Componenti di damping e di misura 78
3.23.3 Connessioni di potenza e layout 80
4 Fondamenti di macchine sincrone, VSM 4L4W 84
4.1 Equazioni fondamentali della macchina sincrona 85
4.2 Modello elettromeccanico e swing equation 85
4.3 Regolazione della potenza reattiva e della tensione 87
4.4 Equazioni elettriche e magnetiche: modello con smorzamento in asse q 88
4.4.1 Ipotesi e grandezze 88
4.4.2 Equazioni elettriche di statore 89
4.4.3 Dinamica del damper in asse q 89
4.4.4 Equazioni magnetiche 90

4.5 Semplificazioni di modellazione adottate 91
4.6 Scelta dei parametri della VSM 92
4.6.1 Costante di inerzia H 92
4.6.2 Coefficiente K_d 92
4.6.3 Induttanza virtuale di statore $L_{v,pu}$ 93
4.6.4 Resistenza virtuale R_v 93
4.6.5 Induttanza di sequenza zero L_0 93
4.6.6 Dinamica di eccitazione: T_e e K_e 94
4.6.7 Smorzamento meccanico desiderato e parametri del damper L_{rq}, T_{rq0} 94
4.6.8 Significato dei termini 95
4.7 Implementazione in PLECS 95
4.8 Schema di sistema 95
4.9 Parametri dei carichi monofase 97
4.9.1 Passaggio a R_x e L_x 98
4.10 Parametri della VSM 99
4.11 Blocco di generazione dei riferimenti di potenza e di neutro 99
4.11.1 Riferimenti di potenza attiva e reattiva 100
4.11.2 Riferimento di corrente di neutro 101
4.11.3 Ruolo del blocco della generazione dei riferimenti nella catena di controllo 101
4.12 Modello di rete e generazione di voltage dip / swell 101
4.12.1 Sottosistema di frequenza 102
4.12.2 Generazione delle sinusoidi 104
4.12.3 Voltage dip e swell 105
4.13 Organizzazione del triggered subsystem 105
4.13.1 Blocchi comuni con l'implementazione *grid-following* 106
4.13.2 Assenza del PLL 106
4.14 Catena della Virtual Synchronous Machine 107
4.15 Controllo di corrente a quattro canali 108
4.16 State machine 108

4.16.1 Stato 1 — Pre-charge 109
4.16.2 Stato 2 — Synchronisation (SYNCHRO) 109
4.16.3 Stato 3 — PWM enable 109
4.16.4 Stato 4 — Run 110
4.17 Reference transformation 110
4.18 Power calculation 111
4.19 Active Loop 112
4.19.1 Formulazione adottata 112
4.19.2 Motivazione dell'assenza del damping meccanico 113
4.19.3 Possibili alternative (non adottate) 113
4.20 Reactive Loop (eccitazione) 113
4.21 Stator Equation 114
4.22 Conversione $dq0 \rightarrow abc$ in valori assoluti 115
4.23 Controllo di corrente nel *triggered subsystem* 116
4.23.1 Correzione di sequenza zero sulle correnti di fase 117
4.23.2 Riferimento di neutro 117
4.24 Protezione di sovracorrente (*Overcurrent protection*) 118
5 Simulazioni PLECS inerenti alla VSM 119
5.1 Prova a vuoto (caso 1) 120
5.2 Prova a pieno carico equilibrato, $\cos\varphi = 1$ (caso 2) 122
5.3 Pieno carico equilibrato in ampiezza con $\cos\varphi \neq 1$ su una fase (caso 3) .. 125
5.3.1 Correnti di carico a parità di S 127
5.3.2 Calcolo fasoriale della corrente di neutro 127
5.3.3 Sovracorrente di gamba con correzione $i_0^* = -i_n^*/3$ 128
5.4 Pieno carico sbilanciato con $\cos\varphi = 1$ (caso 4) 132
5.5 Carico sbilanciato con $\cos\varphi \neq 1$ su una fase (caso 5) 135
5.6 Prove di voltage dip e swell (caso 6) 138
5.6.1 Scelta delle ampiezze di prova 138
5.6.2 Voltage dip al 70 % — pieno carico equilibrato 138
5.6.3 Voltage swell al 110 % — pieno carico equilibrato 141

5.7 Risposta inerziale (caso 7) 143
6 Conclusioni 145
6.1 Contributi personali 145
6.2 Sviluppi futuri 146
Elenco figure 147
Elenco delle tabelle 151
Bibliografia 152

1 Introduzione

1.1 Contesto applicativo

Negli ultimi anni la struttura del sistema elettrico è cambiata in modo sostanziale. Alla generazione centralizzata basata su macchine sincrone si affiancano, in misura crescente, fonti rinnovabili non programmabili (in particolare fotovoltaico ed eolico) e sistemi di accumulo elettrochimico, quasi sempre interfacciati alla rete attraverso convertitori statici. In bassa e media tensione si moltiplicano inoltre utenze e microreti in cui inverter, carichi e, ove presente, generatori rotanti condividono lo stesso nodo di allacciamento.

Questa evoluzione ha due implicazioni dirette sul piano tecnico. Da un lato, una quota rilevante della potenza non è più associata a masse rotanti in grado di scambiare energia cinetica con la rete: la risposta inerziale e la regolazione primaria di frequenza, un tempo "intrinseche" al parco di generazione, devono essere in parte riprodotte dal controllo dei convertitori. Dall'altro, l'interfaccia di potenza è un ponte a commutazione, che impone vincoli di filtraggio, di qualità della corrente e di gestione del neutro quando i carichi sono monofase o sbilanciati — situazione tipica delle reti in bassa tensione.

In questo scenario gli inverter non sono solo attuatori di potenza attiva e reattiva: a seconda della strategia di controllo possono comportarsi come generatori di corrente asserviti alla rete (*grid-following*) oppure come elementi in grado di imporre tensione e frequenza locali e di sincronizzarsi in modo più prossimo a un generatore (*grid-forming*). Tra le soluzioni grid-forming, le Virtual Synchronous Machine (VSM) propongono di emulare le dinamiche essenziali della macchina sincrona (inerzia, regolazione $P–f$, eccitazione e regolazione $Q–V$), offrendo un quadro interpretativo chiaro e adatto sia al parallelo con la rete sia al supporto del nodo in presenza di disturbi.

1.2 Inverter a quattro fili, carichi monofase e filtraggio AC

Molte applicazioni in bassa tensione richiedono un'alimentazione trifase con neutro. I carichi civili e una parte di quelli industriali sono monofase fase–neutro; se le potenze di fase non sono uguali compare una corrente di neutro che un convertitore a tre sole gambe non può gestire in modo completo senza un percorso dedicato. L'inverter a quattro fili (4L4W), con una quarta gamba sul neutro, consente di controllare esplicitamente la corrente (o la tensione) di modo zero e di servire carichi sbilanciati in modo coerente. Sul piano del controllo di corrente, regolatori di tipo proporzionale-risonante (P-RES) in terna abc più canale di neutro rappresentano una scelta naturale: agiscono sulle grandezze di fase e di neutro senza richiedere, per l'inseguimento sinusoidale, una trasformata di Park obbligatoria sul solo anello di corrente. Prima di affidare tali regolatori a una struttura VSM completa, è opportuno validarli su un inverter 4L4W in assetto più semplice, verificando inseguimento, disaccoppiamento delle fasi e gestione del neutro.

A valle del ponte di potenza è inoltre necessario un filtro di interfaccia che attenui le armoniche di switching. Il filtro LC, in particolare, va dimensionato rispetto a ripple, frequenza di commutazione e risonanza; l'induttore non è un elemento ideale di schema, ma un componente magnetico da progettare (nucleo, spire, perdite, sovratemperatura) e da integrare in un supporto costruttivo (modello 3D, PCB di alloggiamento dei gruppi LC). Chiudere il percorso dal calcolo elettrico fino al CAD è parte integrante di un progetto di convertitore realistico.

Vi è inoltre da valutare anche la sovratemperatura, oltre a vincoli di ingombro e di realizzazione del circuito stampato di potenza. Trascurare questo passaggio significa validare un controllo su un impianto "ideale" che in laboratorio o sul campo non esiste.

Un secondo elemento applicativo rilevante è la topologia a quattro fili (inverter a quattro gambe, rete trifase con neutro) come mostrato in Figura 2.1

1.3 Dalla macchina sincrona virtuale al caso a quattro fili

La VSM contiene nel software di controllo le equazioni e le logiche di regolazione di un generatore sincrono: swing equation per la potenza attiva e la frequenza, anello di eccitazione per la potenza reattiva e la tensione, modello delle equazioni elettro-magnetiche per le correnti virtuali. Nel caso trifase equilibrato a tre fili il modello può limitarsi agli assi de q. Nel caso 4L4W occorre estendere il quadro alla sequenza zero

(equazioni di asse 0, inerenti ai riferimenti della corrente di neutro per la quarta gamba), così che la macchina virtuale resti significativa anche con carichi monofase sbilanciati.

L'interesse non è solo teorico: una VSM a quattro fili può sincronizzarsi alla rete, erogare potenza verso carichi equilibrati o meno, e rispondere a variazioni di tensione di rete (ad esempio *voltage dip*), come un vero e proprio generatore riuscendo anche a provvedere inerzia sintetica.

1.4 Obiettivi della tesi

Alla luce del contesto sopra richiamato, l'obiettivo principale del presente lavoro è la realizzazione di una Virtual Synchronous Machine a quattro fili (VSM 4L4W) in grado di interfacciarsi a una rete trifase con neutro e di alimentare carichi monofase, anche in condizioni di sbilanciamento.

Per perseguirlo si provvede, in particolare, a:

1. dimensionare e progettare l'interfaccia di potenza del convertitore (filtro LC, design dell'induttore su nucleo commerciale e supporto CAD/PCB) e il controllo di corrente a quattro canali (P-RES);
2. sviluppare il controllo tipo VSM sullo stesso impianto, includendo l'estensione a sequenza zero e neutro, la sequenza di sincronizzazione e di avviamento e la regolazione di potenza attiva e reattiva;
3. validare in simulazione il sistema a vuoto, a carico equilibrato e sbilanciato, con fattori di potenza unitari e non unitari, e in presenza di buchi di tensione simmetrici, discutendo limiti di tenuta e grandezze caratteristiche (ω_v, F_e, correnti, tensioni al PCC).

Il percorso seguito riflette un ordine di validazione progressivo: prima l'inverter 4L4W con controllo di corrente e filtro, poi l'integrazione della VSM a quattro fili, infine le campagne di simulazione su casi applicativi rappresentativi.

2 Inverter trifase a 4 fili e filtro LC

2.1 Architettura di potenza e principio di funzionamento

Un inverter trifase a quattro fili (four-leg four-wire, 4L4W) è un convertitore DC/AC in cui, oltre alle tre gambe di fase, è presente una quarta gamba dedicata al conduttore di neutro. Ciascuna gamba è tipicamente realizzata come mezzo ponte a due interruttori complementari.

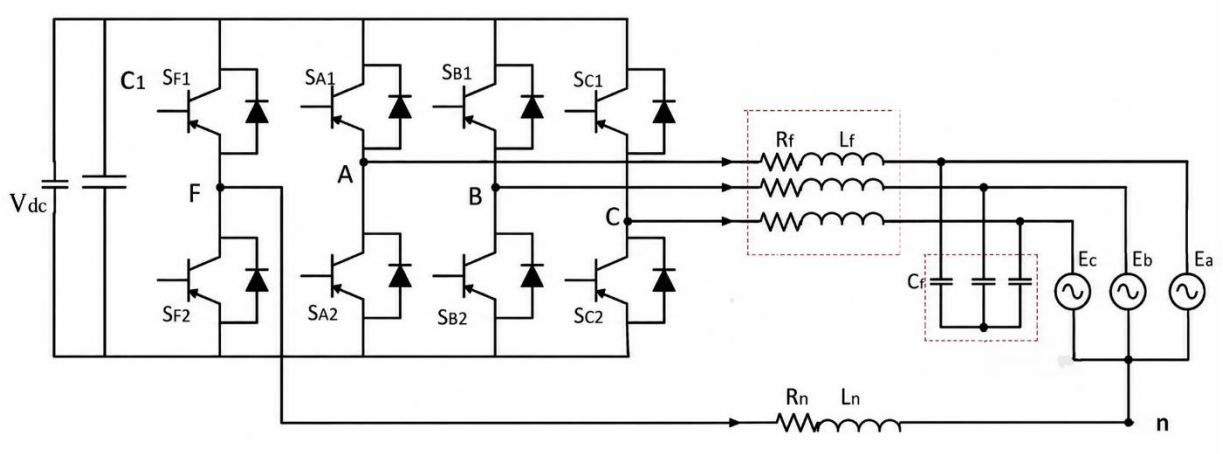


Figura 2.1 - Inverter a 4 gambe con filtro LC in uscita che alimenta 3 carichi monofase [23].

Nel caso in esame si considera una topologia a due livelli (two-level): il terminale di uscita di ogni gamba può essere collegato, a seconda dello stato logico dei dispositivi, al potenziale positivo oppure al potenziale negativo del bus DC (o, in presenza di bus sdoppiato, ai due estremi rispetto al punto medio). Non si introducono livelli intermedi di tensione: la forma d'onda grezza lato inverter (valore istantaneo) è quindi una commutazione a due valori, successivamente filtrata dal ramo AC.

In modulazione bipolare i due dispositivi di una stessa gamba sono comandati in anti-fase, così che il terminale di uscita risulti collegato alternativamente al potenziale positivo o negativo del bus DC (o al punto medio, a seconda della topologia del bus). Confrontando un segnale modulante, tipicamente sinusoidale a frequenza di rete, con una portante triangolare (o a dente di sega) a frequenza di commutazione f_{sw}, si ottiene il comando ON/OFF dei dispositivi. La frequenza di commutazione f_{sw} è molto maggiore della frequenza fondamentale di rete: ciò consente di spostare il contenuto

armonico della tensione di uscita verso alte frequenze, dove il filtro LC può attenuarlo efficacemente, a fronte di maggiori perdite di switching e di vincoli sul dimensionamento magnetico.

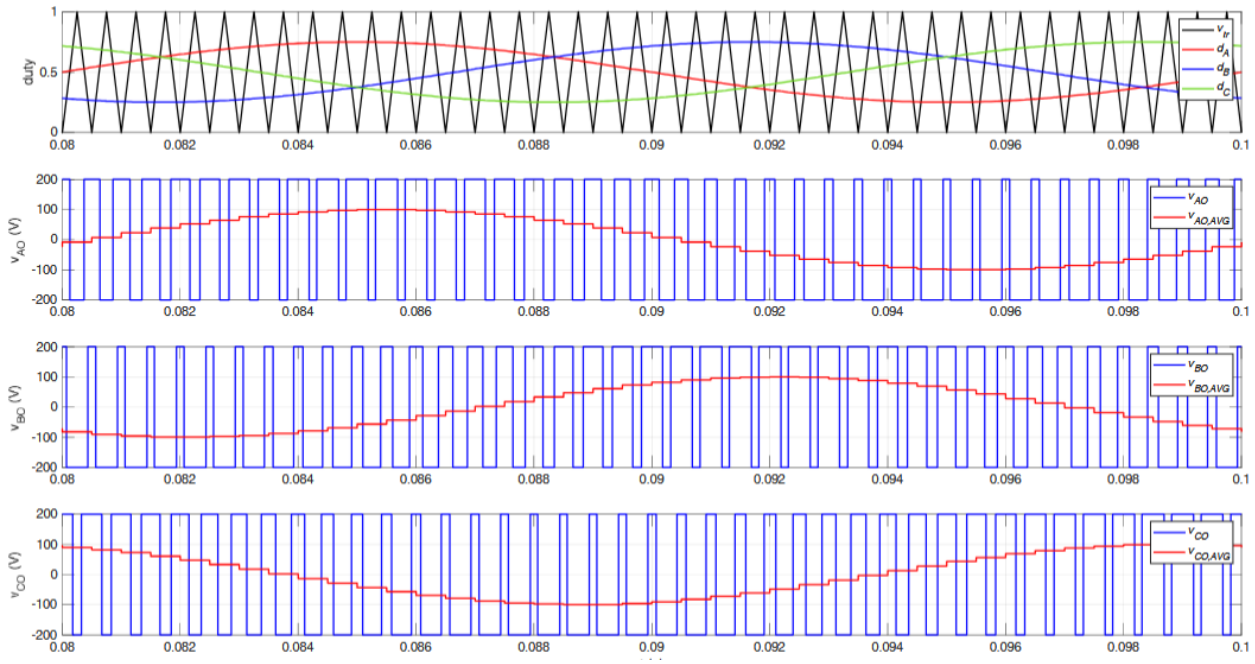


Figura 2.2 - Esempio di confronto tra portante triangolare (unipolare) e tre duty cycle sinusoidali e generazione delle grandezze istantanee e di media mobile [16].

In particolare con tale tipo di modulazione la tensione tra il punto centrale di ogni gamba e il relativo midpoint del DC bus oscilla tra $-\frac{V_{dc}}{2}$ e $+\frac{V_{dc}}{2}$. Vale infatti la seguente relazione:

$$d(t) = \frac{V^*}{V_{dc}} + 0.5 \tag{2.1}$$

In cui V^* corrisponde con le tensioni di riferimento delle tre fasi e del neutro in uscita dal controllo di corrente. Un parametro centrale della modulazione è l'indice di modulazione m_a (ampiezza di modulazione), definito come rapporto tra ampiezza del segnale modulante (o di comando) e ampiezza della portante.

$$m_a = \frac{v_c(t)}{\widehat{V_{tr}}} \tag{2.2}$$

In zona lineare si opera con $m_a \leq 1$ (o, a seconda della definizione e della presenza di terza armonica / offset di modo comune, entro il limite di non sovramodulazione). In questa regione la componente fondamentale della tensione di fase $\hat{V}_1$ prodotta dall'inverter è proporzionale a m_a e alla tensione di bus DC, e lo spettro armonico resta quello tipico della PWM a due livelli come mostrato nella figura sottostante.

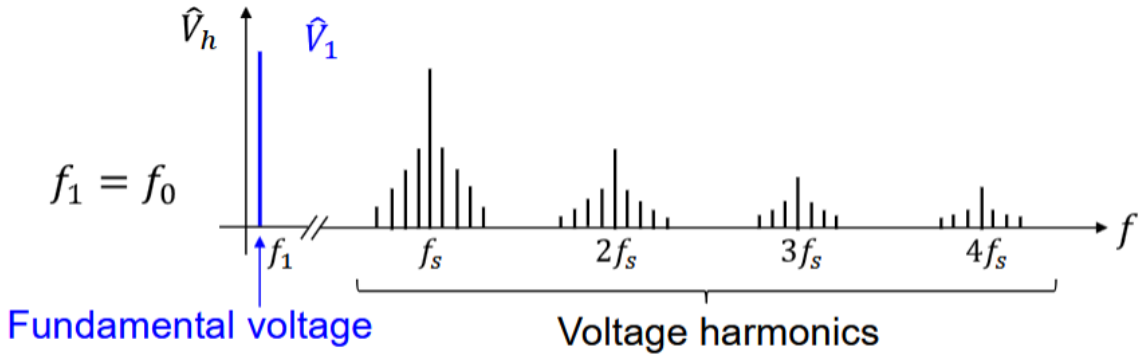


Figura 2.3 - Esempio di spettro armonico per un inverter a 2 livelli [16].

Superando il limite lineare si entra in sovramodulazione: aumentano le distorsioni a bassa frequenza e si perde la proporzionalità semplice tra modulante e fondamentale, condizione in generale da evitare nel controllo di corrente in rete. Sul lato AC, tra i terminali di fase (e di neutro) dell'inverter e il punto di connessione alla rete e ai carichi, è interposto un filtro — nel caso in esame di tipo LC — la cui induttanza costituisce l'elemento su cui si basa il controllo di corrente. Il nodo a valle dell'induttanza costituisce il punto di accoppiamento comune (PCC), cui fanno capo la rete e i carichi. La presenza della quarta gamba consente di imporre una tensione (e quindi, attraverso l'induttanza di neutro, una corrente) sul conduttore di ritorno, rendendo possibile l'alimentazione di carichi monofase fase–neutro anche quando le tre fasi non sono equilibrate.

In sintesi, l'inverter 4L4W a due livelli in modulazione bipolare trasforma la tensione continua di bus in tre tensioni di fase e una di neutro modulate a f_{sw}; il controllo di corrente, operando in zona lineare, determina le modulanti in modo che le correnti nell'induttanza di filtro seguano i riferimenti assegnati, mentre il filtro attenua le componenti di commutazione prima del PCC.

2.2 Modello di fase e controllo di corrente

Nella figura sottostante è mostrato il modello che rappresenta in maniera schematica il sistema preso in considerazione.

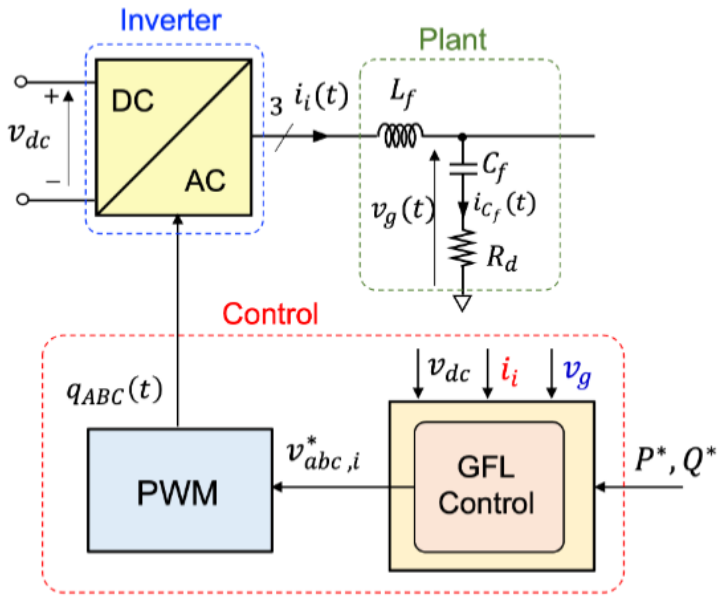


Figura 2.4- Rappresentazione schematica di inverter, plant e controllo [13].

Trascurando, in prima approssimazione, le resistenze parassite e il dettaglio della topologia del condensatore di filtro, il bilancio di tensione su ciascuna induttanza di fase può scriversi come:

$$v_{inv,x} = R\, i_x + L\frac{di_x}{dt} + v_{PCC,x} \tag{2.3}$$

con $x \in \{a, b, c\}$

e, in modo analogo, sul ramo di neutro:

$$v_{inv,n} = R_n\, i_n + L_n\frac{di_n}{dt} + v_{PCC,n} \tag{2.4}$$

Qui $v_{\mathrm{inv},x}$ è la tensione prodotta dalla gamba di inverter, i_x la corrente nell'induttanza e $v_{\mathrm{PCC},x}$ la tensione al punto di accoppiamento. Il regolatore di corrente non impone direttamente v_{inv}: calcola un riferimento di tensione di modulazione tale che, a meno degli errori di inseguimento e dei ritardi di digitalizzazione, la corrente i_x segua un riferimento i_x^*.

Riarrangiando l'equazione di fase si mette in evidenza il ruolo del feed forward della tensione di PCC:

$$v^*_{inv,x} = v_{PCC,x} + v^*_{reg,x} \tag{2.5}$$

dove $v^*_{reg,x}$ è l'uscita del regolatore di corrente (azione necessaria a sostenere la caduta su R e L e a correggere l'errore di corrente). In questo modo il regolatore opera principalmente sul dinamismo dell'induttanza, mentre il termine $v_{PCC,x}$ compensa il disturbo di rete.

2.3 Riferimenti di corrente di fase e di neutro

In assetto grid-following l'inverter non impone la frequenza di rete, ma vi si sincronizza e regola le correnti scambiate al PCC. I riferimenti di corrente di fase i^*_a, i^*_b, i^*_c derivano tipicamente dai set-point di potenza attiva e reattiva (o da ampiezze di corrente e fattori di potenza desiderati) e dall'angolo fornito dal sistema di sincronizzazione (PLL).

Per una singola fase, a tensione di fase efficace V_{rms} e potenza apparente S_x (o potenze P_x, Q_x), l'ampiezza di corrente di riferimento può ottenersi come:

$$I^*_{x,rms} = \frac{S_x}{V_{x,rms}} \tag{2.6}$$

L'angolo di fase della corrente rispetto alla tensione tiene conto del fattore di potenza:

$$\varphi_x = atan2(Q_x, P_x) \tag{2.7}$$

(con la convenzione di segno adottata). La forma d'onda istantanea è quindi:

$$i^*_x(t) = \sqrt{2}\, I^*_{x,rms} sin(\theta_{PLL} + \varphi_x) \tag{2.8}$$

oppure, se si lavora direttamente in ampiezza di picco coerente con la modulazione e con le misure,

$$i^*_x(t) = I^*_{x,pk} sin(\theta_{PLL} + \varphi_x) \tag{2.9}$$

È importante non ottenere i_x^* dividendo una potenza costante per la tensione istantanea sinusoidale: ciò genererebbe riferimenti distorti e picchi non fisici al passaggio per zero. Si utilizza invece il modulo (o il valore efficace filtrato) della tensione per l'ampiezza, e l'angolo di PLL per la forma d'onda.

Per il neutro, il riferimento deve soddisfare la legge di Kirchhoff al nodo di carico. Con correnti di fase definite uscenti dall'inverter verso il PCC,

$$i_n^* = -(i_a^* + i_b^* + i_c^*) \tag{2.10}$$

In condizioni equilibrate a sola sequenza positiva, $i_a^* + i_b^* + i_c^* = 0$ e quindi $i_n^* \approx 0$. In presenza di carichi monofase diversi, la somma delle correnti di fase è non nulla e i_n^* fornisce al quarto regolatore il valore necessario a chiudere il bilancio. Eventuali filtri o limitatori sull'ampiezza di i_n^* possono essere introdotti per proteggere la gamba di neutro, purché coerenti con il vincolo $i_a + i_b + i_c + i_n = 0$ ai morsetti controllati.

I quattro riferimenti i_a^*, i_b^*, i_c^*, i_n^* alimentano i rispettivi regolatori di corrente (P-RES). A regime, se l'inseguimento è corretto, le correnti reali riproducono le potenze di fase impostate e la corrente di neutro misurata coincide, a meno degli errori di regolazione, con i_n^*.

2.4 Sincronizzazione con la rete: il PLL

Essendo l'inverter, in questa fase del lavoro, operato come grid-following, ampiezza, frequenza e fase della tensione di rete sono assunte imposte dall'esterno. Per generare riferimenti di corrente in fase rispetto alla rete è necessario uno strumento di sincronizzazione: il Phase-Locked Loop (PLL).

L'idea di un PLL in ambito power electronics è di stimare l'angolo θ_{PLL} (e la frequenza ω_{PLL}) della terna di tensione di rete, in modo che un riferimento sinusoidale $sin(\theta_{PLL})$ resti allineato alla fondamentale di rete. Una struttura molto diffusa è il PLL in riferimento sincrono (SRF-PLL): le tensioni di fase sono trasformate in un sistema dq rotante con l'angolo stimato; l'anello di regolazione agisce in modo da annullare la componente in quadratura imponendo così l'allineamento del riferimento rotante al vettore tensione.

In forma schematica:

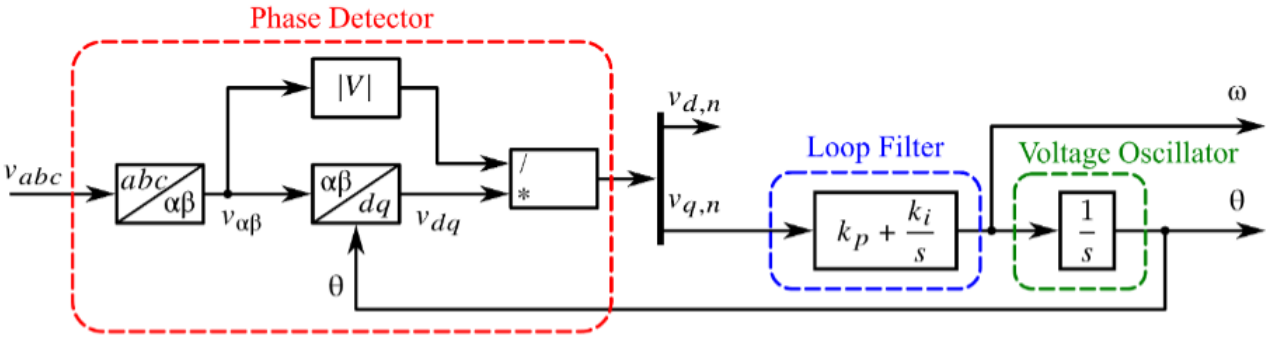


Figura 2.5 - Schema a blocchi PLL [14].

In particolare con riferimento allo schema di Figura 2.5 il blocco "phase detector" trasforma le tensioni in ingresso prima da abc in $\alpha\beta$ e poi usando θ_{PLL} da $\alpha\beta$ in dq per normalizzare la tensione rispetto alla sua ampiezza. Si ottengono così le componenti di tensione vd e vq normalizzate. Il loop filter ossia un regolatore PI ha lo scopo di annullare la componente in asse q in modo da imporre l'allineamento della componente in asse d con il fasore di tensione di rete per poter annullare la differenza di angolo tra la rete e il sistema di riferimento rotante dq.

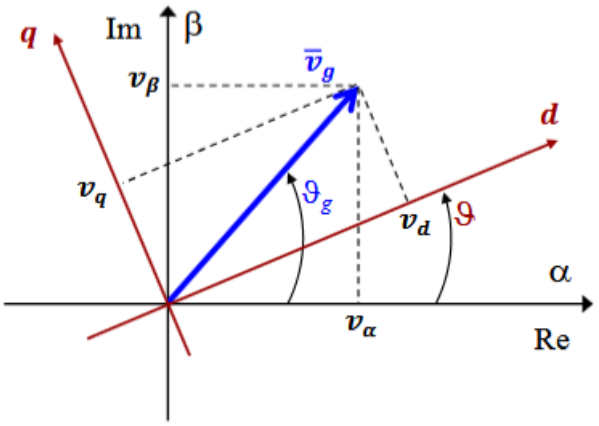


Figura 2.6 - Rappresentazione vettoriale sistema dq e fasore di rete [16].

Infine per ricavare l'angolo della PLL (θ_{PLL}) viene usato un integratore sull'uscita del regolatore PI. Riguardo la taratura dei parametri proporzionale ed integrativo del regolatore è stato usato il seguente schema a blocchi (valido per l'approssimazione di piccoli angoli, ossia

$$v_{q,n} = sin(\theta_g - \theta) \approx \theta_g - \theta \tag{2.11}$$

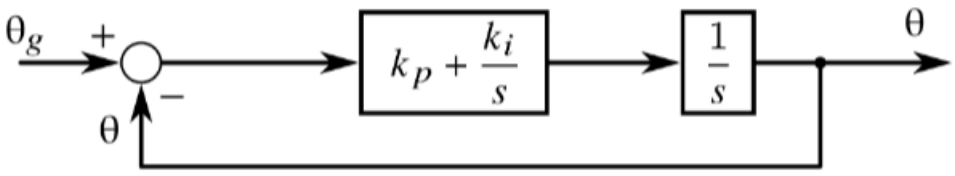


Figura 2.7 - Schema a blocchi PLL [13].

Essendo la funzione di trasferimento ad anello chiuso pari a

$$H_{CL}(s) = \frac{k_p s + k_i}{s^2 + k_p s + k_i} \tag{2.12}$$

Confrontando il denominatore con la forma standard di un sistema del secondo ordine ossia:

$$s^2 + 2\varepsilon w_{bw} s + w_{bw}^2 \tag{2.13}$$

Si ottengono i seguenti guadagni:

$$k_p = 2\varepsilon w_{bw} \tag{2.14}$$

$$k_i = w_{bw}^2 \tag{2.15}$$

In cui ε corrisponde con allo smorzamento desiderato (solitamente $1/\sqrt{2}$) e w_{bw} con la pulsazione di banda desiderata (rad/s) ossia il parametro che determina quanto velocemente la PLL riesce a inseguire variazioni della fase (e quindi della frequenza) della rete. In sostanza per la PLL valgono le seguenti relazioni:

$$d\omega_{\mathrm{PLL}} = \omega_0 + \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) e_\theta \tag{2.16}$$

$$\theta_{PLL} = \frac{1}{s}\,\omega_{PLL} \tag{2.17}$$

dove e_θ è l'errore di allineamento (tipicamente proporzionale a v_d o v_q) e ω_0 è un bias di frequenza nominale. A regime, θ_{PLL} insegue l'angolo di rete e può essere usato per costruire i riferimenti:

$$i_x^*(t) = I_x^* sin(\theta_{PLL} + \varphi_x) \tag{2.18}$$

con φ_x eventuale sfasamento legato al fattore di potenza desiderato.

2.5 Modello di rete e generatore equivalente

Ai fini della simulazione e della taratura del controllo, la rete elettrica può essere rappresentata in forma ridotta senza perdere i fenomeni essenziali visti dall'inverter al PCC.

La rappresentazione più semplice è quella di un generatore ideale di tensione trifase equilibrato:

$$\begin{aligned} e_a(t) &= V_{pk} sin(\omega_g t), \\ e_b(t) &= V_{pk} sin(\omega_g t - 2\pi/3) \\ e_c(t) &= V_{pk} sin(\omega_g t + 2\pi/3) \end{aligned} \tag{2.19}$$

con neutro di riferimento definito in modo coerente con il sistema a quattro fili. Un generatore ideale impone tensione e frequenza indipendentemente dalla corrente assorbita o erogata: corrisponde al limite di rete infinitamente potente (rigidità infinita).

Per avvicinarsi a una rete reale si pone in serie a ciascun generatore di fase un'impedenza di linea R_g–L_g.

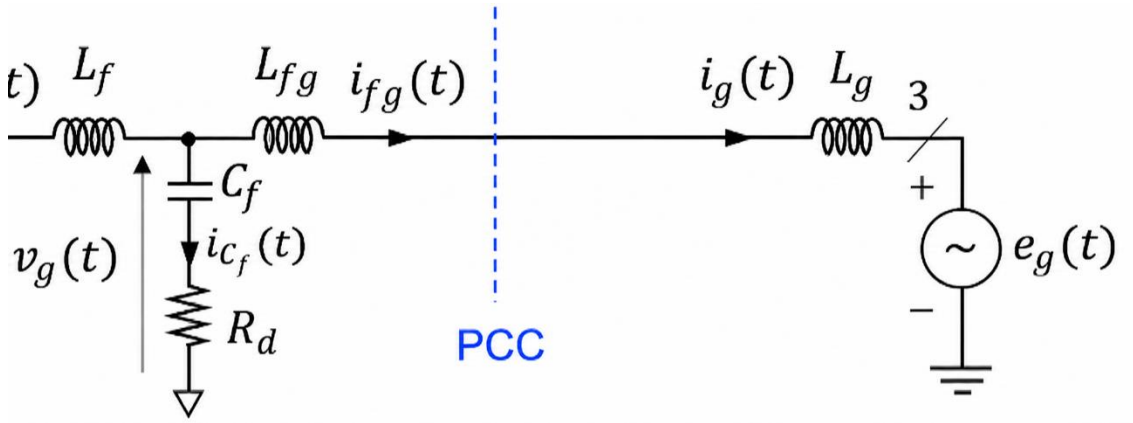


Figura 2.8 - Schema semplificato rappresentate PCC e rete con i relativi parametri passivi [3].

La tensione al PCC non coincide più istante per istante con e_x: la differenza è data dalla caduta sull'impedenza di rete,

$$v_{PCC,x} = e_x - R_g i_{g,x} - L_g \frac{di_{g,x}}{dt} \tag{2.20}$$

dove $i_{g,x}$ è la corrente di rete nella fase x. Valori piccoli di L_g e R_g (rispetto all'impedenza di base del convertitore) descrivono una rete rigida; valori elevati di R_g (ad esempio un default numerico non aggiornato) possono rendere artificialmente debole la rete e alterare tensioni e correnti al PCC, anche a parità di controllo.

Al PCC sono collegati, in parallelo tra fase e neutro, i carichi monofase (ad esempio R o R–L). La legge di Kirchhoff al nodo impone:

$$i_{inv,x} = i_{carico,x} + i_{g,x} \tag{2.21}$$

(con le convenzioni di segno scelte nello schema). L'inverter, in grid-following, regola $i_{\mathrm{inv},x}$; la rete assorbe o eroga la differenza rispetto al carico. In simulazione questo modello consente di studiare inseguimento di corrente, sbilanciamento, corrente di neutro e disturbi di tensione (modulando l'ampiezza V_{pk} nel tempo, ad esempio per rappresentare un *voltage dip* simmetrico).

2.6 Sequenza di avviamento

L'abilitazione improvvisa della modulazione a bus DC scarico o non sincronizzato può provocare correnti di picco elevatissime e stress su condensatori, interruttori e protezione. Per questo il controllo è organizzato secondo una sequenza di avviamento a stati.

Precharge del DC-link. All'avvio il condensatore di bus è scarico. Collegarlo direttamente alla rete (o a un raddrizzatore di precarica) senza limitazione equivale a un corto circuito capacitivo: la corrente di inrush può superare di diversi ordini la corrente nominale. Si interpone quindi una resistenza di precarica (o un percorso a corrente limitata) che carica il bus in modo controllato. Raggiunta una soglia di tensione considerata sufficiente, la resistenza viene bypassata da un contattore o da un dispositivo di corto circuito della precarica, riducendo le perdite a regime.

Sincronizzazione (PLL). Subito dopo la precharge, come già spiegato in 2.4, il PLL stima angolo e frequenza di rete. Finché l'aggancio con il fasore di rete non è avvenuta, l'abilitazione il PWM produrrebbe riferimenti non coerenti con la terna reale producendo forme d'onda molto distorte. Si attende quindi che venga verificato un criterio di agganciamento ossia frequenza stabile entro una certa soglia di errore rispetto alla frequenza nominale.

Abilitazione del PWM. Al termine della sincronizzazione, verificata la corretta stima della fase e della frequenza della rete, viene abilitata la modulazione PWM. Da questo

istante gli interruttori di potenza sono pilotati secondo gli impulsi di modulazione e l'inverter diventa operativo. Attraverso gli anelli di controllo della corrente, il convertitore può quindi iniziare a erogare o assorbire la potenza richiesta nel rispetto dei riferimenti imposti.

Questa sequenza riduce le inrush di bus e evita la connessione fuori sincronismo condizioni essenziali sia in simulazione sia in un'implementazione sperimentale.

2.7 Controllo di corrente a quattro fili tramite P-RES

Per inseguire riferimenti sinusoidali alla frequenza di rete in coordinate abc (e sul canale di neutro), un regolatore PI formulato in grandezze continue risulta inadeguato: a regime, su un segnale sinusoidale a frequenza non nulla, l'errore di un PI non si annulla. Si può operare in un riferimento $dq0$ solidale alla rete, dove le fondamentali compaiono come costanti e un PI è sufficiente, ma ciò richiede trasformate di Park su tutte le correnti e risulta meno naturale sul neutro, dove la componente rilevante è di sequenza zero e non una fondamentale diretta classica.

Un'alternativa efficace in $abc + n$ è il regolatore proporzionale-risonante (P-RES o PR). Esso combina un'azione proporzionale con un termine che presenta un guadagno molto elevato (idealmente infinito) a una frequenza di risonanza assegnata ω_{res}, tipicamente coincidente con la pulsazione di rete $2\pi \cdot 50\ \mathrm{rad/s}$. Su una componente sinusoidale a ω_{res}, l'errore a regime tende a zero, analogamente a quanto un PI fa sulle grandezze continue. Nel presente lavoro si utilizzano quattro P-RES indipendenti, uno per ciascuna corrente i_a, i_b, i_c, i_n.

2.7.1 Funzione di trasferimento ideale

La forma ideale del risonante basandosi sotto forma di schema a blocchi (Figura 2.9 - Schema a blocchi cella risonante [17].) è:

$$G_R(s) = \frac{2k_i s}{s^2 + \omega_{res}^2} \tag{2.22}$$

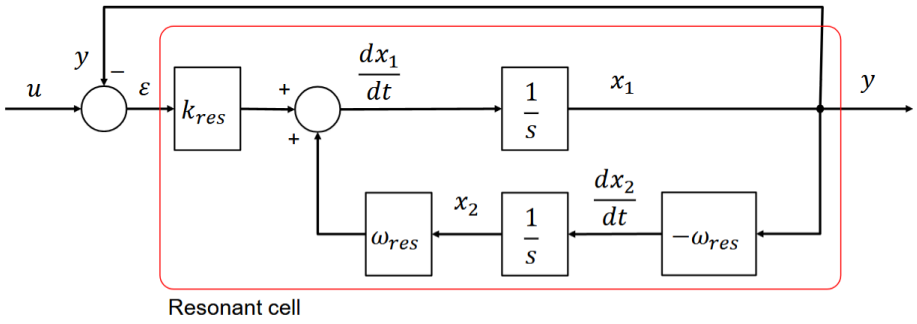


Figura 2.9 - Schema a blocchi cella risonante [17].

La cella risonante riportata in figura realizza un oscillatore armonico di secondo ordine (o, equivalentemente, un filtro risonante) mediante due integratori pure interconnessi.

Dallo schema a blocchi si ricavano direttamente le equazioni di stato:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = k_{res}(u - x_1) + \omega_{res}\, x_2 \\ \dot{x}_2 = -\omega_{res}\, x_1 \\ y = x_1 \end{cases} \tag{2.23}$$

dove u è l'ingresso (errore di corrente), y l'uscita del regolatore risonante, ω_{res} la pulsazione di risonanza e k_{res} il guadagno che regola la larghezza di banda.

Passando nel dominio di Laplace si ottiene la funzione di trasferimento

$$G_{res}(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{k_{res}\, s}{s^2 + k_{res}\, s + \omega_{res}^2} \tag{2.24}$$

L'elevato guadagno a ω_{res} (tipicamente alla frequenza di rete) garantisce l'annullamento dell'errore a regime per riferimenti sinusoidali mantenendo al contempo una buona reiezione delle componenti fuori risonanza.

Nel controllo di corrente dell'inverter la cella è impiegata come termine risonante di un regolatore PR (Proportional-Resonant) dove $\omega_{res} = 2\pi f_{res}$ è la pulsazione di risonanza e k_i il guadagno risonante. Inoltre si adotta una forma idealizzata di tale controllore ossia:

$$G_{PR}(s) = k_p + \frac{2k_i s}{s^2 + \omega_{res}^2} \tag{2.25}$$

Questa funzione di trasferimento presenta:

- poli puramente immaginari in $\pm j\omega_{\text{res}}$;

- guadagno teoricamente infinito alla sola frequenza di risonanza ω_{res};

Di conseguenza il comportamento è quello di un integratore "puro" per la frequenza ω_{res}. Qualsiasi errore sinusoidale a quella frequenza viene integrato all'infinito rendendo l'errore a regime teoricamente nullo. Inoltre con questa configurazione anche la banda risulta nulla, infatti solo la componente esattamente a ω_{res}viene amplificata e tutto il resto è fortemente attenuato.

Nel presente lavoro si impiegano quattro regolatori P-RES indipendenti, uno per ciascuna corrente i_a, i_b, i_c, i_n, alimentati dall'errore $i_x^* - i_x$. L'uscita di ciascun regolatore, sommata al feedforward di tensione di PCC (per le fasi e, se definito, per il neutro), fornisce il riferimento di tensione di modulazione della gamba corrispondente.

2.7.2 Significato dei guadagni

Guadagno proporzionale k_p.

Agisce sull'errore di corrente in modo immediato, indipendentemente dalla frequenza. Determina in larga misura:

- la banda passante dell'anello di corrente;
- la rapidità di risposta ai transitori (gradini di riferimento, variazioni brusche di carico o di tensione di rete);
- il margine di stabilità ad alta frequenza, in interazione con ritardi di digitalizzazione, PWM e dinamica del filtro LC.

Un k_p troppo basso rende l'anello lento e poco reattivo fuori da ω_{res}; un k_p troppo alto amplifica rumore e ripple di switching e può destabilizzare l'anello.

Guadagno risonante k_i.

Regola l'"intensità" del picco a ω_{res} e quindi:

- la velocità con cui l'errore sinusoidale a frequenza di rete viene eliminato a regime;
- la selettività dell'azione risonante (insieme alla struttura del denominatore).

Valori più elevati di k_i riducono più rapidamente l'errore a 50 Hz, ma possono accentuare oscillazioni di taratura se l'impianto (L, ritardi, k_p) non lascia margine

sufficiente. In sintesi: k_p governa la risposta "broadband" e i transitori; k_i governa la precisione e la dinamica selettiva sulla fondamentale.

Pulsazione di risonanza ω_{res}.

È fissata sulla frequenza nominale di rete,

$$\omega_{res} = 2\pi f_{res} \tag{2.26}$$

(nel caso europeo). Se la frequenza di rete si discosta in modo apprezzabile da f_{res} e ω_{res} resta fissa, il guadagno del risonatore sul segnale reale diminuisce e l'errore a regime può non annullarsi del tutto. In assetto grid-following, ω_{res} può essere eventualmente aggiornata con la stima di frequenza del PLL; in questa trattazione si assume ω_{res} costante e coincidente con la nominale

2.8 Schema complessivo dell'anello

Per ciascuna gamba $x \in \{a, b, c, n\}$ valgono:

$$\begin{aligned} e_x &= i_x^* - i_x \\ v_{reg,x}^* &= G_{PR}(s)\, e_x = k_p e_x + \frac{2k_i s}{s^2 + \omega_0^2} e_x \\ v_{inv,x}^* &= v_{PCC,x} + v_{reg,x}^* \end{aligned} \tag{2.27}$$

con $i_n^* = -(i_a^* + i_b^* + i_c^*)$. Il riferimento $v_{inv,x}^*$ è quindi limitato in base alla tensione di bus disponibile e inviato al modulatore PWM della gamba corrispondente. I quattro canali sono strutturalmente uguali; si differenziano solo per il segnale di corrente misurato e per il riferimento (i_n^* calcolato dalla somma delle fasi).

2.9 Parametri del sistema e implementazione su PLECS

Il controllo e il circuito di potenza descritti nelle sezioni precedenti sono stati implementati in ambiente PLECS. Prima di entrare nel dettaglio dei singoli blocchi e della scelta numerica dei parametri, è utile presentare la struttura complessiva del modello di simulazione.

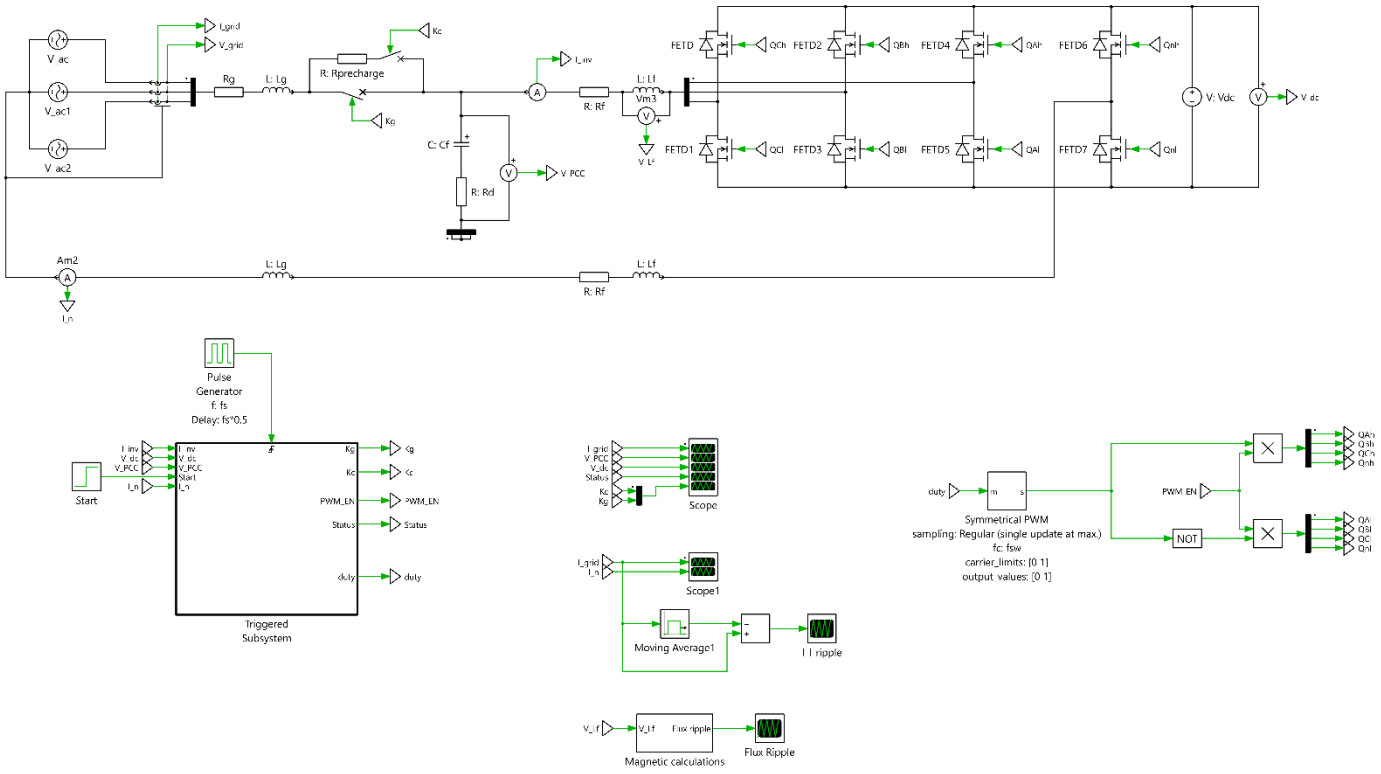


Figura 2.10 – Schema complessivo del modello PLECS: inverter 4L4W, filtro LC, carichi monofase e rete al PCC, modulazione PWM e sottosistema di controllo digitale (triggered subsystem).

In Figura 2.1 è riportato lo schema globale del sistema. Vi si riconoscono, da monte a valle lato potenza:

- il bus DC modellizzato con un generatore ideale di tensione (rappresenta in maniera semplice la fonte rinnovabile sul lato DC del convertitore;
- l'inverter a quattro gambe (tre fasi più neutro), comandato dai segnali di modulazione;
- il filtro LC di interfaccia tra i terminali dell'inverter e il punto di accoppiamento;
- il PCC (point of common coupling), a cui è collegato il modello di rete (generatori di tensione ideali e ramo serie R_g–L_g);
- la catena di modulazione PWM che prende i duty in uscita dal controllore confrontandoli con una portante triangolare di ampiezza unitaria genera i segnali di comando per gli switches di potenza.

A lato controllo, il modello raccoglie le misure necessarie (tensioni al PCC, correnti di fase e di neutro, tensione del DC-link) e le elabora all'interno di un triggered subsystem

eseguito in sincronismo con la frequenza di campionamento del controllo digitale. Al suo interno sono implementati, in sintesi, la state machine di avviamento (pre-charge, sincronizzazione PLL, abilitazione PWM), la generazione dei riferimenti di corrente e i quattro regolatori P-RES, le cui uscite, sommate al feed forward di tensione, alimentano il modulatore.

Questa organizzazione separa in modo netto il dominio del circuito di potenza (grandezze istantanee in unità fisiche) dal dominio dell'algoritmo digitale, e rende espliciti i punti di interfaccia: misure in ingresso al controllo, riferimenti di tensione verso il PWM e comandi di stato (ad esempio abilitazione della modulazione e gestione della pre-charge). Nelle sottosezioni successive si illustra come, a partire dai dati di targa del convertitore, siano stati ricavati i parametri numerici del modello e come i principali blocchi siano stati realizzati in PLECS.

2.9.1 Dati di progetto e grandezze di base

Il modello simulativo è costruito a partire da un insieme ridotto di specifiche di targa del convertitore e della rete, dalle quali si ricavano in modo sistematico le grandezze di base (per-unit) e i parametri del ramo di rete. I dati di ingresso adottati sono:

- tensione di linea nominale (valore efficace linea–linea) $V_{LL,rms} = 220\,V$;
- corrente di fase nominale (valore efficace) $I_{\mathrm{rms}} = 20$ A;
- frequenza di rete $f_g = 50\,Hz$;
- frequenza di commutazione $f_{sw} = 50\,kHz$;
- tensione del bus DC $V_{\mathrm{DC}} = 400$ V;
- induttanza di rete pari al 5 % dell'induttanza di base ($L_g = 0{,}05\,L_{base}$);
- rapporto $X/R = 10$ sul ramo di rete.

Le grandezze di base sono definite in termini di valori di picco di fase, coerenti con una trasformazione di Park di tipo *amplitude-invariant* e con il controllo in grandezze istantanee:

$$V_{base} = V_{LN,pk} = \sqrt{2}\,\frac{V_{LL,rms}}{\sqrt{3}} \tag{2.28}$$

Sostituendo $V_{LL,\mathrm{rms}} = 220$ V si ottiene

$$V_{base} = \sqrt{2}\,\frac{220}{\sqrt{3}} = 179{,}6\,V \approx 180\,V$$

valore adottato nello script di inizializzazione. Analogamente, la corrente di base è il valore di picco della corrente di fase nominale:

$$I_{base} = I_{pk} = \sqrt{2}\,I_{rms} \tag{2.29}$$

Da cui $I_{base} = 28.28\,A$.

La potenza apparente di base, coerente con la convenzione in cui tensioni e correnti in dq sono ampiezze di picco, è

$$S_{base} = \frac{3}{2}\,V_{base}\,I_{base} \tag{2.30}$$

Con $V_{base} = 180\,V$ e $I_{base} = 28.28\,A$ risulta $S_{base} \approx 7{,}64\,kVA$

Dalle basi di tensione e corrente si ricavano impedenza e induttanza di base alla pulsazione nominale $\omega_b = 2\pi f_g$:

$$Z_{base} = \frac{V_{base}}{I_{base}} = 6.42\ \Omega \tag{2.31}$$

$$L_{base} = \frac{Z_{base}}{\omega_b} = 0.02046\,H \tag{2.32}$$

Tali quantità consentono di esprimere i parametri di rete in per-unit e di riportarli poi in unità fisiche nel circuito PLECS.

2.9.2 Parametri del ramo di rete

L'induttanza di rete è fissata al 5 % del valore di base ($L_{g,pu} = 0{,}05$)

$$L_g = L_{g,pu}\,L_{base} = 0.00102\,H \tag{2.33}$$

Il rapporto $X/R = 10$ lega resistenza e reattanza di linea a frequenza nominale con:

$$X_g = \omega_b L_g \tag{2.34}$$

Si ricava:

$$R_g = \frac{\omega_b L_g}{10} = 0.00064\ \Omega \tag{2.35}$$

In questo modo la rete simulata risulta rigida rispetto alla potenza di base del convertitore (piccola caduta su L_g a corrente nominale), evitando l'effetto di una resistenza di default troppo elevata che renderebbe il nodo artificialmente debole. La tensione di bus $V_{\mathrm{DC}} = 400\,\mathrm{V}$ è coerente con un'operazione in zona lineare di modulazione rispetto a una tensione di fase di picco di circa $180\ \mathrm{V}$ al PCC.

2.9.3 Parametri del filtro LC

Nel modello di potenza compaiono anche i parametri del filtro LC di interfaccia posto tra l'inverter e il PCC:

- L_f: induttanza di filtro di fase (e, in modo coerente, anche per il ramo di neutro)
- R_L: resistenza serie dell'induttore, rappresentativa delle perdite nel rame a frequenza fondamentale e degli effetti parassiti omogeneizzati in un termine resistivo equivalente;
- C_f: capacità di filtro che fornisce un percorso a bassa impedenza per le componenti armoniche di corrente ad alta frequenza e contribuisce, insieme a L_f, a ridurre il ripple di tensione al PCC e a definire la frequenza di risonanza del filtro LC;
- R_d: resistenza di smorzamento (*damping*), introdotta per attenuare la risonanza del circuito LC e limitare picchi di impedenza in prossimità di f_{res}.

Tutti questi valori non sono scelti in modo arbitrario nel modello PLECS: derivano dal dimensionamento del filtro sviluppato nella sezione dedicata (criteri di ripple, frequenza di risonanza rispetto a f_{sw} e alla banda del controllo di corrente, esigenze di smorzamento). In questa sede essi compaiono come parametri di circuito già definiti, impiegati sia nel dominio della potenza sia, ove previsto, nella taratura dell'anello di corrente (L_f in particolare).

2.10 Implementazione del controllo in PLECS

Dopo aver definito il circuito di potenza (inverter a quattro fili, filtro LC e modello di rete), il comportamento del convertitore è determinato dall'algoritmo digitale di controllo. In questa fase del lavoro l'inverter è operato in assetto grid-following: l'obiettivo non è ancora l'emulazione di una macchina sincrona virtuale, bensì la validazione del controllo di corrente a quattro canali e il corretto funzionamento della gamba di neutro. Per isolare tali aspetti, la simulazione è condotta senza carichi al PCC: le correnti erogate dall'inverter coincidono, a meno del segno e delle convenzioni di misura, con le correnti scambiate con la rete. I riferimenti di corrente non sono ricavati da un calcolo di potenza su carico, ma sono generati direttamente a partire da ampiezze impostate nei *Parameters* del modello, modulate in forma sinusoidale tramite l'angolo stimato dal PLL. In questo modo si può imporre in modo trasparente ampiezza e fase e verificare che le correnti misurate inseguano i riferimenti.

2.11 Organizzazione generale del controllo: *triggered subsystem*

L'intero algoritmo di controllo è raccolto in un triggered subsystem eseguito in sincronismo con la frequenza di commutazione f_{sw}. A ogni periodo di switching il sottosistema viene attivato, legge le misure necessarie (tensioni di rete o di PCC, correnti di fase e di neutro, tensione di bus DC), aggiorna gli stati interni (PLL, regolatori, state machine) e produce i comandi verso il modulatore e verso i dispositivi di precharge/bypass.

Questa scelta ha due motivazioni. In primo luogo, allinea il controllo digitale alla stessa base temporale del PWM, come avviene tipicamente su un microcontrollore o DSP in cui ISR di controllo. In secondo luogo, garantisce un comportamento tempo-discreto coerente per integratori, risonatori e macchine a stati, evitando mescolamenti tra passi di integrazione continua del circuito di potenza e passi di controllo non definiti. Il triggered subsystem utilizzato, è stato configurato in modalità single update. Tale scelta consente di simulare il funzionamento di un sistema di controllo implementato su un processore digitale (DSP o microcontrollore), nel quale l'algoritmo di controllo non viene eseguito in modo continuo, ma solamente in corrispondenza di specifici eventi temporali sincronizzati con il modulatore PWM.

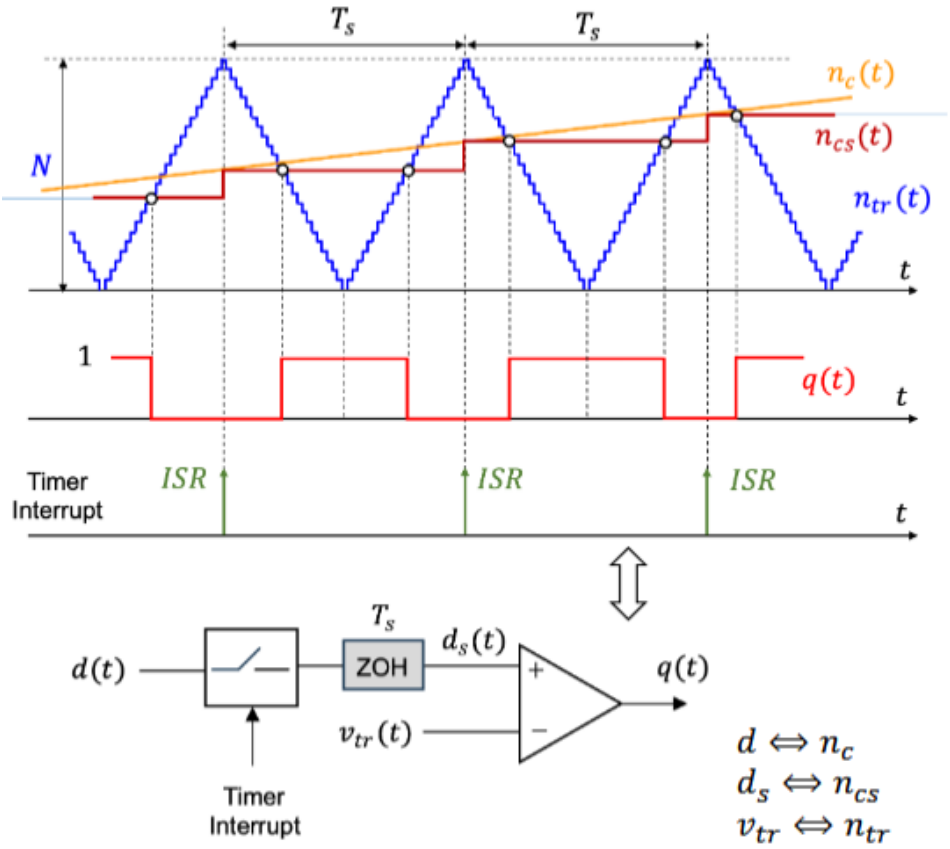


Figura 2.11 - Esempio di ISR sincronizzata con il massimo valore della portante [15].

Nel funzionamento reale, l'esecuzione dell'algoritmo di controllo è generalmente sincronizzata mediante un timer interrupt, indicato in Figura 2.11 con la sigla ISR (Interrupt Service Routine). L'interrupt viene generato una volta per ogni periodo di commutazione T_s, generalmente in corrispondenza del massimo (o del minimo) della portante triangolare. L'ISR rappresenta quindi l'evento che attiva l'esecuzione dell'intero algoritmo di controllo. Durante ogni interrupt vengono eseguite, nell'ordine, le seguenti operazioni:

1. acquisizione delle grandezze misurate (correnti, tensioni, ecc.);
2. esecuzione degli algoritmi di controllo (PLL, regolatori PI o PR, trasformazioni di coordinate, ecc.);
3. calcolo del nuovo riferimento di modulazione;
4. aggiornamento del registro di confronto del modulo PWM.

Terminata l'esecuzione dell'ISR, il valore calcolato rimane invariato fino all'interrupt successivo. Dal punto di vista matematico, il duty-cycle continuo $d(t)$ viene campionato ogni T_s, ottenendo la sequenza discreta

$$d[k] = d(kT_s) \tag{2.36}$$

Successivamente il valore campionato viene mantenuto costante mediante uno Zero-Order Hold (ZOH), generando il segnale $d_s(t)$, che costituisce l'ingresso del comparatore PWM. Lo Zero-Order Hold introduce quindi una rappresentazione a gradini del duty-cycle, perfettamente coerente con il funzionamento dell'hardware reale. Il comparatore PWM confronta quindi il valore mantenuto costante $d_s(t)$ con la portante triangolare $v_{tr}(t)$. L'uscita del comparatore determina direttamente gli impulsi di comando degli interruttori di potenza:

$$q(t) = \begin{cases} 1, & d_s(t) > v_{tr}(t) \\ 0, & d_s(t) \leq v_{tr}(t) \end{cases} \tag{2.37}$$

Nella Figura 2.11 il confronto avviene con una portante triangolare simmetrica, mentre gli istanti indicati con ISR rappresentano gli unici momenti nei quali il valore del duty-cycle viene aggiornato.

All'interno del *triggered subsystem*, com'è possibile visualizzare in Figura 2.12, si distinguono i seguenti blocchi funzionali, descritti nelle sottosezioni successive:

- gestione della pre-charge del bus DC;
- PLL di sincronizzazione alla rete;
- logica di validazione della frequenza (e del lock) a supporto della state machine;
- generazione dei riferimenti di corrente e quattro regolatori P-RES;
- state machine di avviamento e abilitazione del PWM;
- generazione dei duty (modulazione) a partire dai riferimenti di tensione.

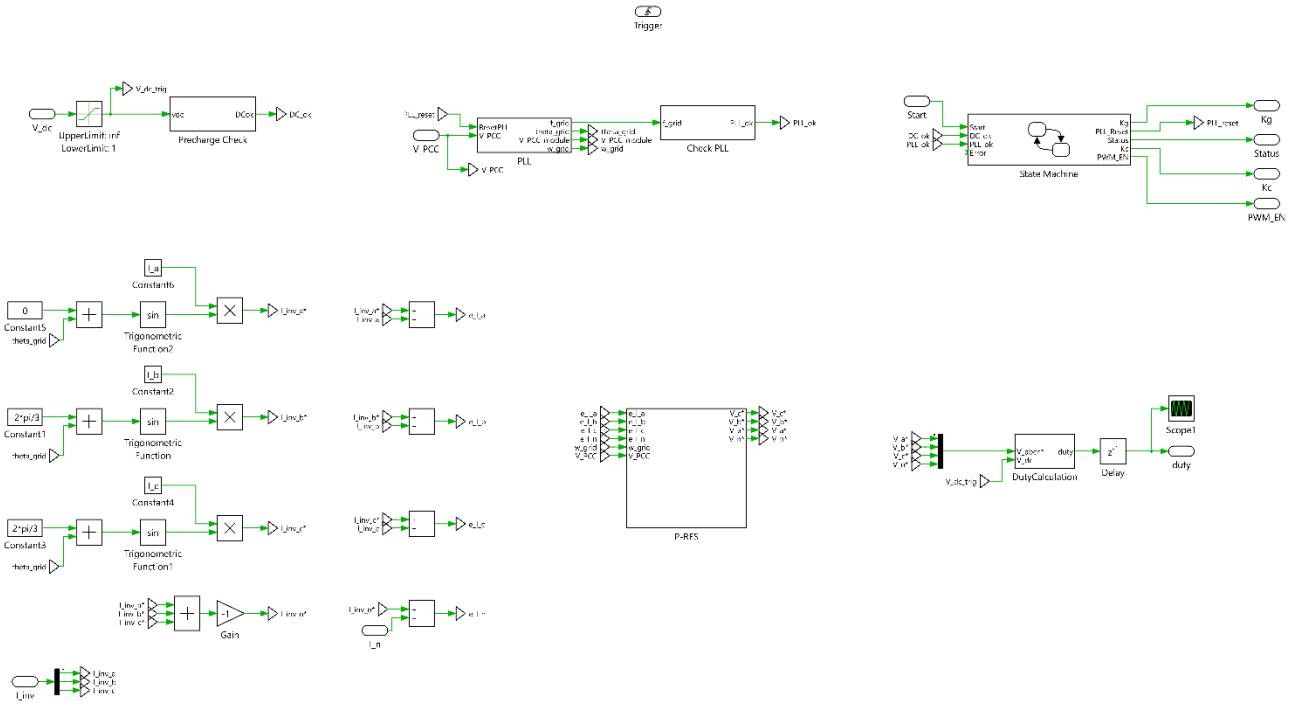


Figura 2.12 - Schema di controllo interno al triggered subsystem.

2.11.1 State machine

La coordinazione tra pre-charge, sincronizzazione e modulazione è affidata a una state machine. Gli stati essenziali, sono presentati in maniera schematica in Figura 2.13 da cui si possono osservare gli stati già menzionati prima:

1. **Pre-charge**: tale fase viene avviata quando viene dato il consenso di start. Qui la logica di controllo inizializza a 1 il flag (Kc) dell'interruttore in serie al resistore di pre-charge dando così il via alla fase di pre-carica. Inoltre viene anche avviato un contatore che serve da ulteriore controllo per fare in modo di spegnere il convertitore nel caso in cui la fase di pre-carica duri troppo tempo.

2. **Sincronizzazione (SYNC)**: conclusa la fase di pre-carica il flag DC_ok diventa pari a 1 e ha inizio la fase successiva di sincronizzazione, in cui inizialmente viene prima esclusa la resistenza di pre-charge e subito dopo viene chiuso l'interruttore che la bypassa. In tal modo la rete risulta direttamente collegata al PCC e la PLL può cominciare la fase di sincronizzazione con il fasore di rete.

3. **GO (PWM abilitato)**: conclusa la fase di sincronizzazione (flag PLL_ok pari a 1) viene inizializzata nell'ultimo stato la variabile PWM_EN pari a 1 che abilita la modulazione.

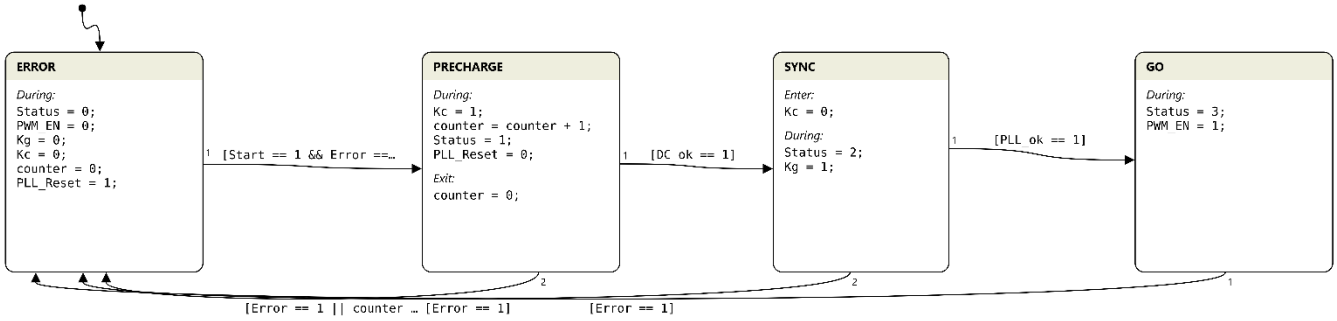


Figura 2.13 – Sequenza logica della state machine.

2.11.2 Blocco di pre-charge

Al termine della fase di pre-carica è necessario verificare che il condensatore del DC-link abbia raggiunto una condizione prossima al regime permanente, così da consentire il proseguimento della sequenza di avviamento dell'inverter in condizioni di sicurezza. A tale scopo è stato implementato un algoritmo che, anziché limitarsi a verificare il superamento di una determinata soglia di tensione, valuta anche il termine del transitorio di carica del condensatore.

Come mostrato in Figura 2.14, il segnale della tensione del DC-link misurata V_{dc} viene elaborato mediante due filtri passa-basso discreti caratterizzati da frequenze di taglio differenti:

- un filtro con frequenza di taglio pari a 1 kHz, che segue rapidamente l'andamento della tensione;
- un filtro con frequenza di taglio pari a 10 Hz, caratterizzato da una dinamica significativamente più lenta.

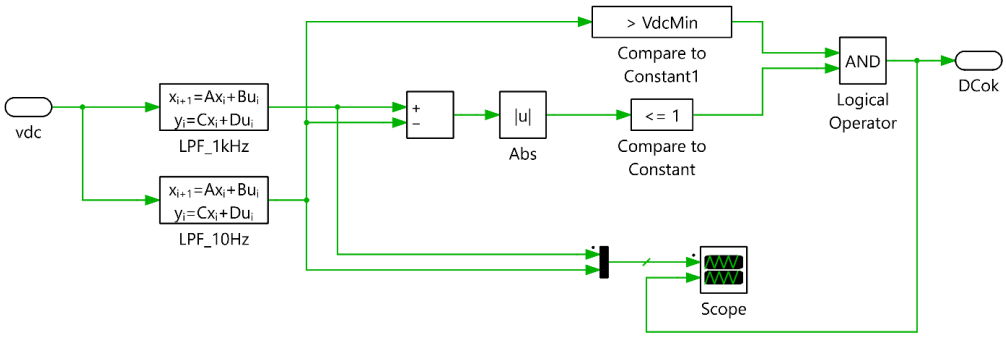


Figura 2.14 – Schema a blocchi relativo alla fase di precarica.

È importante osservare che l'impiego dei due filtri è finalizzato alla valutazione dello stato di avanzamento del processo di carica del condensatore. Durante la fase di pre-carica i due segnali filtrati presentano infatti dinamiche differenti: il filtro a 1 kHz segue più rapidamente la crescita della tensione, mentre quello a 10 Hz risulta maggiormente ritardato come mostrato nella figura sottostante.

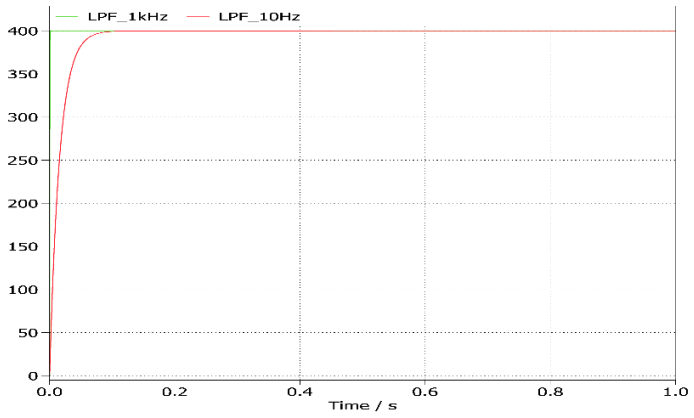


Figura 2.15 – Andamento di crescita dei segnali filtrati.

Di conseguenza, la differenza tra le due uscite assume valori elevati nelle prime fasi della carica e tende progressivamente a ridursi all'avvicinarsi della condizione di regime. Per quantificare tale comportamento viene calcolata la differenza tra le uscite dei due filtri ossia:

$$\Delta V = |V_{dc,1kHz} - V_{dc,10Hz}| \tag{2.38}$$

alla quale viene successivamente applicato il valore assoluto. Il risultato viene confrontato con una soglia prefissata pari a $\Delta V \leq 1$ V condizione che identifica una sostanziale sovrapposizione tra i due andamenti filtrati e indica quindi che il transitorio di carica è ormai praticamente concluso. Tale verifica viene affiancata da un secondo controllo, volto ad accertare che la tensione del DC-link abbia raggiunto un valore sufficientemente elevato. A tale scopo l'uscita del filtro passa-basso a 10 Hz viene confrontata con una tensione minima di riferimento $V_{dc,min}$, inizializzata nei parametri pari a $0.7 * V_{dc}$, verificando la condizione

$$V_{dc,10Hz} > V_{dc,min} \tag{2.39}$$

L'impiego del segnale filtrato a 10 Hz evita che eventuali oscillazioni o disturbi ad alta frequenza possano influenzare la decisione relativa al completamento della fase di pre-

carica. Le due condizioni vengono infine combinate mediante una porta logica AND. Soltanto quando entrambe risultano contemporaneamente soddisfatte viene posto a uno il segnale logico $DC_OK = 1$, che indica il completamento della fase di pre-carica e autorizza la state machine a procedere allo stato operativo successivo.

2.11.3 Sincronizzazione PLL

Come descritto nei paragrafi precedenti, la sincronizzazione dell'inverter con la rete elettrica viene realizzata mediante una Phase Locked Loop (PLL) in riferimento sincrono (*Synchronous Reference Frame PLL*, SRF-PLL). Nel presente lavoro la PLL è stata implementata in forma discreta, poiché l'intero algoritmo di controllo viene eseguito all'interno di un triggered subsystem. Lo schema a blocchi implementato in PLECS è riportato in Figura 2.16 e rispecchia in maniera fedele la stessa logica di controllo riassunta dallo schema riportato nella sezione 2.4. le cui formule e relazioni sono già state trattate.

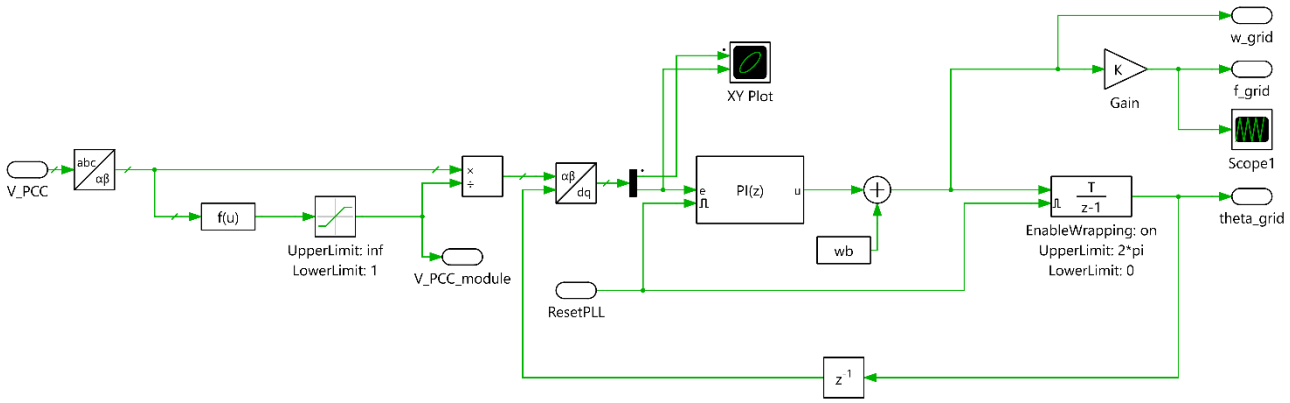


Figura 2.16 – Schema a blocchi PLL in discreto.

La dinamica della PLL è stata progettata imponendo una banda passante pari a $f_{bw} = 3\ Hz$, corrispondente ad una pulsazione

$$\omega_{bw} = 2\pi f_{bw} = 18.84\ rad/s \tag{2.40}$$

È stato inoltre adottato un coefficiente di smorzamento $\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{2}}$ comunemente utilizzato nella progettazione delle PLL per convertitori grid-connected. I parametri del regolatore PI sono stati quindi determinati secondo le relazioni

$$k_p = \varepsilon\, \omega_{bw} = 13.32 \tag{2.41}$$

$$k_i = \omega_{bw}^2 = 355.31 \tag{2.42}$$

Con tali valori la PLL presenta una dinamica sufficientemente rapida da seguire le normali variazioni della frequenza di rete, mantenendo al tempo stesso un'elevata reiezione del rumore e delle armoniche presenti nella tensione misurata.

2.11.4 Verifica della sincronizzazione (Check PLL)

Il completamento della fase di sincronizzazione non viene determinato esclusivamente dall'esecuzione della PLL, ma viene verificato mediante un'apposita logica di controllo, riportata in Figura 2.17.

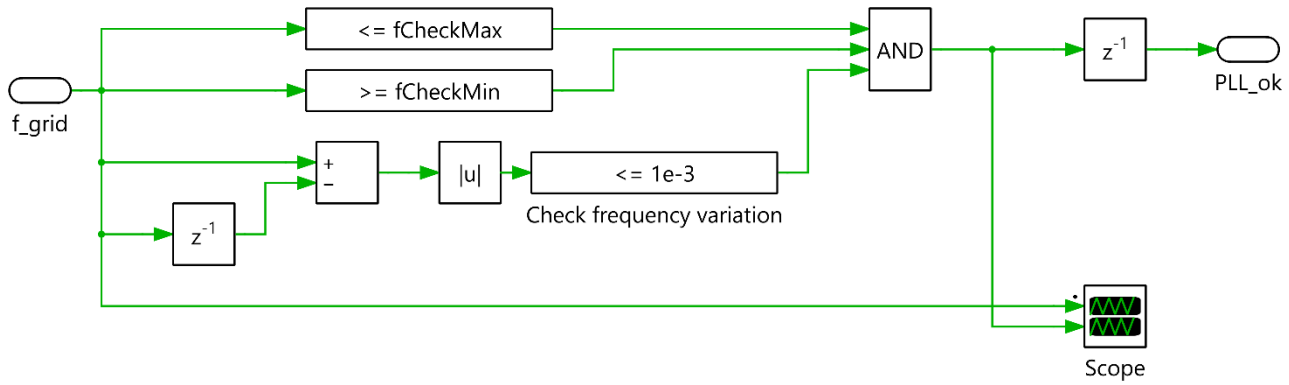


Figura 2.17 – Schema a blocchi inerente alla verifica della sincronizzazione.

L'obiettivo di tale blocco è accertare che la frequenza stimata abbia raggiunto una condizione stabile e compatibile con la rete elettrica prima di consentire il passaggio allo stato operativo successivo. La verifica si basa su due condizioni simultanee.

La prima richiede che la frequenza stimata appartenga all'intervallo ammesso

$$f_{check,min} \leq f_{grid} \leq f_{check,max} \tag{2.43}$$

garantendo che la PLL non converga verso valori non fisicamente plausibili.

La seconda condizione verifica invece che la frequenza abbia raggiunto una condizione stazionaria. A tale scopo viene confrontato il valore corrente della frequenza con quello ottenuto al campione precedente

$$\Delta f = |f_{grid}(k) - f_{grid}(k-1)| \tag{2.44}$$

La sincronizzazione viene considerata raggiunta quando $\Delta f \leq 10^{-3}$ Hz, ossia quando la variazione della frequenza tra due campioni consecutivi risulta praticamente nulla. Infine, le tre verifiche vengono combinate mediante una porta logica AND. Soltanto quando tutte risultano contemporaneamente soddisfatte viene attivato il segnale logico $PLL_OK = 1$, che informa la macchina a stati dell'avvenuto allineamento con la rete e consente il proseguimento della sequenza di avviamento. A differenza di un controllo basato esclusivamente sulla componente v_q, il criterio adottato valuta direttamente la convergenza della frequenza stimata. In questo modo il completamento della sincronizzazione viene riconosciuto soltanto quando la PLL ha raggiunto una condizione di regime, evitando che oscillazioni transitorie della stima possano determinare un'abilitazione prematura delle fasi successive della procedura di avviamento.

2.12 Generazione riferimenti e controllo di corrente

I riferimenti di corrente delle tre fasi sono costruiti in forma sinusoidale a partire dall'angolo stimato dal PLL e da ampiezze (e sfasamenti) definite nei parametri del modello. Per ciascuna fase $x \in \{a, b, c\}$ si ha, in sintesi,

$$i_x^*(t) = I_x^* \, sin(\theta_{PLL}(t) + \varphi_x) \tag{2.45}$$

dove I_x^* è l'ampiezza di riferimento e φ_x un eventuale sfasamento rispetto all'angolo di rete (nullo se si desidera corrente in fase con la tensione di sincronizzazione).

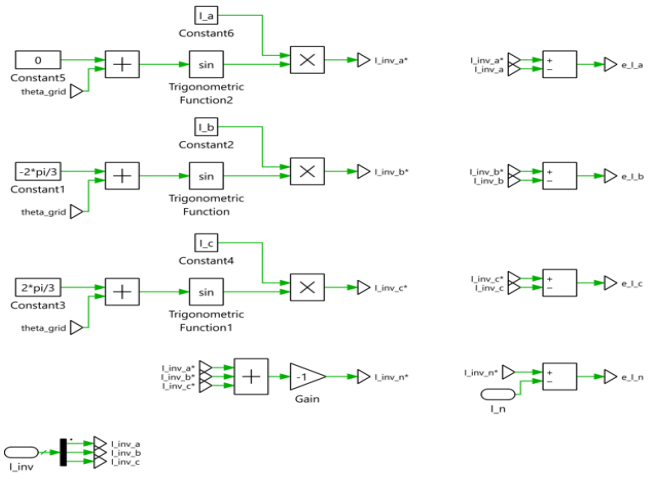


Figura 2.18 – Generazione riferimenti e errori di corrente.

In PLECS tale relazione è realizzata combinando blocchi trigonometrici e guadagni costanti, come illustrato in Figura 2.18: l'angolo θ_{PLL} alimenta tre canali del tipo "ampiezza × seno", uno per fase. Il riferimento di corrente di neutro non è indipendente: deve rispettare la legge di Kirchhoff al nodo di carico (o, in assenza di carico, al PCC). Si impone quindi l'equazione 2.10. In condizioni equilibrate ($I_a^* = I_b^* = I_c^*$ e sfasamenti a 120°) risulta $i_n^* \approx 0$; imponendo ampiezze di fase diverse si ottiene un i_n^* non nullo, utile a validare il quarto canale di regolazione e la gamba di neutro dell'inverter.

Nella presente simulazione di validazione del solo controllo di corrente, le ampiezze I_x^* sono fissate direttamente dai *Parameters* e non derivano da un calcolo di potenza su carico: l'obiettivo è verificare l'inseguimento e il comportamento del neutro.

L'anello di corrente è organizzato in quattro canali indipendenti (fasi a, b, c e neutro). Su ciascun canale l'errore

$$e_x = i_x^* - i_x \tag{2.46}$$

alimenta un regolatore proporzionale-risonante (P-RES), la cui uscita, sommata al feedforward della tensione di PCC, fornisce il riferimento di tensione di gamba per il modulatore. Lo schema a blocchi del singolo canale (controllore + *plant*) è riportato in Figura 2.19.

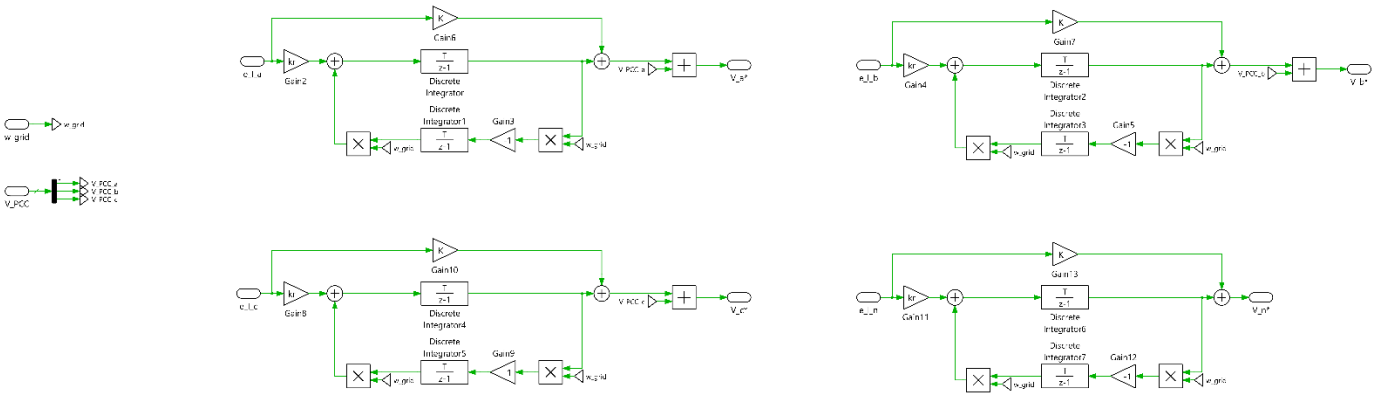


Figura 2.19 –Schemi a blocchi dei P-RES con feed forward delle tensioni di rete.

Riguardo la taratura dei guadagni impostati si può far riferimento alla figura sottostante che rappresenta in modo schematico le funzioni di trasferimento del controllore e del plant (quella del convertitore è trascurata).

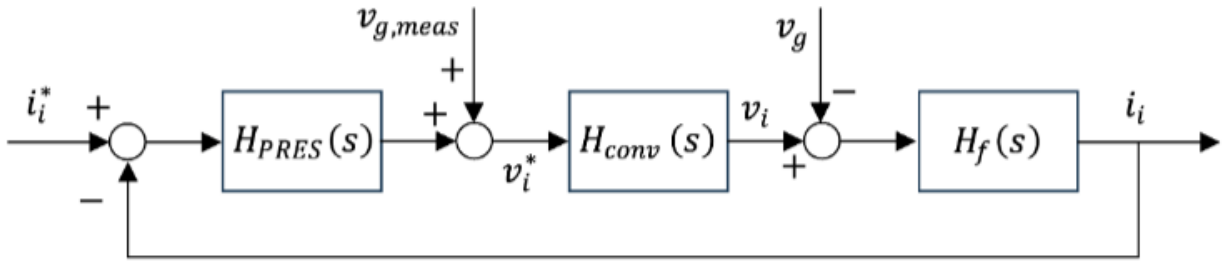


Figura 2.20 – Schema a blocchi dell'anello di corrente [13].

Ai fini della progettazione del regolatore, la dinamica del convertitore è stata trascurata, assumendo una risposta sufficientemente rapida rispetto alla dinamica del filtro di uscita. In tale ipotesi la funzione di trasferimento del convertitore può essere approssimata con un guadagno unitario, $H_{conv}(s) \approx 1$.

Inoltre, trascurando gli effetti dissipativi della resistenza serie dell'induttanza e considerando la tensione di rete compensata mediante l'azione feed-forward, il filtro di uscita può essere approssimato come un semplice integratore

$$H_f(s) \approx \frac{1}{sL_f} \tag{2.47}$$

dove L_f rappresenta l'induttanza di filtro. Di conseguenza, il plant visto dal regolatore assume la forma

$$G_p(s) = \frac{1}{sL_f} \tag{2.48}$$

Il regolatore adottato è costituito dalla somma di un'azione proporzionale e di una risonante ed è definito dalla seguente funzione di trasferimento:

$$H_{PRES}(s) = k_p + \frac{2k_i s}{s^2 + \omega_{res}^2} \tag{2.49}$$

La sintesi dei parametri del controllore è stata effettuata mediante la funzione di trasferimento d'anello

$$L(s) = H_{PRES}(s)G_p(s) \tag{2.50}$$

Imponendo il criterio secondo cui il modulo della funzione di trasferimento ad anello aperto alla pulsazione di attraversamento risulti unitario, ossia

$$|L(jw_{bw})| = 1 \tag{2.51}$$

è possibile ricavare direttamente il guadagno della parte proporzionale come segue:

$$\left|\frac{k_p}{jw_{bw}L_f}\right| = 1 \tag{2.52}$$

da cui di ricava:

$$k_p = w_{bw}L_f \tag{2.53}$$

Una volta determinato il guadagno proporzionale, viene progettata la parte risonante del controllore. Il parametro k_{res} viene scelto definendo il contributo che la parte risonante deve fornire al modulo complessivo della funzione di trasferimento del regolatore. A tale scopo viene introdotto il coefficiente adimensionale k_x che rappresenta la percentuale con cui la componente risonante contribuisce al modulo totale del regolatore alla pulsazione di progetto. Nel presente lavoro tale coefficiente è stato scelto pari al 5% per ottenere un compromesso tra precisione nell'inseguimento della corrente sinusoidale e robustezza del sistema di controllo. Il guadagno risonante risulta pertanto:

$$k_{res} = k_x \frac{w_{bw}^2 - w_{res}^2}{2w_{bw}} \tag{2.54}$$

Inoltre imponendo $f_{bw} = \frac{1}{15} f_{sw}$ si ottiene anche w_{bw} da cui sostituendo i valori si ottengono: $k_p = 4.188$ e $k_{res} = 523.48$.

Inoltre, nell'implementazione discreta del regolatore, è stata introdotta una saturazione sull'integratore appartenente al ramo diretto della parte risonante.

Lo scopo di tale limitazione è evitare che, durante condizioni transitorie particolarmente gravose (ad esempio durante l'avviamento dell'inverter, variazioni improvvise del riferimento di corrente oppure situazioni di saturazione del modulatore PWM), le variabili di stato del regolatore possano assumere valori eccessivamente elevati.

In assenza di tale limitazione, l'integratore potrebbe infatti continuare ad accumulare errore anche quando il convertitore non è più in grado di applicare la tensione richiesta, determinando il fenomeno comunemente noto come wind-up. Nel presente lavoro il limite di saturazione è stato scelto pari al 10% della corrente nominale del convertitore. Sebbene tale valore non derivi direttamente dalla sintesi teorica del regolatore, esso costituisce un parametro implementativo introdotto per limitare la crescita dello stato interno senza alterare sensibilmente il comportamento del controllore durante il normale funzionamento. La scelta del valore è stata verificata mediante simulazione, risultando sufficiente a prevenire accumuli indesiderati della variabile di stato senza compromettere le prestazioni del controllo di corrente. La saturazione non è applicata al ramo di retroazione ω_{res}^2, affinché non risulti alterata la dinamica che fissa la frequenza di risonanza.

2.13 Generazione dei duty e modulatore PWM

Le tensioni di riferimento in uscita dal controllo di corrente vengono convertite in indici di duty per ciascuna gamba. Operando su un mezzo ponte a due livelli, il duty è ottenuto normalizzando il riferimento rispetto alla tensione di bus e centrando il risultato nella scala della portante:

$$d_x = \frac{v_{inv,x}^*}{V_{dc}} + 0{,}5 \tag{2.55}$$

Il segnale d_x è quindi limitato in $[0,\ 1]$ da una saturazione, così da non richiedere rapporti di conduzione non realizzabili.

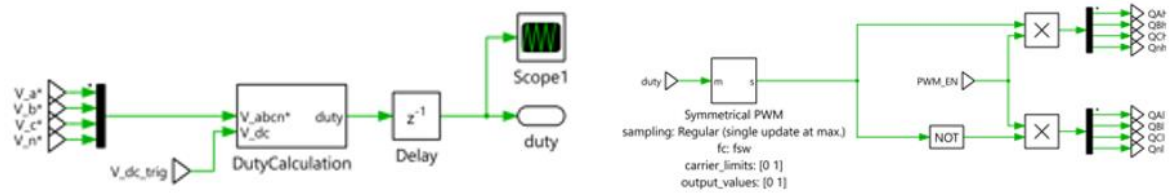


Figura 2.21 – Calcolo del duty e schema del modulatore.

La modulazione è realizzata con un blocco *Symmetrical PWM* in modalità single update, con portante triangolare a frequenza pari a f_{sw} e ampiezza compresa tra 0 e 1, coerente con la scala dei duty. Il confronto modulante–portante genera il comando logico di gamba; tale segnale è inviato allo switch superiore, mentre lo switch inferiore

riceve il comando complementare attraverso un NOT. La stessa catena è replicata sulle quattro gambe (tre fasi e neutro).

2.14 Validazione del controllo di corrente

Al fine di verificare il corretto funzionamento dei quattro regolatori P-RES e della gamba di neutro, è stata condotta una campagna di simulazioni in assenza di carico al PCC. In tali condizioni le correnti scambiate con la rete coincidono con le correnti di inverter, e il confronto diretto tra grandezze misurate e riferimenti consente di isolare le prestazioni dell'anello di corrente.

Caso equilibrato. Impostando $I_a^* = I_b^* = I_c^* = 28.28\ A$ (valore nominale di picco) e sfasamenti a 120°, le correnti misurate di fase riproducono i riferimenti in ampiezza e forma d'onda (Figura 2.22).

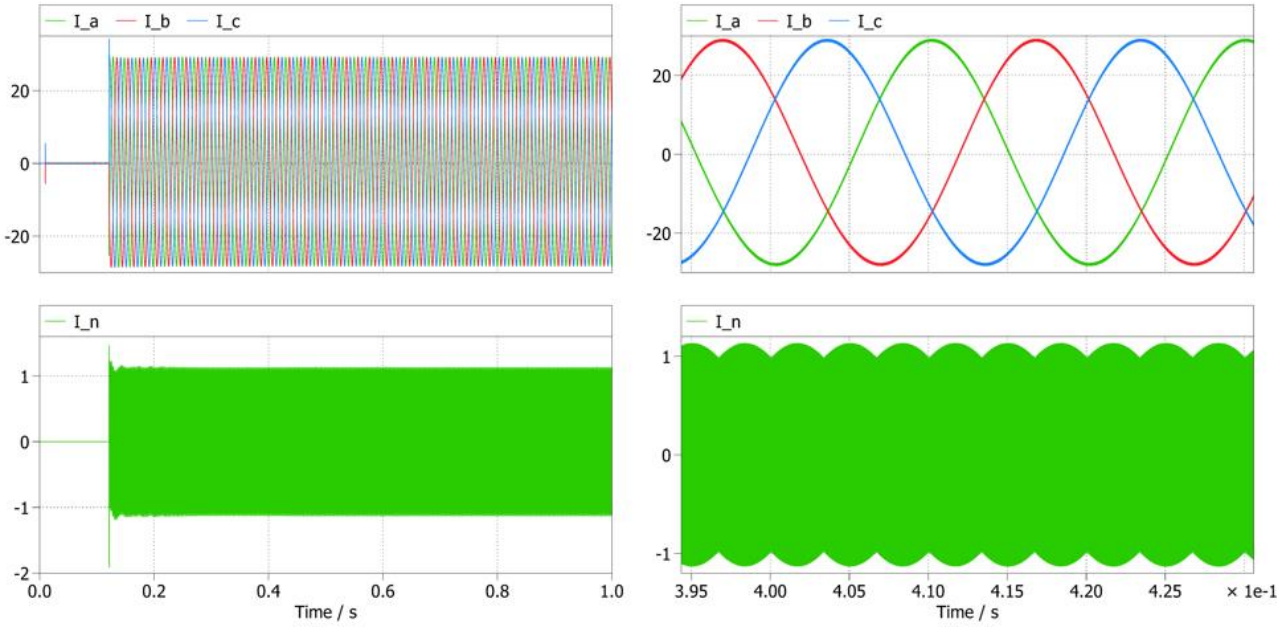


Figura 2.22 – Andamento delle correnti nel caso di correnti equilibrate.

La corrente di neutro resta prossima a zero, in accordo con $i_n^* \approx 0$, a conferma del disaccoppiamento del quarto canale in assenza di componente omopolare (il valore di circa 1 A rilevato deriva da rumore numerico della simulazione).

Sbilanciamento su una fase. Si modifica l'ampiezza di una sola fase (in questo caso $I_b^* = 14.14\ A$, $I_a^* = I_c^* = 28.28$ A). Le correnti di fase restano inseguite dai rispettivi P-RES, mentre sul neutro compare una corrente la cui ampiezza è coerente con il valore

analitico derivante dall'equazione 2.10. Infatti, dati i riferimenti ed i relativi sfasamenti di ogni fase, segue che:

$$I_a^* = 28.28\ A$$

$$I_b^* = -7.07 - j12.24\ A$$

$$I_c^* = -14.14 + j24.49\ A$$

da cui

$$I_n^* = -(7.07 + j12.25)\ A$$

Il cui modulo equivale a

$$|I_n^*| = 14.14\ A$$

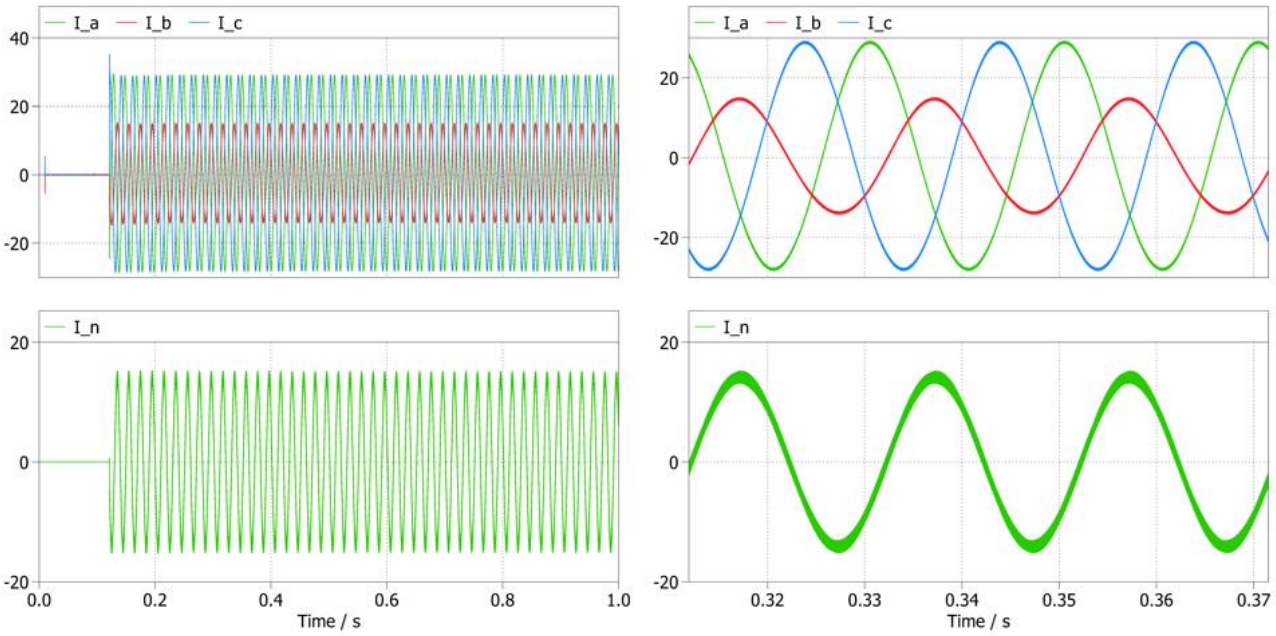


Figura 2.23 – Andamento delle correnti nel caso con squilibrio su una fase.

La Figura 2.23 l'andamento delle correnti di fase e la generazione della corrente di neutro, coerente con il risultato analitico ottenuto, nel caso con squilibrio sulla fase b.

Sbilanciamento su tutte le fasi. Prove analoghe con tre ampiezze tutte distinte, estendono il risultato al caso generale. In questo caso i riferimenti di corrente sono stati scelti con i seguenti valori: $I_a^* = 28.28\ A$, $I_b^* = 14.14\ A$, $I_c^* = 7$ A. Anche in questa configurazione le correnti di fase seguono i riferimenti e la corrente di neutro misurata replica i_n^* calcolato dai tre riferimenti di fase.

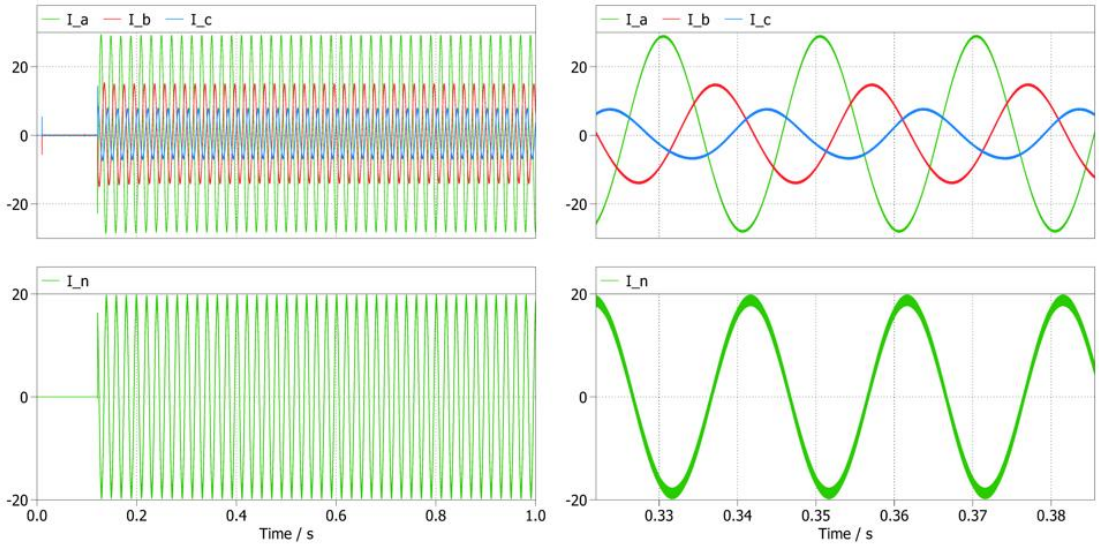


Figura 2.24 – Andamento delle correnti nel caso con squilibrio su tutte e 3 le fasi.

Infatti in modo analogo a prima risulta che:

$$I_a^* = 28.28\ A$$

$$I_b^* = -7.07 - j12.24\ A$$

$$I_c^* = -3.5 + j6.06\ A$$

da cui

$$I_n^* = -(17.71 - j6.18)\ A$$

Il cui modulo equivale a

$$|I_n^*| = 18.75\ A$$

Ciò valida il controllo di corrente 4L4W nelle condizioni rilevanti per il successivo inserimento nella VSM a quattro fili, dove riferimenti di fase non equilibrati e corrente di neutro non nulla possono derivare dal modello di macchina virtuale e dai carichi monofase.

3 Dimensionamento e design filtro LC

In questa sezione saranno svolti i calcoli e le considerazioni per il dimensionamento del filtro LC. In particolare verranno calcolati prima i valori di capacità e induttanza per poi passare alla scelta del nucleo e del filo dell'induttore. Verranno anche valutate le varie voci di perdita dell'induttore accompagnate anche da modelli termici e dalla modellazione 3D al fine di poter poi realizzare tramite il software Altium la scheda PCB sulla quale verranno montati i componenti reali.

3.1 Scopo del filtro LC e ruolo del condensatore

Il filtro LC posto in uscita all'inverter ha il compito di attenuare le componenti armoniche generate dalla modulazione PWM, riducendo il ripple di corrente e di tensione visti da rete e carichi. L'induttore limita la dinamica della corrente di switching; il condensatore offre un percorso a bassa impedenza per le armoniche ad alta frequenza e contribuisce a contenere il ripple di tensione al PCC, concorrendo inoltre a fissare la frequenza di risonanza del filtro insieme a L_f.

3.2 Dimensionamento della capacità

Il valore di C_f è stato ricavato imponendo un vincolo sulla potenza reattiva assorbita dal condensatore a frequenza di rete, limitata al 5 % della potenza apparente di base del convertitore:

$$Q_C = 0{,}05\, S_{base} \tag{2.56}$$

Per un sistema trifase con condensatori fase–neutro (o equivalente trifase coerente con la formula adottata) si utilizza la relazione

$$Q_C = 3\, \omega\, C_f\, V_{ph,rms}^2 \tag{2.57}$$

dove $V_{ph,rms} = \frac{V_{base}}{\sqrt{2}} = 127.28\, V$ è il valore efficace della tensione di fase nominale e $\omega = 2\pi f_g = 314\, rad/s$. Risolvendo rispetto a C_f,

$$C_f = \frac{Q_C}{3\, \omega\, V_{ph,rms}^2} \tag{2.58}$$

si ottiene un valore prossimo a $25\ \mu$F, adottato come capacità di progetto.

3.2.1 Verifica delle correnti sul condensatore in simulazione

Il solo vincolo su Q_C non esaurisce il progetto: durante il suo funzionamento il condensatore è percorso sia dalla corrente a frequenza fondamentale sia dalle componenti di switching. Mediante simulazione in anello chiuso e analisi di Fourier della corrente di condensatore sono state estratte:

- corrente efficace alla frequenza di switching: $I_{C,sw,rms} \approx 0{,}876\ A$;
- corrente efficace alla fondamentale: $I_{C,1,rms} \approx 1{,}42\ A$.

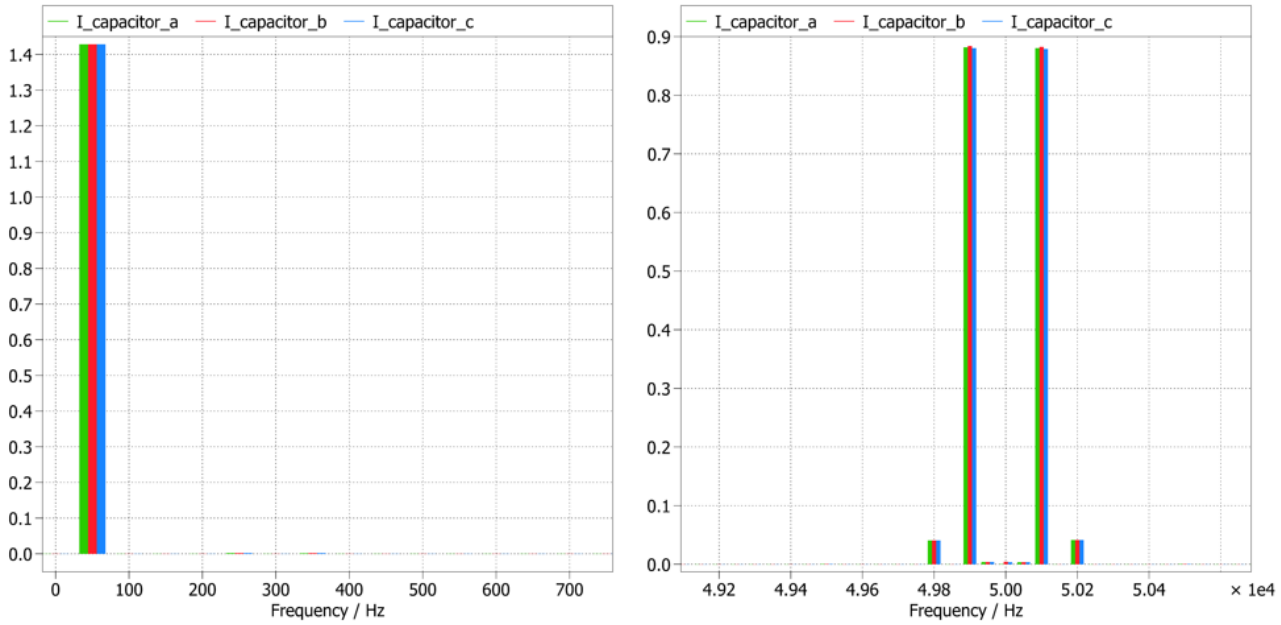


Figura 3.1 - Corrente efficace alla fondamentale (sinistra) e corrente efficace alla frequenza di switching (destra).

La corrente efficace totale, nell'ipotesi di componenti ortogonali, è

$$I_{C,rms} = \sqrt{I_{C,1,rms}^2 + I_{C,sw,rms}^2} \approx 1{,}67\ A \tag{2.59}$$

Tali valori orientano la scelta del componente commerciale e il calcolo delle perdite.

3.2.2 Criteri di selezione del componente

La selezione del condensatore si è basata su:

1. capacità nominale $\approx 25\ \mu F$;
2. capacità di sopportare la componente di corrente ad alta frequenza ($I_{C,sw,rms}$);
3. tensione AC di taratura con margine: si è assunto un riferimento di $1{,}5 \times V_{ph,pk} = 1{,}5 \times 180$ V, indirizzando la scelta verso un rating 275 V AC.

È stato individuato un condensatore a film in polipropilene metallizzato (MKP) TDK/EPCOS B32758G7256+000, con i seguenti dati [20]:

C	25	μF
V_{AC}	275	V
V_{DC}	550	V
$I_{\mathrm{AC,rms}}(85°\mathrm{C}\ 10\ \mathrm{kHz})$	19	A
$\mathrm{ESR}_{\mathrm{typ}}(10\ \mathrm{kHz})$	3.3	$m\Omega$
Dielettrico	Polipropilene (PP)	
Temperatura massima operativa	105	°C
l	57.5	mm
w	30	mm
h	45	mm
P_1	20.3	mm
e	52.5	mm

Tabella 3.1 – Parametri condensatore B32758G7256+000.

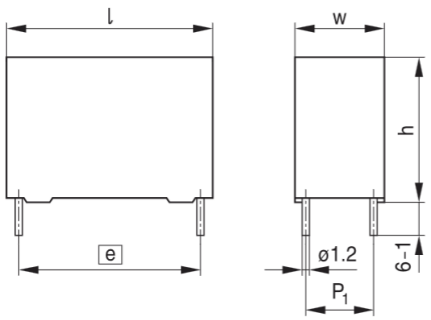


Figura 3.2 – Dimensioni condensatore B32758G7256+000 [18].

3.2.3 Considerazioni su frequenza di datasheet e condizioni a 50 kHz

I valori di I_{rms} e ESR del datasheet sono riferiti a 10 kHz. Per l'applicazione a $f_{sw} = 50$ kHz si osserva, secondo la documentazione tecnica sui condensatori a film in Polipropilene, che nell'intervallo tra qualche kilohertz e centinaia di kilohertz l'ESR è tipicamente governato dalle perdite resistive dei conduttori e risulta approssimativamente costante, mentre un aumento sensibile con $\sqrt{f}$ (effetto pelle) compare soprattutto a frequenze molto più elevate (ordine dei MHz). Di conseguenza, in sede di progetto si assume $ESR(50\,kHz) \approx ESR(10\,kHz) = 3{,}3\,m\Omega$, eventualmente maggiorato di un fattore cautelativo modesto. Analogamente, il limite termico di corrente a 50 kHz resta dello stesso ordine del rating a 10 kHz (19 A), ampiamente superiore a $I_{C,\mathrm{rms}} \approx 1{,}67$ A, questo è visualizzabile dal grafico inerente al condensatore scelto in Figura 3.3.

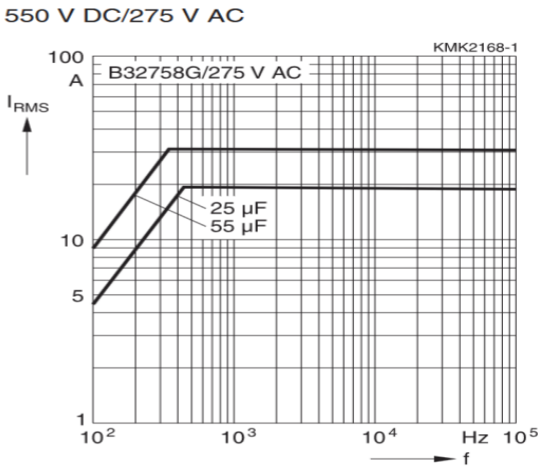


Figura 3.3 – Curva frequenza vs corrente efficace tratta dal catalogo della TDK per condensatori con 550 V DC e 275 V AC [18].

3.2.4 Stima delle perdite

Le perdite per effetto Joule associate all'ESR (pari a circa 9.2 mW) possono stimarsi, in forma cautelativa, come

$$P_{loss} \approx I_{C,1,rms}^2 \cdot ESR + I_{C,sw,rms}^2 \cdot ESR \tag{2.60}$$

separando i contributi spettrali di corrente e sottostando alla seguente approssimazione ossia utilizzare un unico ESR a 10 kHz applicato a una corrente che ha sia 50 Hz sia ~50 kHz. Utilizzare lo stesso ESR dichiarato a 10 kHz anche in presenza della componente fondamentale a 50 Hz è un'approssimazione in eccesso sulle perdite

associate a tale componente, poiché a bassa frequenza l'ESR effettivo dei condensatori MKP è in generale diverso e tipicamente non porta a un contributo termico superiore a quello stimato; il calcolo sopra riportato resta quindi una stima complessiva semplificata e cautelativa, comunque ampiamente compatibile con i margini di corrente del componente scelto. Nel caso in esame risulta P_{loss} dell'ordine di pochi–decine di milliwatt, trascurabile rispetto alle altre perdite del convertitore e compatibile con il dimensionamento termico implicito nel rating di 19 A. Il condensatore scelto soddisfa quindi i vincoli di capacità, tensione, corrente efficace e perdite per il filtro LC di progetto.

3.3 Dimensionamento dell'induttanza di filtro

Determinata la capacità C_f, si è passato al dimensionamento dell'induttanza di filtro L_f. Il criterio di partenza è il contenimento del ripple di corrente sull'induttore. Indicando con $\Delta\lambda_{pp}$ il flusso di ripple picco–picco e con ΔI_{pp} il ripple di corrente picco–picco ammesso, vale la relazione

$$L_f = \frac{\Delta\lambda_{pp}}{\Delta I_{pp}} \tag{2.61}$$

Come obiettivo iniziale si è imposto un ripple pari al 10 % della corrente di base di picco,

$$\Delta I_{pp} = 0{,}10 \cdot I_{base} = 2{,}828\ A \tag{2.62}$$

3.3.1 Stima del flusso di ripple in simulazione ad anello aperto

Non conoscendo a priori L_f, il flusso di ripple è stato valutato con una simulazione PLECS semplificata in anello aperto il cui schema complessivo è illustrato nella figura sottostante.

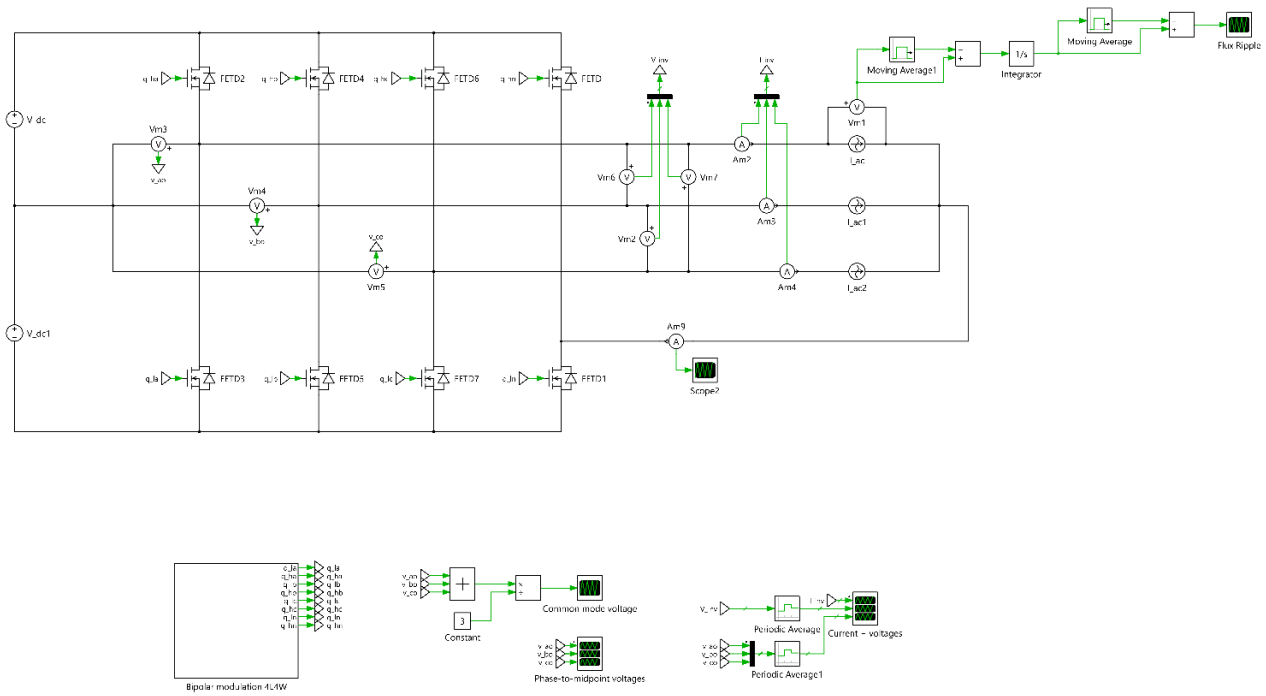


Figura 3.4 – Schema ad anello aperto usato per valutare il flusso di ripple picco-picco.

Al posto delle induttanze di filtro sono stati inseriti tre generatori ideali di corrente, impostati alla corrente di base (28,28 A di picco) con i corretti sfasamenti di terna. L'inverter e il blocco di modulazione sono quelli di progetto, così da generare tensioni di gamba realistiche in PWM.

Su una fase, la tensione ai capi del generatore di corrente è stata acquisita e elaborata come segue:

1. si applica una media mobile con tempo di media $T_{sw} = 1/f_{sw}$, ottenendo il valor medio locale della tensione su ciascun periodo di commutazione;
2. si costruisce la differenza tra tensione istantanea e relativa media mobile, isolando la componente di ripple a frequenza di switching;
3. da tale segnale, con analoga elaborazione a media mobile su T_{sw}, si estrae l'ampiezza picco–picco del flusso di ripple $\Delta\lambda_{pp}$ (tramite integrazione della tensione di ripple / definizione operativa usata nello schema di misura).

Il flusso di ripple picco-picco ($\Delta\lambda_{pp}$) ottenuto è pari $1.8 * 10^{-3}\ Vs$ come è possibile notare nella seguente figura:

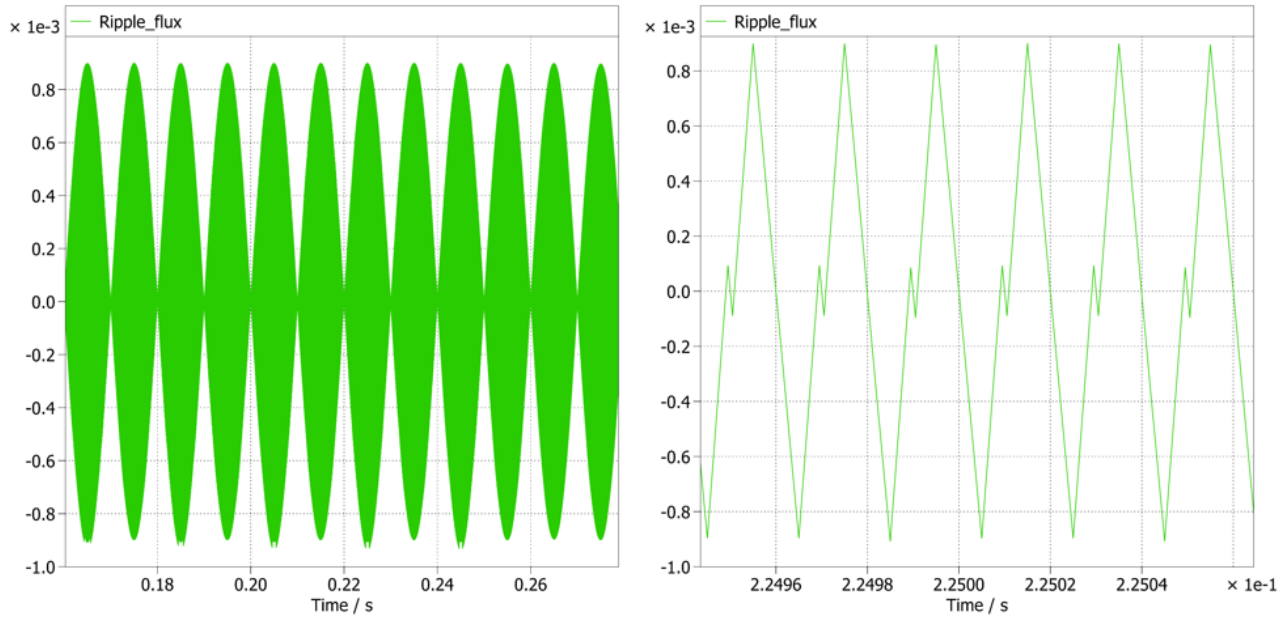


Figura 3.5 – Flusso di ripple ottenuto tramite simulazione PLECS.

Dal rapporto $\Delta\lambda_{pp}/\Delta I_{pp}$ si è ottenuto

$$L_f^{(sim)} \approx 634\ \mu\text{H}$$

3.3.2 Confronto con la formula analitica classica e scelta di progetto di L_f

A titolo di riferimento si è utilizzata anche la relazione tipica per il massimo ripple di corrente in un mezzo ponte a due livelli,

$$L = \frac{V_{dc}}{8\, f_{sw}\, \Delta I_{pp}} \tag{2.63}$$

che, con $\Delta I_{pp} = 2{,}828$ A, fornisce $L \approx 355\ \mu$H. Il valore ricavato dalla simulazione risulta più elevato e quindi conservativo: la formula chiusa descrive un caso ideale di massimo ripple (tipicamente in prossimità di duty 0,5), mentre la misura in simulazione incorpora l'effettivo andamento della PWM trifase lungo il periodo di rete e il massimo volt-secondo di ripple osservato, portando a una stima di L non inferiore a quella analitica minima. Accettando un ripple di corrente più ampio, dell'ordine del 17 % della corrente di base, la stessa formula analitica conduce a

$$L_f \approx 200\ \mu\text{H}$$

valore adottato come induttanza di progetto del filtro, in un compromesso tra contenimento del ripple, volume del magnetico e realizzabilità. Tale scelta è stata successivamente verificata in simulazione ad anello chiuso (si veda oltre).

3.4 Frequenza di risonanza

La frequenza di risonanza del filtro LC risulta

$$f_{\text{ris}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} \approx 2252 \text{ Hz} \tag{2.64}$$

Essa rispetta i vincoli progettuali usuali: essere almeno un ordine di grandezza sopra la frequenza fondamentale di rete (per non interferire con le correnti a 50 Hz) e nettamente sotto $f_{sw}/2$ (per non amplificare le armoniche di commutazione). Nel caso in esame f_{ris} è compresa in modo agevole tra $10f_g$ e $f_{sw}/2$.

3.5 Resistenza di damping e relative perdite

Per smorzare la risonanza si è introdotta una resistenza di damping R_d. Adottando la relazione di progetto

$$R_d = \frac{1}{3\,\omega_{ris}\,C_f} \tag{2.65}$$

si ottiene $R_d \approx 0{,}94\ \Omega$. Le perdite trifase sul damping, valutate con la corrente efficace di condensatore già determinata in sede di dimensionamento di C_f,

$$P_{R_d} = 3\,R_d\,I_{C,\text{rms}}^2 \tag{2.66}$$

risultano pari a circa 7,85 W, inferiori a un decimo della potenza apparente di base del convertitore, in linea con un criterio empirico di accettabilità.

3.6 Verifica in anello chiuso

Infine, con $L_f = 200\ \mu$H e il restante filtro di progetto, la simulazione PLECS ad anello chiuso, il cui schema è già stato illustrato in Figura 2.10 ha fornito un ripple di corrente

in uscita dal filtro pari a circa 4,66 A, valore coerente con l'obiettivo di ripple dell'ordine del 17 % della corrente di base utilizzato nel dimensionamento analitico.

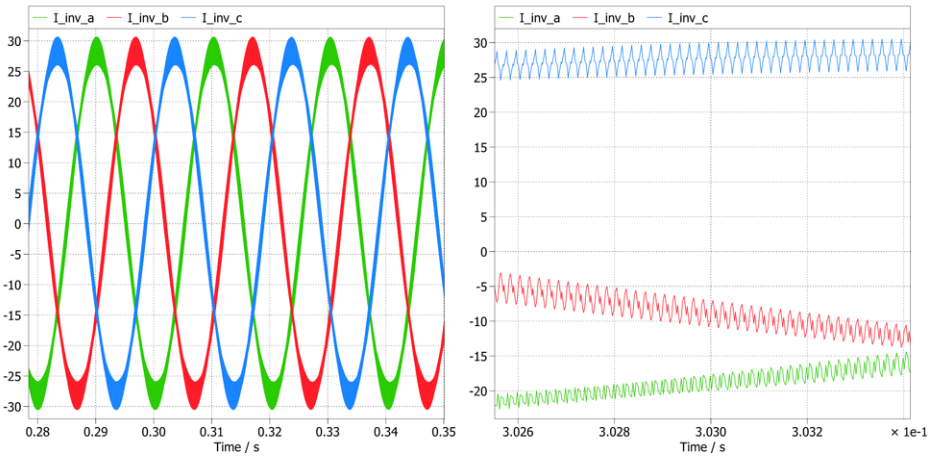


Figura 3.6 – Forma d'onda delle correnti lato inverter (sinistra) e zoom su un picco della fase c (blu) per evidenziarne il ripple (destra).

Con questi risultati il dimensionamento elettrico del filtro LC si considera concluso; le sezioni successive affrontano il design costruttivo dell'induttore (nucleo, avvolgimento, perdite e aspetti termici e design 3D).

3.7 Scelta del nucleo dell'induttore

Completato il dimensionamento elettrico del filtro ($L_f \approx 200\ \mu H$), si è passati al design magnetico dell'induttore. Il primo passo è la selezione di un nucleo in grado di sostenere, senza saturazione e con un riempimento dell'avvolgimento realistico, l'energia magnetica e la corrente di esercizio previste. A tal fine è stato impiegato il classico criterio dell'area product A_p. I parametri assunti per il calcolo sono i seguenti:

- induttanza di progetto $L = 200\ \mu H$;
- corrente efficace $I_{rms} = 20\ A$;
- ripple di corrente stimato dalla relazione

$$\Delta I = \frac{V_{dc}}{8\, f_{sw}\, L} \tag{2.67}$$

con $V_{dc} = 400\ V$ e $f_{sw} = 50\ kHz$;

- densità di flusso al limite di utilizzo $B_{sat} = 0{,}4\ T$ (valore di progetto cautelativo, coerente con l'impiego di materiali a polveri in cui si evita di spingere il materiale in prossimità della saturazione);
- densità di corrente nell'avvolgimento $J = 4{,}5\ A/mm^2$;
- fattore di riempimento della finestra $k_u = 0{,}4$;
- vincolo termico di riferimento: salto di temperatura ammissibile dell'ordine di $70°C$rispetto a una temperatura ambiente di $30°C$ (quindi temperatura di lavoro indicativa intorno a $100°C$), da verificare in seguito con il calcolo delle perdite e della resistenza termica.

La corrente di picco usata nel dimensionamento tiene conto sia del valore di picco della fondamentale sia della semi-ampiezza del ripple:

$$I_{picco} = I_{rms}\sqrt{2} + \frac{\Delta I}{2} \tag{2.68}$$

3.7.1 Materiale e geometria e calcolo dell'area product

Come materiale del nucleo è stato scelto il Kool Mμ (Magnetics), lega a polveri di ferro-silicio-alluminio caratterizzata da:

- saturazione soft e densità di flusso di lavoro tipicamente utilizzabili nell'ordine di alcune centinaia di milli tesla;
- perdite nel nucleo contenute alle frequenze di decine di kilohertz;
- gap distribuito, vantaggioso per induttori di potenza soggetti a componente continua / bassa frequenza di corrente elevata.

Come geometria si è adottata la forma a E (E-core), di uso comune negli induttori di filtro lato AC/DC, con buona accessibilità della finestra di avvolgimento e disponibilità di dati costruttivi (sezione magnetica, area di finestra, A_L, coefficienti di perdita).

L'area product richiesta è stata valutata con la relazione

$$A_p = \frac{L\, I_{picco}\, I_{rms}}{k_u\, J\, B_{sat}} \tag{2.69}$$

in cui A_p ha il significato di prodotto tra area della sezione del nucleo e area della finestra di avvolgimento (in unità coerenti; nel calcolo numerico si è espresso il risultato in cm^4). Sostituendo i valori sopra elencati si ottiene

$$A_p \approx 17{,}10\ cm^4.$$

Questo valore rappresenta un minimo di progetto: il nucleo reale dovrà possedere un'area product almeno pari ad A_p, con margine sufficiente a tener conto di tolleranze, riempimento non ideale, hotspot e coefficienti di sicurezza sul flusso.

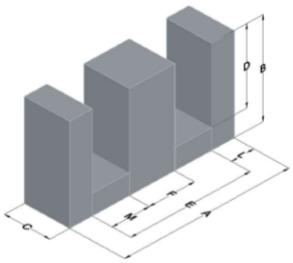
3.7.2 Selezione del nucleo commerciale

Dalla gamma Magnetics in Kool Mμ forma E è stato individuato il nucleo di sigla 00K8020E060 di cui si riportano i principali parametri nella figura sottostante.

MAGNETICS®

00K8020E060

110 Delta Drive
Pittsburgh, PA 15238
NAFTA Sales: (1)800-245-3984
HK Sales : (852)3102-9337
magnetics@spang.com
www.mag-inc.com



Kool Mμ Permeability (μ)	A_L (nH/T^2)	Core Marking	
		Lot Number	Part Number
60	190 ± 8%	XXXXXX	K8020E060

	Dimensions		Tolerance (±)			Packaging
	(mm)	(in)	(mm)	(in)		
A	80.01	3.149	1.19	0.047		Box Qty= 63 Pcs
B	38.10	1.499	0.64	0.025		
C	19.81	0.780	0.38	0.015		
D	28.02	1.103	-	-	Min	Available Hardware
E	59.28	2.333	-	-	Min	00B8020B1
F	19.81	0.780	0.38	0.015		00B8020B2
L	9.91	0.390	-	-	Nom	
M	19.81	0.780	-	-	Min	

Electrical Characeristics			Physical Characteristics					
Watt Loss @ 100 kHz,100mT max (mW/cm^3)	DC Bias min (oersteds)		Break Strength Min (kg)	Window Area W_a (mm^2)	Cross Section A_e (mm^2)	Path Length L_e (mm)	Volume V_e (mm^3)	Est. Weight (Ea. Piece) (g)
	80%	50%						
800	35	80	39	1,110	389	185	72,000	204

Figura 3.7 – Parametri nucleo 00K8020E60 [19].

caratterizzato da un'area product pari a

$$A_p^{(nucleo)} = 43{,}18\ cm^4$$

ampiamente superiore al requisito di 17,10 cm^4. Il margine (oltre il doppio dell'A_p calcolato) consente di operare con densità di corrente e di flusso non eccessive, di ospitare l'avvolgimento con k_u realistico e di disporre di riserva termica rispetto al salto di temperatura di progetto. Su questo nucleo si basano i passi successivi del design (numero di spire, verifica di B_{picco}, perdite nel rame e nel nucleo, stima della sovratemperatura).

3.8 Dimensionamento dell'avvolgimento e perdite nel rame

Selezionato il nucleo Magnetics 00K8020E060, si è passato al dimensionamento dell'avvolgimento e alla stima delle perdite nel conduttore, separando il contributo in continua da quelli in alternata legati all'effetto pelle e all'effetto di prossimità. Il numero di spire è stato ricavato dalla relazione che lega induttanza e fattore di induttanza del nucleo A_L:

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} \tag{2.70}$$

Con $L = 200\ \mu\text{H}$ e $A_L = 190\ nH/spira^2$ (dato di datasheet del nucleo) si ottiene

$$N \approx 33 \text{ spire}$$

3.8.1 Sezione e diametro equivalente del conduttore

Imponendo la densità di corrente di progetto $J = 4{,}5\ A/mm^2$ e la corrente efficace $I_{\text{rms}} = 20$ A, la sezione di rame necessaria risulta

$$S_{Cu} = \frac{I_{rms}}{J} = \frac{20}{4{,}5} \approx 4{,}44\ mm^2 \tag{2.71}$$

A tale sezione corrisponde un diametro equivalente di conduttore pieno

$$d = \sqrt{\frac{4S_{Cu}}{\pi}} \approx 2{,}38\ mm \tag{2.72}$$

Nella realizzazione pratica si adotta un conduttore di tipo Litz, composto da molti trefoli di sezione ridotta, proprio per contenere effetto pelle e di prossimità alle frequenze di switching. Il diametro equivalente sopra calcolato resta tuttavia il riferimento geometrico per il riempimento della finestra, per la stima della lunghezza di spira e, in forma cautelativa, per il calcolo dei fattori AC come se si trattasse di un conduttore cilindrico equivalente.

3.9 Scelta del filo di Litz

Le motivazioni che spingono all'impiego di un conduttore a trefoli isolati (filo di Litz), in luogo di un unico conduttore pieno di diametro equivalente, sono già state discusse in sede di analisi dell'effetto pelle e di prossimità: a $f_{sw} = 50\,kHz$ lo spessore di penetrazione nel rame risulta $\delta \approx 0{,}292\,mm$, e un filo compatto da alcuni millimetri di diametro opererebbe con sezione utile fortemente ridotta e perdite AC non trascurabili. Il Litz suddivide la sezione di rame in molti trefoli di diametro piccolo rispetto a δ, riducendo entrambi i fenomeni.

3.9.1 Criteri di selezione

La configurazione è stata scelta sulla base di tre elementi:

1. lo spessore di penetrazione precedentemente calcolato ($\delta \approx 0{,}292$ mm), rispetto al quale il diametro del singolo trefolo deve restare sufficientemente piccolo;
2. la sezione minima di rame richiesta dal dimensionamento elettrico, pari alla sezione equivalente $S_{Cu} \approx 4{,}44\,mm^2$ ricavata dall'equazione 2.71;
3. la disponibilità commerciale delle costruzioni Litz nelle tabelle del produttore Elektrisola, che fissano diametri di strand e numeri di trefoli standard.

3.9.2 Diametro di strand e numero di trefoli

Come diametro del singolo trefolo (*strand*) è stato selezionato il valore commerciale 0,2 mm in quanto inferiore allo spessore di penetrazione a 50 kHz ($\delta \approx 0{,}292\,mm$), condizione che consente di contenere l'effetto pelle sul singolo trefolo e che, al tempo stesso, corrisponde a una misura normalmente disponibile a catalogo. La sezione del singolo filo elementare è

$$S_{strand} = \pi \frac{d_{strand}^2}{4} \approx 0{,}0314\,mm^2 \tag{2.73}$$

Il numero minimo di trefoli necessario a eguagliare la sezione equivalente di progetto risulta

$$n_{strand,min} = \frac{S_{Cu}}{S_{strand}} \approx \frac{4{,}44}{0{,}0314} \approx 142 \tag{2.74}$$

Nelle tabelle Elektrisola (Figura 3.8), per strand da 0,2 mm, la costruzione disponibile immediatamente superiore è a 150 trefoli. Si è quindi adottata la configurazione

$$150 \times 0{,}2\,mm$$

cui corrisponde, sempre da catalogo, una sezione complessiva di rame

$$S_{Litz} \approx 4{,}71\,mm^2$$

leggermente superiore al minimo di $4{,}44\,mm^2$ e quindi a favore di sicurezza sulla densità di corrente.

Nominal Diameter	No of strands	Cross section of conductor	Resistance at 20 °C			Outer diameter unserved				Outer diameter single served				Outer diameter double served				1 kg HF-Litzwire unserved	
						Grade 1		Grade 2		Grade 1		Grade 2		Grade 1		Grade 2		Grade 1	Grade 2
			nom	min	max	min	max	min	max	min	max	min	max	min	max	min	max	Length	Length
[mm]	#	[mm²]	[Ohm/m]	[Ohm/m]	[Ohm/m]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[m/kg]	[m/kg]
0.200	150	4.7124	0.0038	0.0036	0.0039	3.355	3.543	3.559	3.747	3.380	3.583	3.584	3.787	3.405	3.623	3.609	3.827	22.59	22.12

Figura 3.8 – Specifiche tecniche del filo di Litz Elektrisola utilizzato per l'applicazione [9],[10].

Da S_{Litz} è possibile ricavare il diametro del filo di Litz pari a $d_{Litz} = 2.45\,mm$. Un aspetto importante da notare e che verrà successivamente richiamato è la differenza tra il valore appena calcolato ed il diametro reale di tutto il filo di Litz comprendente anche le diverse intercapedini di aria tra i vari trefoli. Esso infatti vale: $d_{Litz,real} = 3.55\,mm$.

3.9.3 Occupazione della finestra e fattore di riempimento

Con la sezione effettiva del Litz, con $N = 33$ spire, l'area di rame occupata nella finestra del nucleo è stimabile come

$$A_{Cu} = S_{Litz} \cdot N \approx 4{,}71 \times 33 \approx 155{,}5\,mm^2 \tag{2.75}$$

Il fattore di riempimento della finestra, definito come rapporto tra area di rame e area della finestra del nucleo W_a, risulta

$$k_u = \frac{A_{Cu}}{W_a} \approx 0{,}14 \tag{2.76}$$

Il valore è nettamente inferiore al $k_u = 0{,}4$ assunto in sede di area product: il dimensionamento del nucleo resta quindi conservativo. Si osservi inoltre che questo k_u è calcolato sul solo rame del Litz e non include l'ingombro del *coil former*, né eventuali margini di isolamento aggiuntivi; nella costruzione reale l'occupazione meccanica della finestra è maggiore e verrà valutata in maniera più realistica alla fine del design dell'induttore.

3.10 Disposizione delle spire: spire per colonna e numero di layer

Considerando le spire disposte in colonna lungo l'altezza utile del nucleo (o del *coil former*), il numero di spire allineabili in altezza si ottiene dividendo l'altezza disponibile per il diametro del filo:

$$n_{spire,altezza} \approx \frac{2 * h_{colonna}}{d} \approx 22 \tag{2.77}$$

Il numero di strati (*layer*) necessari è quindi

$$n_{layer} = \frac{N}{n_{spire,altezza}} \approx \frac{33}{22} = 1.5 \tag{2.78}$$

I valori ottenuti servono per effettuare i calcoli per le perdite nel rame, di conseguenza, in questo caso, il valore pari a 1.5 per n_{layer} viene mantenuto tale e non arrotondato per eccesso per sovrastimare le perdite nel rame.

3.11 Lunghezza media di spira e lunghezza totale del conduttore

La lunghezza media di una spira è stata valutata a partire dalle dimensioni della sezione della colonna del nucleo (spessore C, larghezza F), dallo spessore del *coil former* s_{cf} e dallo spessore complessivo dell'avvolgimento $n_{layer} \cdot d_{Litz}$:

$$\ell_{spira} = \left(C + \left(n_{layer}\, d_{Litz} + s_{cf}\right) \cdot 2\right) \cdot 2 + \left(F + \left(n_{layer}\, d_{Litz} + s_{cf}\right) \cdot 2\right) \cdot 2$$

(2.79)

Numericamente si ottiene $\ell_{spira} \approx 10{,}78\, cm$. La lunghezza totale del conduttore è

$$\ell_{tot} = N \cdot \ell_{spira} \approx 3{,}56\, m \tag{2.80}$$

3.12 Resistenza in continua e perdite DC

Con la seconda legge di Ohm e la resistività del rame $\rho_{Cu} = 1{,}68 \cdot 10^{-8}\, \Omega \cdot m$

$$R_{DC} = \rho_{Cu} \frac{\ell_{tot}}{S_{Cu}} \approx 0{,}0134\, \Omega \tag{2.81}$$

Le perdite in continua a corrente efficace nominale risultano

$$P_{DC} = R_{DC}\, I_{rms}^2 \approx 5{,}38\, W \tag{2.82}$$

3.13 Perdite in alternata: effetto pelle

Alle frequenze di switching il conduttore è soggetto a effetto pelle che consiste nella tendenza della corrente alternata a concentrarsi in una corona periferica del conduttore, anziché distribuirsi in modo uniforme sulla sezione.

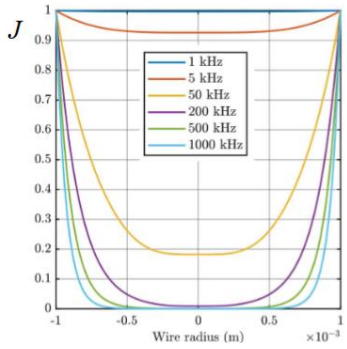


Figura 3.9 – Andamento della densità di corrente J al variare della frequenza e del raggio [20].

All'aumentare della frequenza lo spessore di penetrazione δ diminuisce e la sezione effettivamente utilizzata dal rame si riduce: la resistenza apparente cresce rispetto al

valore in continua. Si è innanzitutto calcolato lo spessore di penetrazione a $f_{sw} = 50\,kHz$,

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho_{Cu}}{\pi f_{sw} \mu_0}} \approx 0{,}292\,mm = 2{,}92 \cdot 10^{-4}\,m \tag{2.83}$$

Si introduce il parametro adimensionale

$$\xi = \frac{d_{Litz}}{\sqrt{2}\,\delta} \approx 5{,}937 \tag{2.84}$$

che quantifica quanto il diametro del conduttore sia grande rispetto allo spessore di penetrazione. Il fattore di resistenza per effetto pelle $F_r(\xi)$ è espresso mediante le funzioni di Kelvin ber_ν, bei_ν secondo la relazione [20]:

$$F_r(\xi) = \frac{\xi}{4\sqrt{2}} \frac{ber_0(\xi)\,ber_1(\xi) - bei_0(\xi)\,ber_1(\xi) + ber_0(\xi)\,bei_1(\xi) + bei_0(\xi)\,bei_1(\xi)}{ber_1(\xi)^2 + bei_1(\xi)^2} \tag{2.85}$$

Per quantificare quest'ultima quantità è stato creato uno script Matlab come illustrato di seguito.

```
% ======================================================
% Calcolo F_r(epsilon)
% ======================================================

clear;
clc;

% ===== INPUT =====
epsilon = 5.937;

% ===== ARGOMENTO COMPLESSO =====
z = epsilon * exp(1i*pi/4);

% ===== BESSEL =====
J0 = besselj(0,z);
J1 = besselj(1,z);

% ===== KELVIN =====
ber0 = real(J0);
bei0 = imag(J0);

ber1 = real(J1);
```

```
bei1 = imag(J1);

% ===== FORMULA Fr =====

num = ...
      ber0*ber1 ...
    - bei0*ber1 ...
    - bei0*bei1 ...
    - ber0*bei1;

den = ber1^2 + bei1^2;

Fr = (epsilon/(4*sqrt(2)))  * (num/den);

% ===== RESISTENZA AC NORMALIZZATA =====
Rac_Rdc =
2*Fr;
fprintf('epsilon = %.4f\n',epsilon)
fprintf('Fr = %.6f\n',Fr)
fprintf('Rac/Rdc = %.6f\n',Rac_Rdc)
```

Secondo la forma implementata nello script Il valore numerico ottenuto è

$$F_r \approx 0{,}857$$

La resistenza AC associata al solo effetto pelle è legata a R_{DC}da

$$R_{AC,skin} = 2\,F_r(\xi)\,R_{DC} \approx 0{,}023\,\Omega \tag{2.86}$$

Le relative perdite si valutano con la componente di corrente a frequenza di switching sull'induttore, ricavata dalla simulazione PLECS in anello chiuso ($I_{rms,sw} \approx 0{,}88\,A$):

$$P_{skin} = R_{AC,skin}\,I_{rms,sw}^2 \approx 0{,}0179\,W \tag{2.87}$$

L'uso di $I_{rms,sw}$ è coerente con il fatto che l'incremento resistivo descritto da F_r riguarda le componenti ad alta frequenza, mentre la fondamentale a 50 Hz vede un conduttore ancora sostanzialmente in regime "DC" dal punto di vista dello spessore di pelle.

3.14 Perdite in alternata: effetto di prossimità

L'effetto di prossimità è la redistribuzione non uniforme della densità di corrente all'interno di un conduttore percorso da corrente alternata, dovuta ai campi magnetici variabili generati dai conduttori adiacenti. La sovrapposizione di questi campi modifica il campo elettrico indotto all'interno della sezione dei conduttori, facendo concentrare la corrente in alcune zone e riducendola in altre.

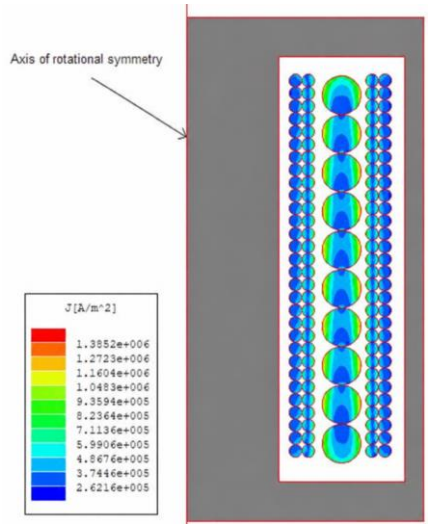


Figura 3.10 – Alterazione della densità di corrente in conduttori ravvicinati prodotta dall'effetto prossimità [20].

L'entità del fenomeno dipende dalla geometria del bobinato, dal numero di strati e dall'intensità del campo H locale. Nel modello adottato è quantificata dal fattore $G_r(\xi)$ e dal valore di H_{picco} sull'avvolgimento. Il fattore $G_r(\xi)$ è analogamente espresso tramite funzioni di Kelvin [20]:

$$G_r(\xi) = \frac{\xi\pi d^2}{2\sqrt{2}} \frac{bei_2(\xi)\, ber_1(\xi) - ber_2(\xi)\, ber_1(\xi) - ber_2(\xi)\, bei_1(\xi) - bei_2(\xi)\, bei_1(\xi)}{ber_0(\xi)^2 + bei_0(\xi)^2} \tag{2.88}$$

e dallo script riportato sotto risulta $G_r \approx 2{,}299 \cdot 10^{-5}$

```
clear
clc

epsilon = 5.937;
d = 2.45e-3;
```

```
% ============================================================
% Calcolo G_r(epsilon) per perdite di prossimità

    % ===== Argomento complesso Kelvin =====
    z = epsilon *
exp(1i*pi/4);
    % ===== Bessel =====
    J0 = besselj(0,z);
    J1 = besselj(1,z);
    J2 =
besselj(2,z);
    % ===== Kelvin =====
    ber0 = real(J0);
    bei0 =
imag(J0);
    ber1 = real(J1);
    bei1 =
imag(J1);
    ber2 = real(J2);
    bei2 =
imag(J2);
    % ===== Numeratore =====
    numeratore = ...
          bei2*ber1 ...
        - ber2*ber1 ...
        - ber2*bei1 ...
        - bei2*bei1;

    % ===== Denominatore =====
    denominatore = ...
          ber0^2 ...
        + bei0^2;

    % ===== Calcolo Gr =====
    Gr = (epsilon*pi*d^2)/(2*sqrt(2)) ...
          * (numeratore/denominatore);

end

Gr = calc_Gr(epsilon,d);

fprintf('epsilon = %.4f\n',epsilon)
fprintf('diametro = %.6e m\n',d)
fprintf('Gr = %.10e\n',Gr)
```

Per un avvolgimento concentrico a strati attorno alla colonna si è stimato il campo magnetico di picco H_{picco} a partire dalla distribuzione spaziale di H tipica di tale geometria, ottenendo

$$H_{picco} \approx 565{,}8\ A/m$$

Le perdite per prossimità sono state calcolate come

$$P_{prox} = R_{DC}\ G_r\ H_{picco}^2 \approx 0{,}099\ W \tag{2.89}$$

3.15 Perdite totali nel rame

Sommando i tre contributi,

$$P_{Cu} = P_{DC} + P_{skin} + P_{prox} \approx 5{,}38 + 0{,}0179 + 0{,}099 \approx 5{,}495\ W \tag{2.90}$$

Si osserva che, alle condizioni di progetto, le perdite nel rame sono dominate dal termine in continua, mentre effetto pelle e prossimità, valutati sulla componente di switching e con il modello a funzioni di Kelvin, restano dell'ordine di un decimo di watt. L'adozione del filo Litz in costruzione riduce ulteriormente i contributi AC rispetto al modello a conduttore equivalente pieno, rafforzando la validità del dimensionamento dal punto di vista delle perdite nel bobinato.

3.16 Perdite nel nucleo: metodo iGSE

Oltre alle perdite nel rame sono state valutate le perdite nel nucleo magnetico. Poiché la densità di flusso $B(t)$ sull'induttore di filtro non è sinusoidale pura (componente a 50 Hz sovrapposta al ripple di switching), non è sufficiente la formula di Steinmetz classica in frequenza. Si è adottata la formulazione iGSE (*improved Generalized Steinmetz Equation*), adatta a forme d'onda arbitrarie di B. I coefficienti di Steinmetz del Kool Mμ, ricavati dal catalogo Magnetics per i nuclei E nella famiglia di interesse, sono [11]:

$$K_c = 40{,}27,\ \alpha = 1{,}541,\ \beta = 1{,}988 \tag{2.91}$$

La perdita specifica media nel nucleo su un periodo T è espressa dalla improved Generalized Steinmetz Equation [22]:

$$p_{fe} = \frac{1}{T}\int_0^T k_i \left|\frac{dB}{dt}\right|^{\alpha} (\Delta B)^{\beta-\alpha}\, dt \tag{2.92}$$

dove ΔB è la variazione di induzione del generico tratto di forma d'onda considerato e k_i si ottiene dai coefficienti di catalogo K_c, α e β tramite [22]

$$k_i = \frac{K_c}{(2\pi)^{\alpha-1}\int_0^{2\pi} |\cos\theta|^{\alpha}\ 2^{\beta-\alpha}\, d\theta} \tag{2.93}$$

Lo script implementa proprio questa coppia di relazioni, sostituendo all'integrale continuo una somma sui tratti compresi tra estremi consecutivi di $B(t)$.

3.16.1 Ricostruzione di $B(t)$ da simulazione

La forma d'onda di induzione è stata ottenuta dalla simulazione PLECS in anello chiuso già impiegata per il filtro:

1. si misura la tensione ai capi dell'induttanza di filtro $v_L(t)$;
2. si integra nel tempo per ottenere il flusso concatenato $\lambda(t)$;
3. si riporta il flusso alla densità di induzione nel nucleo mediante

$$B(t) = \frac{\lambda(t)}{A_e\, N} \tag{2.94}$$

dove A_e è l'area effettiva della sezione magnetica del nucleo e N il numero di spire precedentemente determinato.

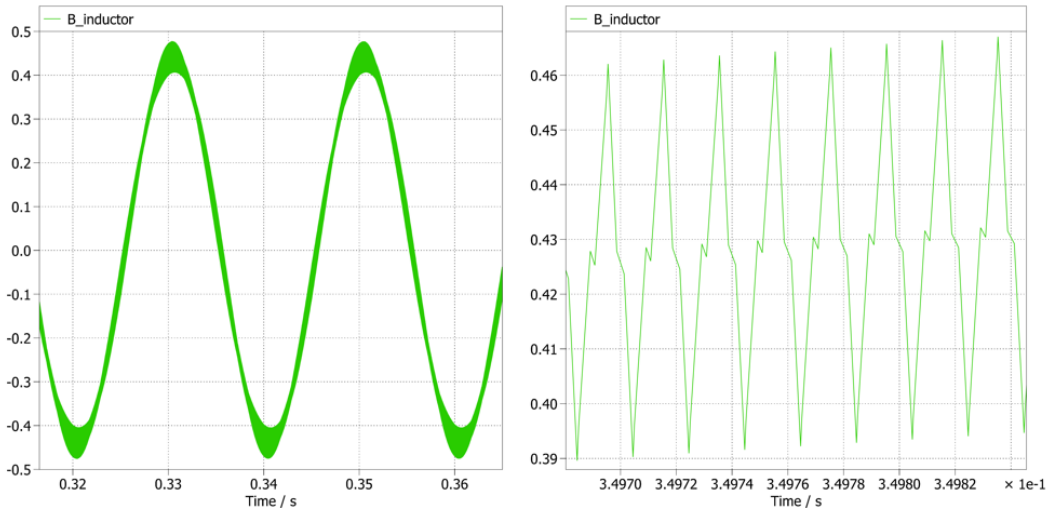


Figura 3.11 - Andamento di B nell'induttore in funzione del tempo (sinistra) e zoom su un picco positivo (destra).

Da come si nota in Figura 3.11, di $B(t)$ a regime è stato esportato un periodo della fondamentale in formato CSV (tempo e $B(t)$), usato come ingresso dello script di post-processing. Sono qui di seguito riportate le fasi principali dello script:

1. Calcolo di k_i. Definiti K_c, α e β, si valuta numericamente l'integrale a denominatore e si ottiene k_i. Questo coefficiente resta costante per tutto il post-processing e lega la iGSE ai parametri di Steinmetz del materiale.

```
%% ============================================================
% CORE LOSS CALCULATION USING iGSE
%
% Input:
% CSV PLECS:
% colonna 1 -> tempo [s]
% colonna 2 -> B(t) [T]
%
% Output:
% - DeltaB di ogni ciclo
% - perdita specifica iGSE [mW/cm^3]
% - perdita totale core [W]
%
%% ============================================================

clear;
clc;
close all;

%% ============================================================
% PARAMETRI MATERIALE iGSE
%% ============================================================

Kc = 40.27;

```

```
alpha = 1.541;

beta = 1.988;

%% Calcolo ki

theta = linspace(0,2*pi,100000);

integrale = trapz(theta,...
    abs(cos(theta)).^alpha .* ...
    2^(beta-alpha));

ki = Kc / ...
    ((2*pi)^(alpha-1)*integrale);

fprintf('\nPARAMETRI  iGSE\n');
fprintf('------------------------------------------------------------\n');
fprintf('Kc      = %.4f\n',Kc);
fprintf('alpha   = %.4f\n',alpha);
fprintf('beta    = %.4f\n',beta);
fprintf('ki      = %.6f\n',ki);

%% ============================================================
% PARAMETRI CORE
%% ============================================================

Vcore = 72;       % cm^3

```

2. Lettura del file CSV e individuazione di massimi e minimi di $B(t)$. Dopo aver importato e letto il file CSV si cercano i picchi positivi e, su $-B(t)$, i picchi che corrispondono ai minimi di B. Si impone una distanza minima tra estremi dell'ordine di mezzo periodo di switching, in modo da legare la ricerca alla scala del ripple PWM e non a ogni piccolo gradino numerico, e una prominenza minima (in tesla) per scartare i disturbi di ampiezza trascurabile. Si ottiene così l'insieme degli estremi significativi della $B(t)$ di switching sovrapposta alla fondamentale.

```
%% ============================================================
% LETTURA FILE CSV PLECS
%% ============================================================

[file,path]=uigetfile('*.csv',...
    'Seleziona file CSV
B(t)'); 
if isequal(file,0)
    error('Nessun file selezionato');
end

data = readmatrix(fullfile(path,file));

t = data(:,1);

B = data(:,2);

%% ============================================================
% RICERCA MASSIMI E MINIMI
%% ============================================================

% Frequenza switching (modificare secondo il caso)
fsw = 50000;          % Hz

Ts = 1/fsw;

% soglia per eliminare piccoli disturbi numerici
min_prom = 0.001;     % Tesla

% Massimi
```

3. Ordinamento temporale degli estremi e calcolo di ΔB, Δte $|\, dB/dt \,|$. Massimi e minimi vengono uniti e ordinati in senso temporale crescente. La sequenza $B_{ext}(t_{ext})$ definisce la spezzata che approssima la forma d'onda ai fini della iGSE: ogni segmento tra due estremi consecutivi è un "mezzo ciclo" locale con un proprio ΔB e una propria durata. Successivamente per ciascun tratto i tra l'estremo i e l'estremo $i+1$:

$$\Delta B_i = | B_{\mathrm{ext},i+1} - B_{\mathrm{ext},i} | \qquad (2.95)$$

$$\Delta t_i = t_{\text{ext},i+1} - t_{\text{ext},i}$$

$$\left|\frac{\mathrm{d}B}{\mathrm{d}t}\right|_i = \frac{\Delta B_i}{\Delta t_i}$$

```
[Bmax,tmax] = findpeaks(B,t,...
    'MinPeakDistance',Ts/2,...
    'MinPeakProminence',min_prom);

% Minimi

[Bmin_neg,tmin] = findpeaks(-B,t,...
    'MinPeakDistance',Ts/2,...
    'MinPeakProminence',min_prom);

Bmin = -
Bmin_neg;
```

```
%% ============================================================
% ORDINAMENTO ESTREMI
%% ============================================================

B_ext = [Bmax;Bmin];

t_ext = [tmax;tmin];

[t_ext,index] =
sort(t_ext);
B_ext =B_ext(index);

%% ============================================================
% CALCOLO DELTA B E pendenza
%% ============================================================

N = length(B_ext)-1;

DeltaB = zeros(N,1);

DeltaT = zeros(N,1);

dBdt = zeros(N,1);
```

```
for i=1:N

    DeltaB(i)=abs(B_ext(i+1)-B_ext(i));

    DeltaT(i)=t_ext(i+1)-t_ext(i);

    % derivata in T/ms perché Kc usa f in kHz
    dBdt(i)=DeltaB(i)/(DeltaT(i)*1000);

end
```

4. Perdite specifiche sul singolo tratto e perdita totale del nucleo. Su ogni segmento si applica il nucleo della iGSE:

$$P_{v,i} = k_i \left|\frac{dB}{dt}\right|_i^{\alpha} (\Delta B_i)^{\beta-\alpha} \tag{2.96}$$

con $P_{v,i}$ in mW/cm^3 nelle unità adottate dallo script. Si ottiene così una sequenza di contributi di perdita specifica, uno per ciascun tratto di salita o discesa di B. Si calcola inoltre la media temporale sul periodo a 50 Hz indicando con T_{fond} la durata del record (un periodo di fondamentale). La perdita specifica media è la media pesata con le durate dei tratti:

$$P_{v,med} = \frac{1}{T_{fond}} \sum_i P_{v,i}\ \Delta t_i = 13.74\ mW/cm^3 \tag{2.97}$$

Infine vi è il passaggio alle perdite totali del nucleo moltiplicando per il volume del nucleo V_{core} (in cm^3) si ottiene la perdita complessiva in mW, poi convertita in watt:

$$P_{core} = P_{v,med}\, V_{core} = 0.989\ W \tag{2.98}$$

```
133 %% ============================================================
134 % CALCOLO PERDITE iGSE
135 %% ============================================================
136
137 Pv = zeros(N,1);
138 % Pv = Perdita specifica [mW/cm3]
139
140 for i=1:N
141
142     Pv(i)=ki * ...
143         abs(dBdt(i))^alpha * ...
144         DeltaB(i)^(beta-alpha);
145
146 end
```

```
147
148 %% ============================================================
149 % MEDIA TEMPORALE SUL PERIODO A 50 Hz
150 %% ============================================================
151
152 Tfond = t(end)-t(1);
153
154 Pv_mean = sum(Pv.*DeltaT)/Tfond;
155
156 %% ============================================================
157 % PERDITA TOTALE CORE
158 %% ============================================================
159
160 Pcore_mW = Pv_mean*Vcore;
161
162 Pcore_W = Pcore_mW/1000;
163
```

3.17 Perdite totali dell'induttore

Le perdite complessive dell'induttore di filtro si ottengono sommando i contributi nel rame e nel nucleo:

$$P_{tot} = P_{Cu} + P_{core} \tag{2.99}$$

Con $P_{Cu} \approx 5{,}495\,W$ *e* $P_{core} \approx 0{,}989\,W$ risulta

$$P_{tot} \approx 6{,}484\,W$$

Tale potenza è interamente convertita in calore e determina, attraverso la rete di resistenze termiche verso l'ambiente, la sovratemperatura dei materiali. La verifica termica è stata sviluppata secondo due livelli di dettaglio.

3.18 Verifica termica con approccio semplificato: sola resistenza termica di nucleo

In prima istanza si è utilizzata una correlazione empirica, che stima la resistenza termica del nucleo verso l'ambiente a partire dal solo volume del core:

$$R_{th} = 53\,V_{core}^{-0{,}54} \tag{2.100}$$

con V_{core} in cm^3 e R_{th} in C/W. Per $V_{core} = 72\ cm^3$ si ottiene

$$R_{th} \approx 5{,}26\ C/W$$

Assumendo che l'intera P_{tot} attraversi questa resistenza (cioè che il nucleo sia il nodo termico rappresentativo del componente), la sovratemperatura rispetto all'ambiente è

$$\Delta T_{core}^{(sempl)} = R_{th}\, P_{tot} \approx 34.13\ C \tag{2.101}$$

Si tratta di una stima conservativa e per lo più adatta a nuclei planari [7]: non distingue avvolgimento e nucleo e non risolve la distribuzione interna del calore, ma fornisce un ordine di grandezza immediato e un confronto utile con il modello a due nodi descritto di seguito.

3.19 Verifica termica con approccio dettagliato: circuito termico equivalente e semplificazioni adottate

Per una valutazione più articolata si è introdotto un circuito termico equivalente a parametri concentrati, monodimensionale e in regime stazionario (Figura 3.12) [8]. Il modello comprende:

- due generatori di flusso termico (analoghi a generatori di corrente), pari alle perdite nel ferro $P_{fe} = P_{\text{core}}$ e nel rame $P_{cu} = P_{\text{Cu}}$;
- tre resistenze termiche: $R_{c\text{-}w}$ (core–winding), $R_{c\text{-}a}$ (core–aria) e $R_{w\text{-}a}$ (winding–aria);
- due nodi a temperatura incognita, $T_{core}\ e\ T_{winding}$;
- un generatore di temperatura imposto $T_{amb} = 30°C$ (ambiente).

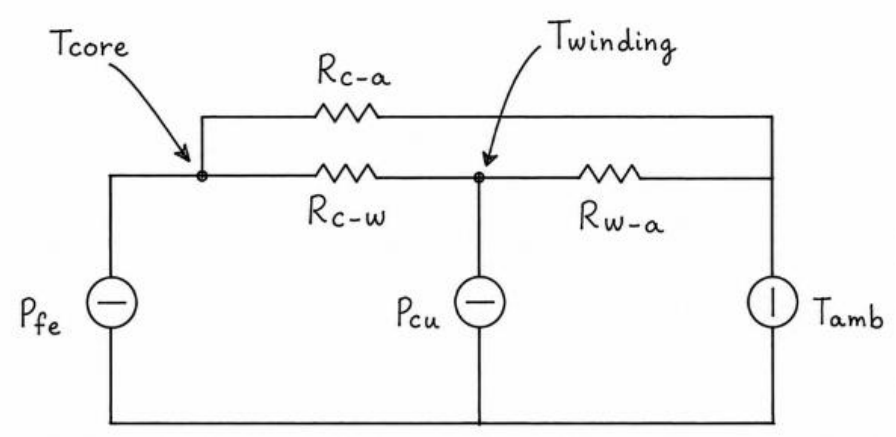


Figura 3.12 – Circuito termico equivalente semplificato induttore.

Tale circuito è volutamente ridotto. In particolare si assume che:

1 Regime stazionario – assenti capacità termiche; non si studiano transitori di riscaldamento.

2 Due soli nodi attivi – nucleo e avvolgimento; il *coil former* non ha nodo proprio e la sua resistenza è inglobata in modo approssimato nei percorsi equivalenti.

3 Scambio monodimensionale – un solo percorso caratteristico per conduzione e uno per convezione; si trascurano gradienti interni finiti e disuniformità lungo la colonna.

4 Convezione con h costante – $h = 10\ W/(m^2K)$ [6] indipendente da temperatura e orientamento.

5 Spessori conduttivi equivalenti – t_{Fe} *e* t_{Cu} pari a metà spessore geometrico, come schema concettuale "dal centro verso l'interfaccia".

6 Superfici equivalenti – A_w e A da formule geometriche semplificate sulla colonna e sullo spessore degli strati.

7 Perdite concentrate – P_{fe} interamente nel nodo nucleo e P_{cu} nel nodo avvolgimento, senza distribuzione spaziale delle sorgenti.

Il *coil former* non è stato modellato come nodo separato. Nonostante queste ipotesi, il modello a due nodi permette di separare le temperature di core e winding, di evidenziare il ruolo di $R_{w\text{-}a}$ (relativamente elevata) e di verificare che le sovratemperature restino accettabili, in accordo qualitativo con la stima empirica a una sola R_{th}.

3.19.1 Resistenza winding–aria $R_{w\text{-}a}$

Lo scambio avvolgimento–ambiente è descritto per convezione naturale:

$$R_{w\text{-}a} = \frac{1}{h\,A_w} \tag{2.102}$$

con coefficiente convettivo $h = 10\ \mathrm{W/(m^2K)}$ (ordine di grandezza tipico in aria calma per componenti magnetici [6]) e superficie esterna equivalente dell'avvolgimento (si prendono solo 2 delle 4 facce dell'avvolgimento dato che per ipotesi si è considerato lo scambio termico come monodimensionale)

$$A_w = \left[\left(C + 2\,n_{layer} d_{Litz}\right)2D\right] * 2 \tag{2.103}$$

dove F e C sono larghezza e spessore della base della colonna, D l'altezza della colonna, n_{layer} il numero di strati e d_{wire} il diametro del conduttore. Numericamente $A_w \approx 3{,}04 \cdot 10^{-3}\ m^2$ e

$$R_{w\text{-}a} \approx 32.85\ °C/W$$

3.19.2 Resistenza core–winding $R_{c\text{-}w}$

Il percorso core–avvolgimento è modellato per conduzione in serie attraverso uno spessore equivalente di ferro e uno di rame:

$$R_{c\text{-}w} = \frac{t_{Fe}}{k_{Fe}A} + \frac{t_{Cu}}{k_{Cu}A} \tag{2.104}$$

con $k_{Fe} = 10\ W/(m \cdot K)$, $k_{Cu} = 390\ W/(m \cdot K)$ e area di scambio A pari al perimetro della sezione della colonna diviso 2 (dato che si considera sempre l'ipotesi di scambio monodimensionale e quindi si considerano 2 delle 4 facce) per l'altezza occupata dalle spire in colonna. Gli spessori t_{Fe} e t_{Cu} sono stati assunti pari alla metà dello spessore geometrico rispettivo ($F/2$ per il ferro, $\frac{n_{layer}d_{wire}}{2}$ per il rame), nell'ipotesi semplificativa che il calore si distribuisca dal "centro" della regione verso l'interfaccia. Si ottiene

$$R_{c\text{-}w} \approx 0{,}466\ \mathrm{°C/W}$$

3.19.3 Resistenza core–aria $R_{c\text{-}a}$

Per il ramo diretto nucleo–ambiente si è riutilizzato il valore empirico già calcolato:

$$R_{c\text{-}a} = R_{th} \approx 5{,}264\ °\text{C/W}$$

3.19.4 Equazioni di bilancio ai nodi

In regime stazionario, la somma dei flussi termici uscenti da ciascun nodo uguaglia la potenza generata in quel nodo (LKC termica). Al nodo del nucleo e a quello dell'avvolgimento si ha:

$$P_{fe}\& = \frac{T_{core} - T_{amb}}{R_{c\text{-}a}} + \frac{T_{core} - T_{winding}}{R_{c\text{-}w}} \tag{2.105}$$

$$P_{cu}\& = \frac{T_{winding} - T_{core}}{R_{c\text{-}w}} + \frac{T_{winding} - T_{amb}}{R_{w\text{-}a}} \tag{2.106}$$

Il sistema lineare nelle incognite $T_{core}\ e\ T_{winding}$ è stato risolto numericamente, tramite script Matlab

```
Rc_a = 5.264;
Rc_w = 0.466;
Rw_a = 32.85;

Pfe = 0.989;
Pcu = 5.495;
Ta = 30;

A = [1/Rc_a+1/Rc_w    -1/Rc_w;
     -1/Rc_w          1/Rw_a+1/Rc_w];

b = [Pfe+Ta/Rc_a;
     Pcu+Ta/Rw_a];

T = A\b;

Tc = T(1)
Tw = T(2)
```

ottenendo

$$T_{core} \approx 59.12°C,\ T_{winding} \approx 61{,}24°C$$

Le corrispondenti sovratemperature rispetto all'aria a 30°C sono

$$\Delta T_{core-air} \approx 29{,}12°C,\ \Delta T_{winding-air} \approx 31{,}24°C$$

Entrambi i valori restano ampiamente entro il margine di progetto collegato a un salto dell'ordine di $70°C$ rispetto all'ambiente di riferimento, e sono coerenti con l'approccio semplificato ($\approx 34°C$ sul solo nucleo), che non disaccoppia i due corpi e attribuisce tutta la potenza a R_{th}.

3.20 Ingombri reali dell'avvolgimento

Al fine di valutare in maniera più realistica lo spazio effettivamente occupato dagli avvolgimenti nella finestra si è tenuto conto del diametro reale del filo di Litz (rame più intercapedini d'aria) già citato in precedenza, ossia: $d_{Litz,real} = 3.55\ mm$. Sono stati così calcolati i valori di spire per colonna e del numero di layer basandosi sul diametro reale del filo di Litz e tenendo conto dell'ingombro del coil former. Le relazioni usate sono:

$$n_{spire,altezza,reale} = \frac{2D - (2 * s_{cf})}{d_{Litz,real}} \approx 14 \qquad (2.107)$$

$$n_{layer,reale} = \frac{N}{n_{spire,altezza,reale}} = 2.357 \qquad (2.108)$$

Al fine di ottenere una disposizione fisicamente realizzabile degli avvolgimenti, il numero totale di 33 spire è stato suddiviso in due numeri interi il cui prodotto fosse pari a 33. Le 33 spire sono state disposte in 11 file e 3 colonne, scegliendo così:

$$n_{spire,altezza,reale} = 11$$

$$n_{layer,reale} = 3$$

al fine di ottenere una configurazione geometrica realizzabile nella finestra del nucleo.

Successivamente, partendo dal diametro reale del filo di Litz ($d_{Litz,real}$) si è valuta la sezione del filo di Litz reale che equivale a:

$$S_{Litz,real} = 9.89\ mm^2$$

Da questa si è calcolata l'area occupata dall'avvolgimento, moltiplicando per il numero di spire tale valore ottenendo:

$$S_{winding,real} = 326.37\ mm^2$$

Inoltre si è valutata anche l'area occupata dallo stesso avvolgimento ma considerando il filo quadrato anziché rotondo dato che parecchi software di simulazione magnetica valutano il fattore di riempimento considerando la sezione dei fili quadrata. Si è così ottenuto un valore di:

$$S_{winding,real,square} = 415.5\ mm^2$$

Infine sono poi stati calcolati anche i fattori di riempimento reali con le due sezioni calcolate e tenendo conto del fatto che la finestra è anche occupata dal coil former (si è sottratta all'area totale della finestra quella occupata dal coil former). Sono così stati ottenuti i valori di:

$$k_{u,real} = 0.32,\ k_{u,real,square} = 0.408$$

3.21 Validazione dell'induttore tramite il software Open Magnetics

Al fine di validare i risultati analitici ottenuti in fase di dimensionamento, è stato impiegato il software open-source Open Magnetics [21]. Tale strumento consente di simulare in modo dettagliato il comportamento di componenti magnetici, calcolando sia le perdite nel rame (comprese le componenti dovute all'effetto pelle e di prossimità) sia le perdite nel nucleo (modelli di Steinmetz, iGSE, Roshen, ecc.).

L'obiettivo principale dell'utilizzo di Open Magnetics è stato quello di confrontare le perdite nel rame e nel ferro calcolate analiticamente con quelle fornite dal software, al fine di verificarne la coerenza.

In particolare, è stata prima importata la forma d'onda di corrente sull'induttore ricavata dalla simulazione in closed loop, poi sono stati prima tutti i parametri

geometrici del nucleo e del filo di Litz ottenendo i risultati mostrati nelle successive figure.

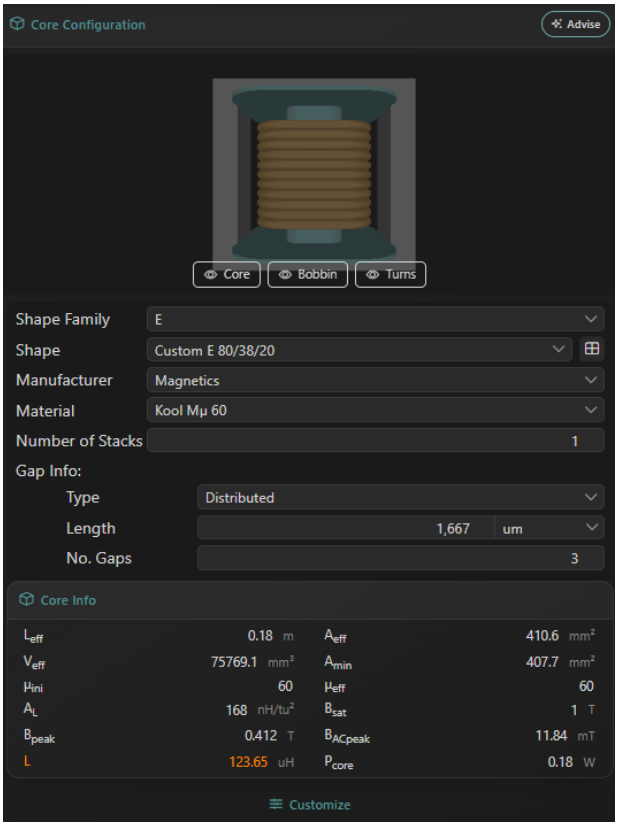


Figura 3.13 – Configurazione del nucleo.

Riguardo questa sezione si è ottenuto un valore di induttanza di soli 123.65 uH. Questo succede perché il software Open Magnetics, non utilizza il valore di A_L di catalogo ($190\ \frac{nH}{T^2}$), bensì calcola l'induttanza magnetizzante a partire dai parametri geometrici effettivi del nucleo (A_e, L_e) e dalla permeabilità relativa del materiale ($\mu_r = 60$), secondo la relazione teorica:

$$A_L = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A_e}{L_e} \tag{2.109}$$

che, per i dati del nucleo in esame, fornisce un valore di circa 166 nH/T² coerente con quello visualizzato nell'immagine soprastante. Inoltre Open Magnetics per trovare il valore di L impiega modelli di riluttanza avanzati che tengono conto di:

- gap residuali presenti sulle superfici di contatto delle due metà del nucleo E (inevitabili anche in assenza di gap intenzionale);
- effetto di fringing flux (allargamento delle linee di campo magnetico in prossimità dei gap);
- modelli di riluttanza tridimensionale del gap.

Di conseguenza, l'induttanza magnetizzante effettivamente calcolata dal software risulta pari a 121 µH. Questa differenza non invalida l'utilizzo di Open Magnetics ai fini della presente tesi. Il software è stato impiegato principalmente per la validazione delle perdite nel rame e nel nucleo. La discrepanza sull'induttanza è stata pertanto documentata e giustificata come conseguenza delle diverse metodologie di determinazione di A_L. Si può anche notare dalla figura soprastante come il B_{peak} corrisponde con il picco della forma d'onda di $B(t)$ mostrata in Figura 3.11 ricavata dalla simulazione in closed loop. La figura successiva riporta i parametri del filo di Litz usati per valutare le perdite nel rame e le diverse voci d'ingombro.

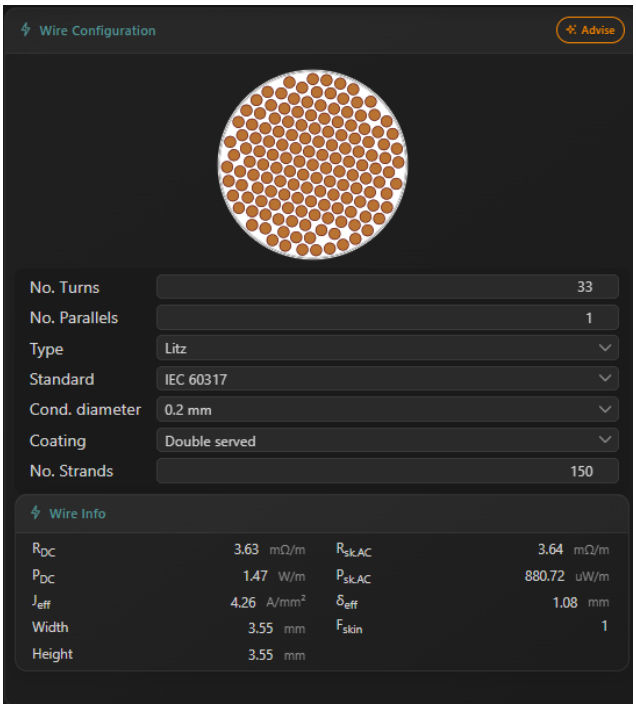


Figura 3.14 – Parametri del filo di Litz e output elettrici del filo.

Infine la successiva figura riporta la configurazione della bobina nel nucleo e l'ingombro del coil former con la valutazione delle diverse voci di perdita, resistenza e del fattore di avvolgimento.

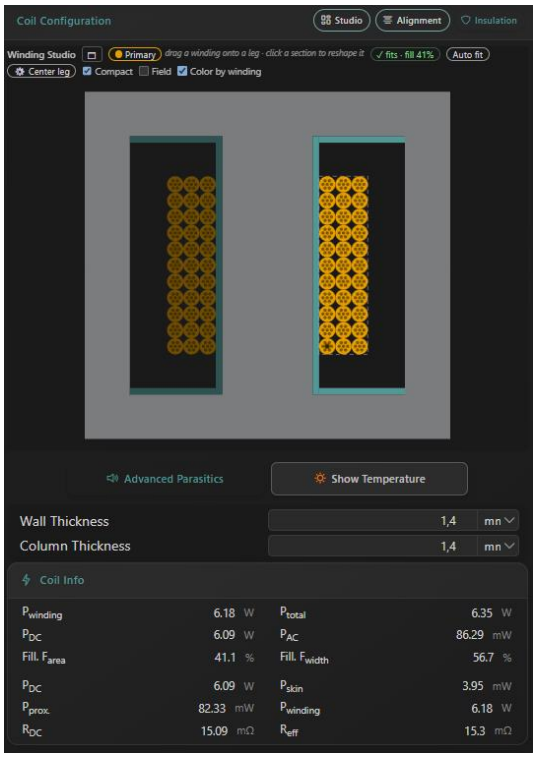


Figura 3.15 – Configurazione dell'avvolgimento nel nucleo con voci di perdita e ingombro.

Di seguito si riporta un confronto sintetico tra i principali risultati ottenuti mediante calcolo analitico e quelli forniti dal software Open Magnetics.

Grandezza	**Calcolo analitico**	**Open Magnetics**	**Unità**
L	200	121	µH
A_L	190	166	nH/T²
B_{peak}	0.43	0.412	mT
R_{dc}	3.76	3.63	mΩ/m
$R_{sk,AC}$	3.64	6.46	mΩ/m
J_{eff}	4.5	4.26	A/mm²
d_{Litz}	3.55	3.55	mm
P_{dc}	5.38	6.09	W

Grandezza	Calcolo analitico	Open Magnetics	Unità
P_{skin}	17.9	3.95	mW
P_{prox}	99	82.33	mW
P_{core}	0,989	0,18	W
P_{total}	6,484	6,35	W
$k_{u,real,square}$	0,408	0.411	–

Tabella 3.2 – Confronto tra il calcolo analitico e i risultati ottenuti tramite Open Magetics.

Dall'analisi della tabella emerge un ottimo accordo complessivo tra i risultati analitici e quelli forniti da Open Magnetics. Per quanto riguarda le perdite nel nucleo (P_{core}), si registra una discrepanza più evidente (0,989 W con il metodo iGSE contro 0,18 W di Open Magnetics). Tale differenza è attribuibile principalmente al diverso modello di perdita utilizzato: mentre il calcolo analitico si basa sull'Improved Generalized Steinmetz Equation (iGSE), particolarmente accurata per forme d'onda non sinusoidali, Open Magnetics non rende esplicito l'algoritmo interno impiegato. Si tratta comunque di valori assoluti molto contenuti, tali da non compromettere il bilancio energetico complessivo del componente.

Il fattore di avvolgimento k_u mostra invece un'ottima corrispondenza (0,408 contro 0,411). Il valore analitico è stato calcolato adottando l'ipotesi di filo quadrato, in accordo con la modalità di valutazione utilizzata da Open Magnetics, al fine di garantire un confronto coerente e realistico.

Per tutti gli altri parametri riportati in tabella (esclusi L e A_L, già discussi in precedenza), i valori ottenuti dai due approcci risultano tra loro compatibili e rientrano nei medesimi ordini di grandezza, confermando la bontà del dimensionamento analitico effettuato.

3.22 Design 3D dell'induttore tramite il software OnShape

Completato il dimensionamento elettrico e magnetico dell'induttore di filtro, si è proceduto alla modellazione tridimensionale del componente. Tale fase non ha finalità

solo illustrative: l'obiettivo operativo è disporre di un modello solido completo (nucleo, coil former e avvolgimento) esportabile in formato STEP, da importare in Altium Designer per il progetto del PCB su cui induttore, condensatori di filtro e resistenze di damping verranno montati. La modellazione è stata eseguita in Onshape. Le quote principali (sezioni delle colonne, spessori delle ali, dimensioni della finestra, geometria del *coil former*) sono state impostate in accordo con i dati costruttivi del nucleo Magnetics 00K8020E060 e con le scelte di avvolgimento già definite (numero di spire, strati, sezione del Litz).

3.22.1 Parti modellate

Prima dell'*assembly* finale sono stati realizzati e documentati (con le relative viste) i seguenti elementi tramite l'utilizzo del software Onshape [22]:

1 **Mezzi nuclei a E** Ciascuna metà E è stata modellata rispettando le dimensioni di datasheet (spessore e larghezza della colonna centrale, altezza delle colonne, spessore delle ali, profondità del nucleo). L'accoppiamento delle due E definisce il circuito magnetico chiuso e la finestra in cui alloggia il bobinato.

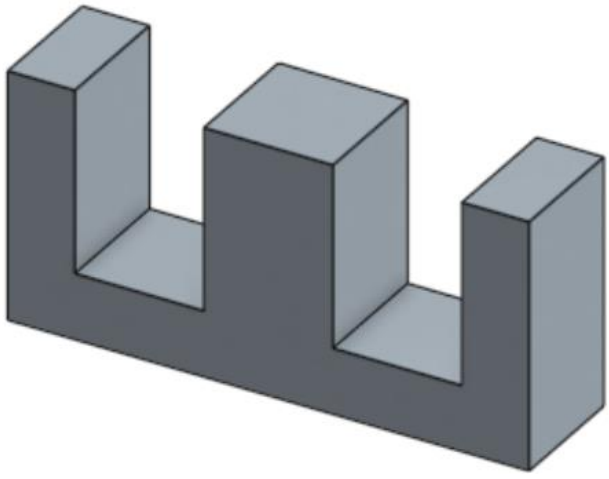


Figura 3.16 – Modellazione 3D di una delle due metà del nucleo.

2 **Coil former** Il supporto isolante è stato dimensionato in modo da inserirsi nella finestra del nucleo, seguendo il datasheet del *bobbin* commerciale.

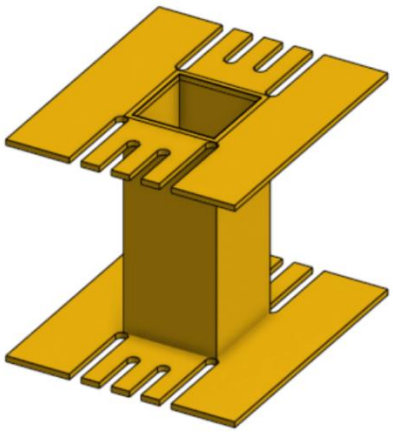


Figura 3.17 – Modellazione 3D del coil former.

3 **Avvolgimento** Si è adottata un'approssimazione a parallelepipedo cavo che occupa il volume effettivo del bobinato attorno alla colonna: spessore radiale legato al numero di *layer* e al diametro del Litz, altezza legata alle spire in colonna. Tale solido è sufficiente a rappresentare l'ingombro meccanico dell'intero avvolgimento.

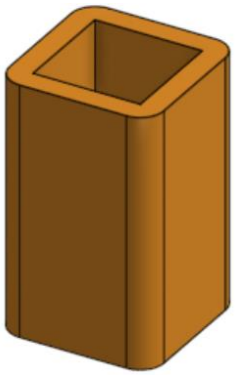


Figura 3.18 – Modellazione 3D dell'avvolgimento.

3.22.2 Assembly e esportazione

Le parti sono state vincolate in un assembly che riproduce l'induttore completo: le due E accostate, il *coil former* in sede e l'avvolgimento sul supporto. Dal modello assemblato è stato generato il file STEP, utile per la progettazione del PCB su Altium.

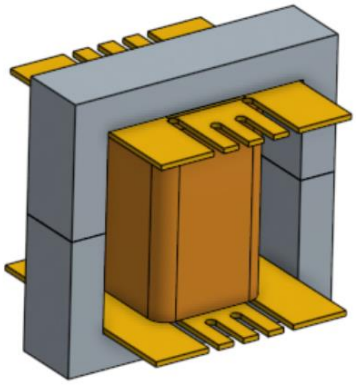


Figura 3.19 – Assemblaggio completo dell'induttore.

3.23 Progettazione del PCB del filtro completo utilizzando il software Altium

Il filtro LC è stato realizzato in un modulo monofase su PCB, destinato a essere replicato tre volte (una scheda per fase) per motivi di ingombro e di modularità costruttiva. Il layout è stato sviluppato in Altium Designer; le principali scelte di progetto e i componenti impiegati sono descritti di seguito.

3.23.1 Footprint e modelli 3D

A partire dalle dimensioni geometriche reali di induttore e condensatore di filtro sono stati definiti i footprint associati ai rispettivi simboli circuitali. Ai footprint sono stati collegati i modelli 3D in formato STEP generati in Onshape (nucleo, avvolgimento e, ove previsto, supporto), in modo da verificare in ambiente CAD gli ingombri, le distanze di sicurezza e l'interferenza meccanica con gli altri componenti montati sulla scheda.

3.23.2 Componenti di damping e di misura

Il resistore di damping è stato selezionato tramite *Manufacturer Part Search* di Altium. È stato adottato il componente VISHAY AC05000001008JAC00 da 2,2 Ω (datasheet completo: [24]), valore commerciale prossimo a quello di progetto e compatibile con le perdite stimate in simulazione.



Figura 3.20 – Resistore VISHAY AC05000001008JAC00.

Per la misura della corrente di fase è stato impiegato il trasduttore LEM LAH 50-P i cui parametri sono nel datasheet [25]. Footprint e modello 3D sono stati acquisiti dal sito del costruttore e integrati nel progetto.

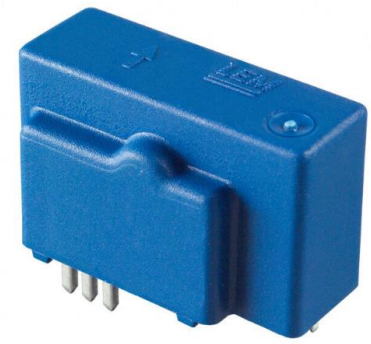


Figura 3.21 – Sensore di corrente LAH 50-P.

Sul lato misura, tra il pin di alimentazione $+15\,\mathrm{V}$ e il riferimento di massa sono stati disposti in parallelo due condensatori ceramici SMD di disaccoppiamento (sigla: C0603C104K5RACTU). Tra $-15\,\mathrm{V}$ e massa è stato fatto lo stesso ma con due condensatori ceramici SMD di sigle: C0603C104K5RACTU e UMK107AB7105KA-T, a riduzione del rumore sull'alimentazione del sensore. I parametri si possono reperire nei seguenti datasheet: [26] e [27].

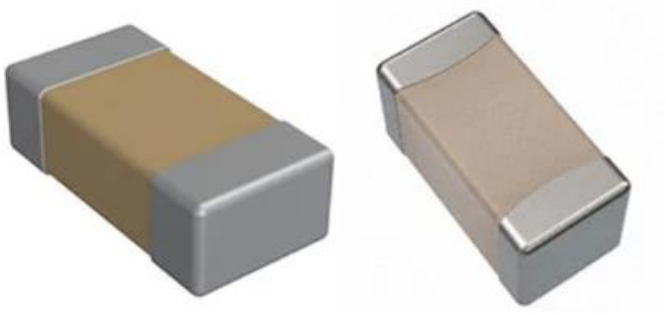


Figura 3.22 – Condensatori di decoupling: C0603C104K5RACTU (destra) e UMK107AB7105KA-T (sinistra).

Il collegamento elettrico verso l'elettronica di condizionamento/acquisizione è realizzato con un connettore a 4 pin (sigla: 0022035045), con assegnazione: $+15\,\mathrm{V}$, segnale di misura, massa e $-15\,\mathrm{V}$ (datasheet: [28]).



Figura 3.23 – Connettore a 4 pin 22035045.

3.23.3 Connessioni di potenza e layout

I collegamenti di potenza in ingresso e in uscita dal modulo, nonché il riferimento di neutro di scheda, sono affidati a connettori a vite (sigla: 74650174R), adatti alle correnti di esercizio e alla cablatura verso inverter, carico e neutro di sistema (datasheet: [29]).



Figura 3.24 – Connettore a vite 74650174R.

Le piste di potenza sono state realizzate come poligoni di rame su entrambi i layer *top* e *bottom*, al fine di ridurre la resistenza serie, migliorare la capacità di corrente e favorire la dissipazione termica locale. Sono stati inoltre previsti due fori di fissaggio meccanico per il montaggio del modulo sulla struttura di supporto. Inoltre tutti i componenti sopra presentati sono stati in un primo momento rappresentati nello schematico (file .SchDoc) riportato nella figura seguente.

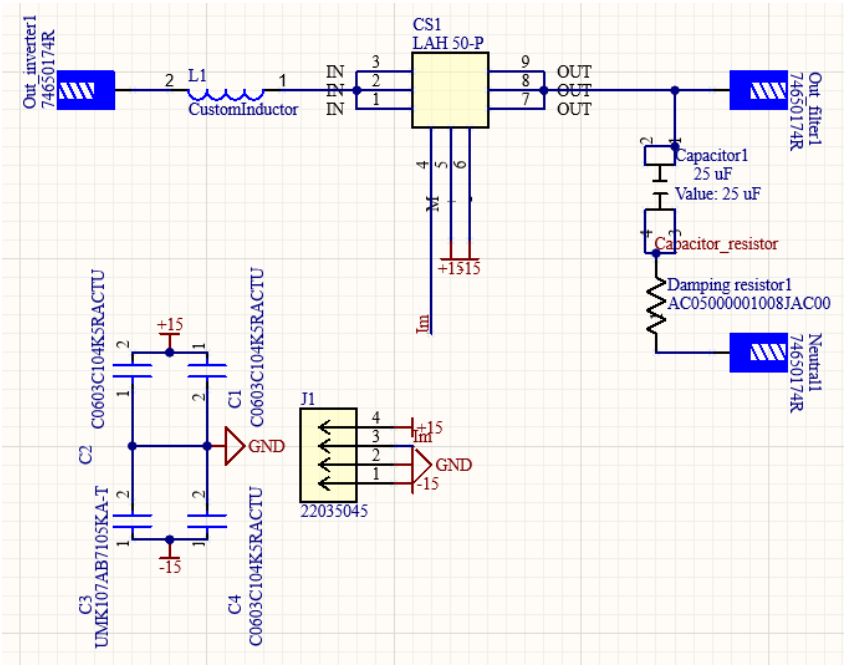


Figura 3.25 – Schematico PCB.

Successivamente tale file è stato convertito in un documento PCB (file .PcbDoc) che rappresenta i componenti fisici sulla scheda collegati dalle relative net lable. Le figure sottostanti rappresentano il layout della PCB prima in vista 2D e successivamente in vista tridimensionale.

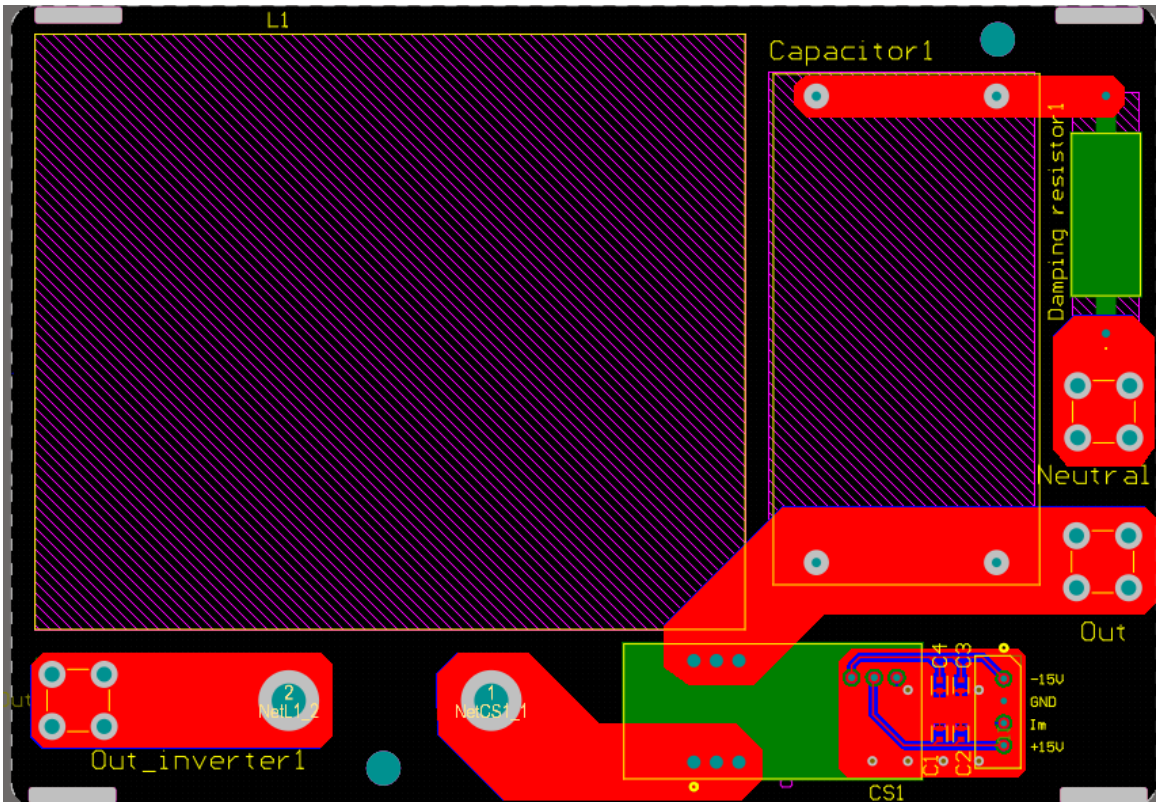


Figura 3.26 – Layout PCB in 2D.

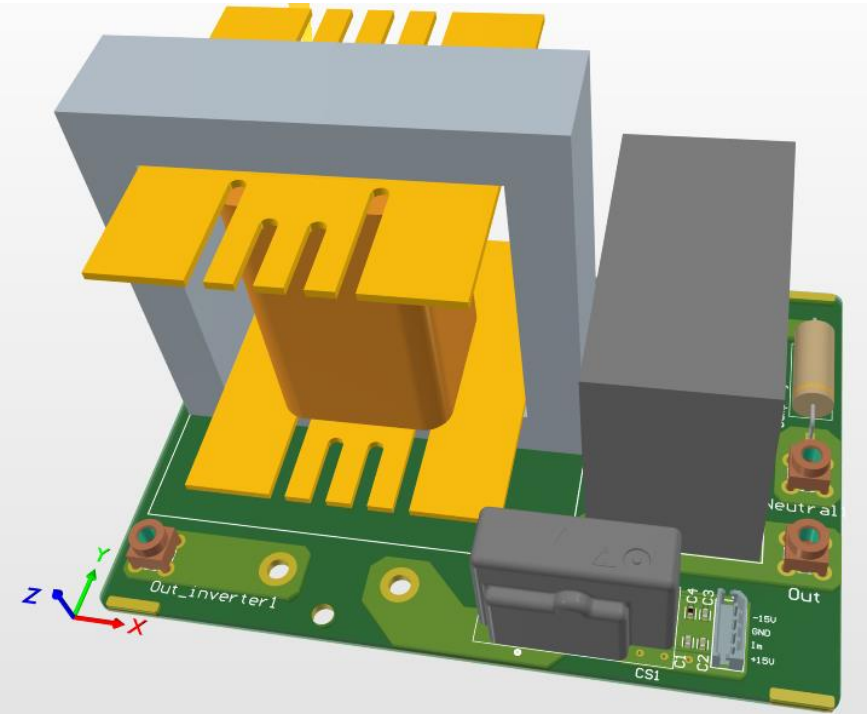


Figura 3.27 – PCB e componenti in 3D visti frontalmente.

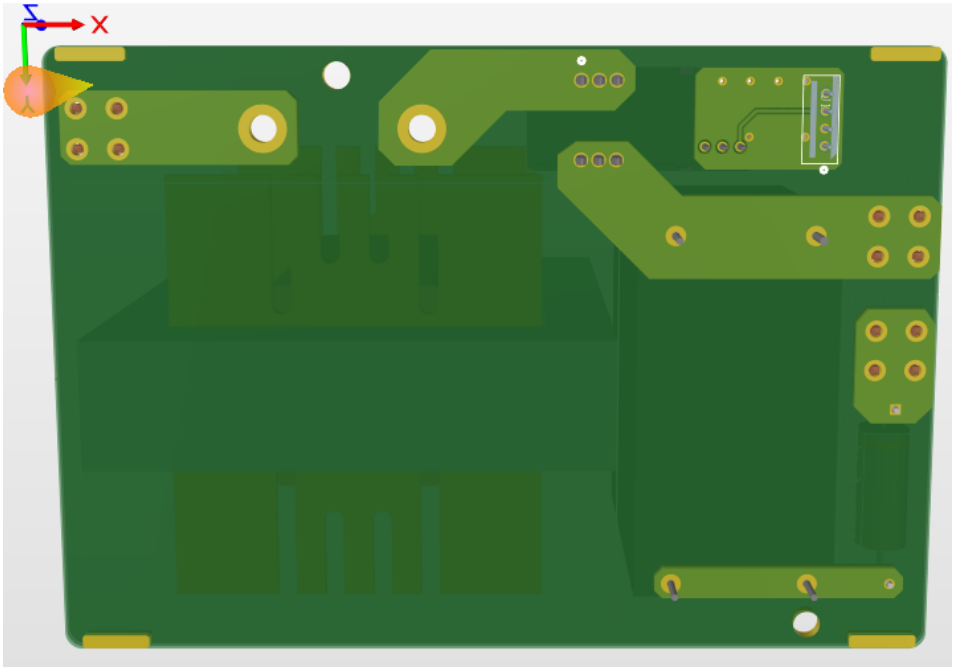


Figura 3.28 - PCB e componenti in 3D visti da sotto.

Nel complesso, il PCB del singolo modulo monofase integra filtro LC, damping, misura di corrente e interfacce di potenza in un assieme verificato anche in 3D, costituendo l'elemento base ripetibile per le tre fasi del convertitore a quattro fili.

4 Fondamenti di macchine sincrone, VSM 4L4W

In questo capitolo si richiamano i fondamenti teorici della macchina sincrona che costituiscono la base concettuale e matematica del controllo tipo *Virtual Synchronous Machine* (VSM) sviluppato e simulato nel seguito del lavoro. Infatti seguendo il classico approccio della modellistica delle macchine elettriche il sincrono virtuale può essere modellizzato nel sistema di riferimento rotante (dq) sincrono con il rotore virtuale tramite un oppoirtuno set di equazioni. In particolare per il modello adottato in seguito (con solo smorzamento in asse q) si avranno:

- 3 equazioni elettriche a statore (1 in asse d e 2 in asse q, di cui 2 a statore e una a rotore)
- 3 equazioni magnetiche
- 1 equazione per il controllo dell'eccitazione
- 2 equazioni meccaniche (swing equation e relazione tra angolo-velocità)

Inoltre l'obiettivo non è una trattazione troppo approfondita delle macchine elettriche, bensì selezionare e ordinare i soli elementi — modello elettromeccanico, regolazione di eccitazione, equazioni elettriche e magnetiche in assi $dq0$ — che vengono poi emulati nel dominio del controllo di un inverter a quattro fili.

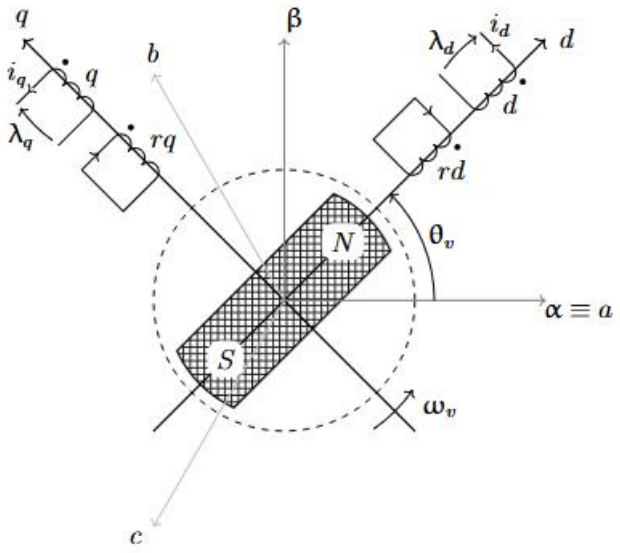


Figura 4.1 - – Modello equivalente in assi d e q [1].

Una VSM è un convertitore statico il cui algoritmo di controllo riproduce le dinamiche essenziali di un generatore sincrono: inerzia e bilanciamento di potenza attiva (swing equation), regolazione di tensione/potenza reattiva tramite un'eccitazione virtuale, e un modello di stator che lega tensioni, flussi e correnti "virtuali". A differenza di un regolatore puramente *grid-following* (che insegue riferimenti di corrente a partire da un angolo stimato in genere da un PLL), la VSM evolve un angolo e una velocità interni e può quindi operare in logica *grid-forming*, scambiando potenza con la rete in modo interpretabile come un generatore e contribuendo a stabilizzare frequenza e tensione.

4.1 Equazioni fondamentali della macchina sincrona

La Virtual Synchronous Machine si fonda sull'idea di riprodurre, nel dominio del controllo, le dinamiche essenziali di un generatore sincrono. È quindi utile richiamare il modello elettromeccanico, il ruolo dell'eccitazione e le equazioni elettriche e magnetiche in assi rotanti, con particolare attenzione al modello a smorzamento in asse q adottato in seguito.

4.2 Modello elettromeccanico e swing equation

Il comportamento meccanico del rotore è descritto dal bilancio tra potenza (o coppia) meccanica e potenza elettrica.

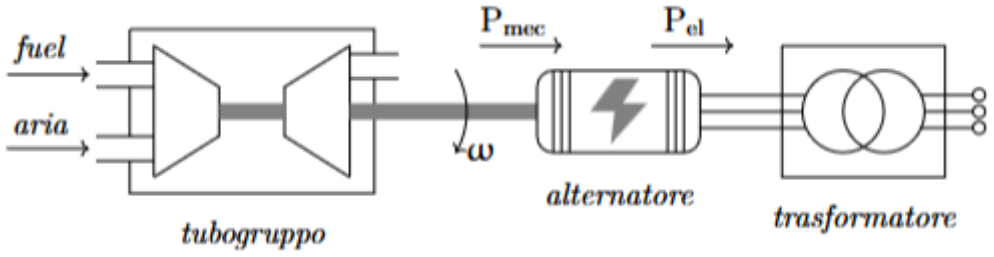


Figura 4.2 - Schema riassuntivo impianto turbogas [1].

In forma normalizzata, tipica degli studi di stabilità e dei controlli VSM, si utilizza spesso la costante di inerzia H:

$$2H\frac{d\omega}{dt} = P_m - P_e - P_d \tag{3.1}$$

dove ω è la velocità del rotore in per-unit, P_m la potenza meccanica, P_e la potenza elettrica e P_d un eventuale termine di smorzamento meccanico. Inoltre H risulta pari a [4]:

$$H = \frac{Jw_n^2}{2S_n} \tag{3.2}$$

Fisicamente, H quantifica l'energia cinetica immagazzinata a velocità nominale rispetto alla potenza apparente di base: valori elevati di H rendono più lenta la variazione di frequenza a fronte di uno squilibrio di potenza. Nella VSM, P_m è sostituita dal riferimento di potenza attiva P^* e P_e dalla potenza calcolata ai morsetti virtuali, mentre lo smorzamento può essere introdotto in modo esplicito oppure emulato attraverso avvolgimenti smorzatori virtuali, come nel modello RQ in asse q utilizzato in questo lavoro. Inoltre vale la pena dedicare ulteriore attenzione al concetto di smorzamento. Infatti in una macchina sincrona reale lo smorzamento meccanico è presente all'interno della swing equation (nel termine K_d) che linearizzata attorno al punto di normale funzionamento assume la forma seguente [2]:

$$2H\frac{d(w_r - w_g)}{dt} = P_m - P_e - K_d(w_r - w_g) \tag{3.3}$$

In una macchina sincrona virtuale lo smorzamento può essere ottenuto tramite diversi modelli. In questo lavoro è stato scelto di implementare lo smorzamento di tipo elettromagnetico solamente in asse q (modello RQ) dato che è possibile disaccoppiare lo smorzamento dall'eccitazione presente così solo in asse d e di conseguenza le equazioni magnetiche da implementare si semplificano. Di conseguenza lo schema a blocchi del modello elettromeccanico implementabile diventa il seguente:

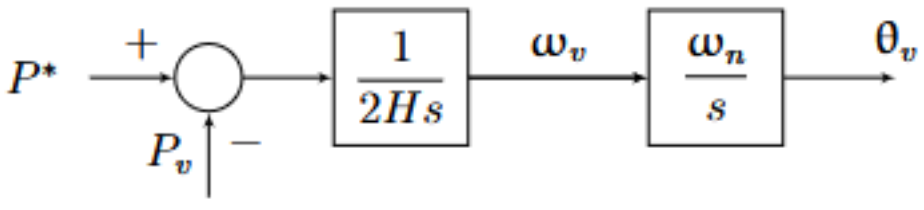


Figura 4.3 – Schema a blocchi modello elettromeccanico con smorzamento RQ [1].

4.3 Regolazione della potenza reattiva e della tensione

Oltre alla dinamica di potenza attiva e frequenza, la macchina sincrona regola tensione e potenza reattiva attraverso l'eccitazione. La fem interna, legata al flusso di campo, determina lo scambio di potenza reattiva con la rete: a parità di altre condizioni, un aumento dell'eccitazione spinge la macchina verso un comportamento più capacitivo (erogazione di Q), mentre una riduzione la spinge verso l'assorbimento di potenza reattiva. In molti modelli semplificati si introduce una dinamica del primo ordine sul flusso di eccitazione o sulla tensione interna, caratterizzata da una costante di tempo di eccitazione. Nel controllo VSM tale dinamica è riprodotta dall'anello reattivo, che a partire dall'errore $Q^* - Q_v$ (eventualmente mediato dalla tensione) aggiorna il flusso di eccitazione F_e (o λ_e) come riportato nella formula seguente [2]:

$$T_e \frac{d\lambda_e}{dt} = K_e \frac{Q_v^* - Q_v}{V_v} \tag{3.4}$$

Con T_e che corrisponde alla costante di tempo dell'eccitatrice che corrisponde alla rapidità con cui l'eccitatrice risponde a una variazione del segnale di comando, K_e che è il guadagno statico che indica quanto varia la tensione di eccitazione a regime per una variazione unitaria del segnale di comando e V_v ossia la tensione virtuale alll'uscita della VSM. L'equazione sopra riportata a sua volta è rappresentata tramite il seguente schema a blocchi:

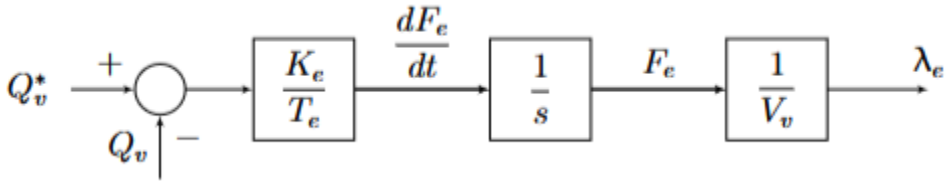


Figura 4.4 - Schema a blocchi dell'anello reattivo [1].

A vuoto, a tensione nominale, il valore di regime di F_e è prossimo a 1 p.u.; a carico il valore si sposta in funzione del punto di lavoro e del legame V–Q del nodo.

4.4 Equazioni elettriche e magnetiche: modello con smorzamento in asse q

Per emulare nel controllo il comportamento elettrico di una macchina sincrona si adotta un modello in assi $dq0$ solidali al rotore virtuale. Nella formulazione utilizzata in questo lavoro, coerente con il modello a smorzatore solo in asse q (modello RQ), lo smorzamento elettromeccanico delle oscillazioni non è introdotto come un generico termine $D(\omega - 1)$ nella sola swing equation, bensì attraverso un circuito di damper virtuale in q, più vicino alla fisica degli avvolgimenti smorzatori reali. Sull'asse d non si considera un damper aggiuntivo; l'eccitazione è rappresentata dal flusso di campo F_e (o grandezza equivalente).

4.4.1 Ipotesi e grandezze

- Grandezze statoriche in per-unit (o in unità coerenti con la base del convertitore).
- ω_v (o ω): velocità elettrica virtuale in p.u.
- ω_n (o ω_b): pulsazione nominale di base [rad/s], usata per riportare le derivate in forma normalizzata.
- v_d, v_q, v_0: tensioni di stator (nel controllo, tipicamente le tensioni di PCC trasformate con l'angolo virtuale θ_v).
- i_d, i_q, i_0: correnti di stator virtuali.
- ψ_d, ψ_q, ψ_0: flussi di statore.
- ψ_{rq}: flusso del damper in asse q.
- R_v: resistenza virtuale di stator.
- L_v: induttanza virtuale di stator (modello isotropo subtransitorio lato d–q di stator).
- L_{rq}, T_{rq0}: induttanza e costante di tempo a vuoto del damper in q.
- F_e: flusso di eccitazione (uscita dell'anello reattivo).

I segni dei termini mozionali dipendono dalla convenzione generatore/motore e dalla definizione della trasformazione di Park; nel seguito si riporta la struttura adottata in simulazione, da mantenere coerente con la propria implementazione.

4.4.2 Equazioni elettriche di statore

In forma normalizzata (derivate divise per ω_n):

$$\frac{1}{\omega_n}\frac{d\psi_d}{dt}\& = \omega\,\psi_q + v_d + R_v\,i_d \tag{3.5}$$

$$\frac{1}{\omega_n}\frac{d\psi_q}{dt}\& = -\omega\,\psi_d + v_q + R_v\,i_q \tag{3.6}$$

I termini $R_v i$ rappresentano le cadute resistive virtuali; i prodotti $\omega\psi$ sono le fem di moto associate alla rotazione del riferimento rispetto ai flussi. Integrando queste equazioni a partire dalle tensioni misurate (PCC) si ottengono i flussi di stator, da cui, tramite le equazioni magnetiche, le correnti virtuali.

Per la sequenza zero (essenziale nel 4L4W), in assenza di termini mozionali di accoppiamento crociato:

$$\frac{1}{\omega_n}\frac{d\psi_0}{dt} = v_0 + R_0\,i_0 \tag{3.7}$$

con R_0 resistenza omopolare virtuale (spesso posta pari a R_v).

4.4.3 Dinamica del damper in asse q

Lo smorzatore virtuale in q è descritto da un'equazione del primo ordine sul flusso ψ_{rq}:

$$T_{rq0}\frac{\mathrm{d}\psi_{rq}}{\mathrm{d}t} = -\psi_{rq} - L_{rq}\,i_q \tag{3.8}$$

- T_{rq0} fissa la velocità di risposta del damper (costante di tempo a vuoto).
- L_{rq} lega il flusso del damper alla corrente di stator in q.

In regime sinusoidale a velocità sincrona il damper non sostiene una corrente continua di smorzamento; durante i transitori elettromeccanici (oscillazioni di δ e ω) la dinamica di ψ_{rq} produce una componente di corrente/potenza che smorza le oscillazioni, analogamente agli avvolgimenti smorzatori di una macchina reale. I

parametri L_{rq} e T_{rq0} possono essere scelti in modo da imporre un fattore di smorzamento elettromeccanico desiderato ξ_{mec}, secondo le relazioni di progetto già discusse in sede di implementazione [1].

4.4.4 Equazioni magnetiche

Le relazioni flusso–corrente chiudono il modello. Nel modello RQ semplificato in cui si considera isotropia sub-transitoria, ossia $L''_d = L''_q = L_v$, si ha:

Asse d (senza damper in d; l'eccitazione entra come F_e):

$$\psi_d = F_e - L_v\, i_d \;\Rightarrow\; i_d = \frac{F_e - \psi_d}{L_v} \tag{3.9}$$

Asse q (con mutua verso il damper):

$$\psi_q = -L_v\, i_q + L_{rq}\, i_{rq} \tag{3.10}$$

$$\psi_{rq} = -L_{rq}\, i_q + L_{rq}\, i_{rq} \tag{3.11}$$

(ove i_{rq} è la corrente di damper, eliminabile a favore di ψ_{rq} e i_q secondo la forma implementata a blocchi). In pratica, noti ψ_qe ψ_{rq}, si ricava i_q in funzione dei flussi e di L_v, L_{rq}.

Asse zero:

$$\psi_0 = -L_0\, i_0 \;\Rightarrow\; i_0 = -\frac{\psi_0}{L_0} \tag{3.12}$$

con L_0 induttanza omopolare virtuale.

Il parametro L_v ha il significato di induttanza sincrona/sub-transitoria virtuale vista ai morsetti nel modello ridotto: governa la dinamica delle correnti virtuali a fronte di squilibri di tensione e, insieme a R_v, l'impedenza equivalente della "macchina" vista dalla rete.

4.5 Semplificazioni di modellazione adottate

Per la definizione del modello di macchina virtuale si adottano scelte orientate a contenere il numero di parametri e a rendere progettabile lo smorzamento elettromeccanico, come definito in [1].

Isotropia sub-transitoria. Non risultando vantaggioso, per un sincrono virtuale, mantenere un'anisotropia sub-transitoria $X_d'' \neq X_q''$, si assume

$$X_d'' = X_q'' = X_v'' \ (L_v) \tag{3.13}$$

Ne consegue un'unica induttanza virtuale di stator nel modello dq.

Un solo avvolgimento di smorzamento in asse q. Lo smorzamento delle oscillazioni elettromeccaniche è affidato a un unico damper in q, descritto da due parametri:

- induttanza (reattanza) del damper L_{rq} (ovvero X_{rq});
- costante di tempo a vuoto T_{rq0}.

In questo modo si evita sia un generico coefficiente viscoso aggiuntivo nella sola swing equation, sia un insieme esteso di circuiti di damper su entrambi gli assi.

Determinazione di L_{rq} e T_{rq0}. I valori numerici di L_{rq} e T_{rq0} sono stati fissati imponendo un fattore di smorzamento elettromeccanico desiderato $\xi_{\mathrm{mec}} = 0{,}6$ e utilizzando le relazioni di progetto derivanti da [1] nell'ambito di un'analisi linearizzata del transitorio elettromeccanico. In tale analisi di riferimento si considerano, tra l'altro, il punto di lavoro

$$P_v^0 = 0,\ Q_v^0 = 0,\ \delta^0 = 0$$

e le ipotesi classiche di semplificazione per la dinamica lenta (fem mozionali valutate alla velocità nominale, derivate dei flussi trascurate rispetto alla scala di δ e ω, resistenze nulle). Tali ipotesi e tale punto di linearizzazione non coincidono con il modello implementato in simulazione: servono unicamente a ottenere espressioni chiuse che leghino L_{rq}, T_{rq0} e H a ξ_{mec} e all'induttanza equivalente di interfaccia $\left(L_v + L_f + L_g\right)$.

4.6 Scelta dei parametri della VSM

I parametri del modello di macchina virtuale sono stati fissati in coerenza con la taglia del convertitore ($S_b \approx 7{,}6$ kVA), con le induttanze di filtro e di rete già definite in per-unit e con le relazioni di progetto del modello a smorzatore in asse q. Di seguito si motivano le scelte una per una.

4.6.1 Costante di inerzia H

La costante di inerzia H quantifica, in secondi, l'energia cinetica immagazzinata a velocità nominale rapportata alla potenza apparente di base:

$$H = \frac{E_{cin}}{S_b} \tag{3.14}$$

Per macchine sincrone di piccola–media taglia (ordine dei kVA–poche centinaia di kVA) i valori tipici di H sono dell'ordine di 0,5–2 s, mentre i grandi turboalternatori possono superare i 3–5 s. Per un convertitore da circa 7,6 kVA si è scelto

$$H = 1\ s$$

valore rappresentativo di un generatore di taglia confrontabile e che, in simulazione, garantisce una risposta inerziale apprezzabile senza allungare eccessivamente i transitori di ω_v dopo connessione o disturbi di rete. Valori molto più elevati rallenterebbero inutilmente la dinamica rispetto alla banda del controllo di corrente e alla durata delle prove; valori troppo bassi ridurrebbero il contributo "inerziale" che la VSM deve emulare.

4.6.2 Coefficiente K_d

Nel modello adottato lo smorzamento elettromeccanico è affidato al damper virtuale in asse q (L_{rq}, T_{rq0}), non a un termine viscoso aggiuntivo $K_d(\omega - 1)$ nella swing equation. Si è quindi posto

$$K_d = 0$$

per evitare di contare due volte lo smorzamento e per restare fedeli alla filosofia del modello RQ: la dissipazione delle oscillazioni di δ deriva dalla dinamica

elettromagnetica del damper, non da un guadagno empirico sulla sola equazione meccanica.

4.6.3 Induttanza virtuale di statore $L_{v,\mathrm{pu}}$

L_v è l'induttanza (sub)transitoria virtuale vista ai morsetti nel modello dq. Un valore in per-unit

$$L_{v,pu} = 0{,}1$$

è tipico di implementazioni VSM "rigide" dal punto di vista elettrico: abbastanza grande da filtrare numericamente le correnti virtuali e da evitare guadagni eccessivi $1/L_v$, abbastanza piccolo da non imporre una caduta di tensione virtuale sproporzionata a corrente nominale. Valori molto inferiori rendono il modello sensibile al rumore; valori molto superiori "ammorbidiscono" eccessivamente lo scambio di corrente con il PCC.

4.6.4 Resistenza virtuale R_v

La resistenza di stator virtuale

$$R_v = 0{,}02\ p.u.$$

introduce un piccolo smorzamento elettrico e perdite virtuali contenute (2 % in base). È un valore usuale nei modelli VSM: sufficiente a stabilizzare numericamente le equazioni di stator, non così elevato da alterare in modo significativo il bilancio di potenza attiva a regime. Coerentemente si è posto per la sequenza zero

$$R_0 = R_v = 0{,}02\ p.u.$$

salvo esigenze specifiche di smorzamento omopolare diverse da quelle di sequenza diretta.

4.6.5 Induttanza di sequenza zero L_0

Per l'asse zero si è scelto

$$L_0 = 0{,}08\ p.u.$$

valore prossimo a L_v ma leggermente inferiore, in linea con l'idea che il percorso omopolare (neutro, quarta gamba, ritorno) possa avere un'induttanza efficace diversa da quella di sequenza diretta.

4.6.6 Dinamica di eccitazione: T_e e K_e

L'anello reattivo è stato modellato con una dinamica del primo ordine caratterizzata da

$$T_e = 1\ s$$

Una costante di tempo dell'ordine del secondo è coerente con regolatori di eccitazione "lenti" rispetto alla rete e al controllo di corrente (ms), e evita che F_e tenti di inseguire ogni ripple di Q_v. Il guadagno K_eè stato legato alle induttanze di interfaccia e a T_e secondo

$$K_e = \frac{L_{v,pu} + L_{f,pu} + L_{g,pu}}{T_e} \tag{3.15}$$

In questo modo la taratura dell'eccitazione resta dimensionata rispetto all'impedenza equivalente macchina virtuale + filtro + rete: a parità di T_e, un'interfaccia più induttiva richiede un K_e più alto per produrre variazioni di flusso efficaci sullo scambio di reattivo. Inoltre a differenza di un dimensionamento in cui anche T_e e K_e siano entrambi derivati da un'unica procedura analitica, in questo lavoro T_e è fissato per specifica e K_e ne consegue dalla relazione di taratura adottata.

4.6.7 Smorzamento meccanico desiderato e parametri del damper L_{rq}, T_{rq0}

Lo smorzamento delle oscillazioni elettromeccaniche è imposto attraverso il fattore di smorzamento ξ_{mec}:

$$\xi_{mec} = 0{,}6$$

Un valore 0,5–0,7 corrisponde a uno smorzamento buono ma non critico: le oscillazioni di ω_v dopo un disturbo si estinguono in pochi cicli senza un damper eccessivamente "pesante". A partire da ξ_{mec}, seguendo le relazioni di progetto del modello RQ, si fissano induttanza e costante di tempo del damper in q [1]:

$$L_{rq} = 4\,\xi_{mec}\,(1+\xi_{mec})\left(L_{v,pu}+L_{f,pu}+L_{g,pu}\right) \tag{3.16}$$

$$T_{rq0} = (1+2\xi_{mec})^{3/2}\sqrt{\frac{2H\left(L_{v,pu}+L_{f,pu}+L_{g,pu}\right)}{\omega_b}} \tag{3.17}$$

4.6.8 Significato dei termini

- $L_v + L_f + L_g$ (in p.u.) è l'induttanza equivalente lungo il percorso macchina virtuale–filtro–rete, cioè la scala di impedenza rispetto a cui il damper deve agire.
- L_{rq} cresce con ξ_{mec}*:* uno smorzamento più elevato richiede un accoppiamento più forte del circuito damper con l'asse q.
- T_{rq0} dipende da H e dalla stessa induttanza equivalente: lega la dinamica temporale del damper alla dinamica inerziale, così che lo smorzamento risultante si avvicini al ξ_{mec} di progetto.
- $\omega_b = 2\pi f_g$ riporta le costanti di tempo in secondi in coerenza con la forma normalizzata delle equazioni.

In questo modo L_{rq} e T_{rq0} non sono liberi, ma determinati dall'obiettivo di smorzamento e dalla fisica del collegamento alla rete, in analogia con quanto sviluppato nel riferimento di Solida per il modello a smorzatore in q.

4.7 Implementazione in PLECS

4.8 Schema di sistema

L'implementazione simulativa della *Virtual Synchronous Machine* a quattro fili è stata realizzata in ambiente PLECS a partire dallo stesso impianto di potenza già impiegato

per la validazione del controllo di corrente in assetto *grid-following*. Lo schema complessivo (Figura 4.5 – Schema complessivo di sistema.) resta quindi organizzato secondo la catena

inverter 4L4W → filtro LC → punto di accoppiamento (PCC) → rete,

con bus in continua, resistenza di pre-charge e relativa logica di bypass, modulazione e *triggered subsystem* di controllo eseguito alla frequenza di *switching*.

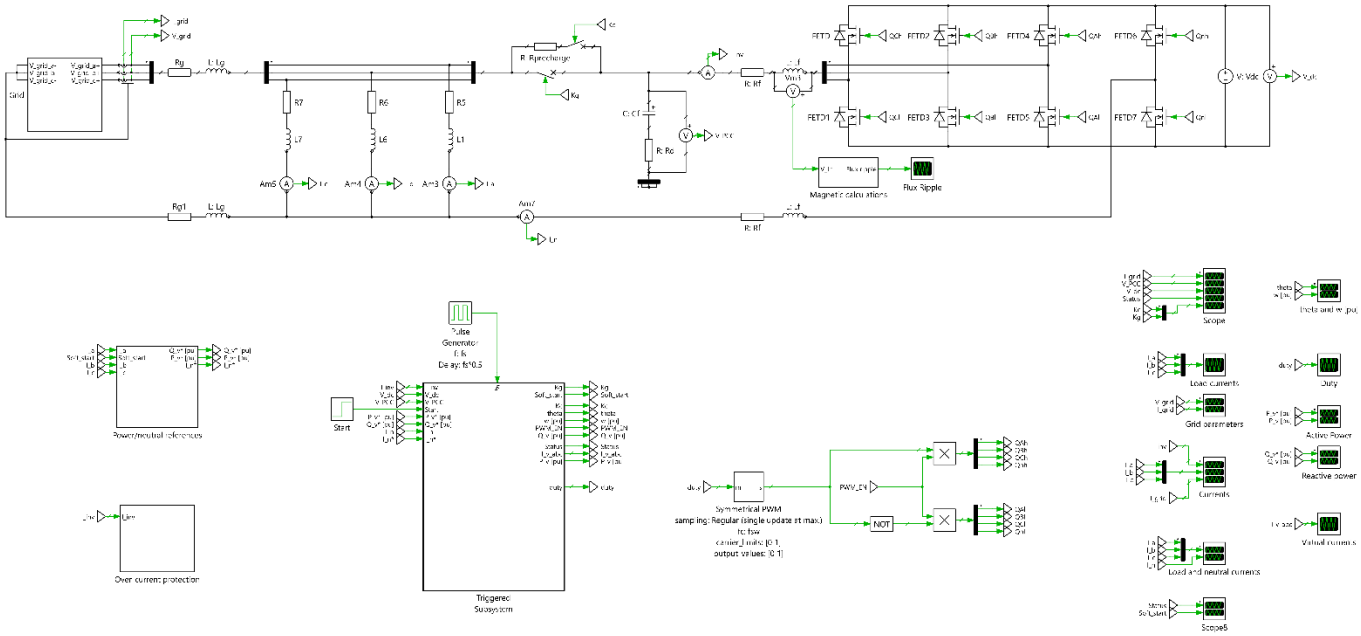


Figura 4.5 – Schema complessivo di sistema.

Rispetto al caso *grid-following* compaiono tre elementi distintivi.

1. **Tre carichi monofase** collegati fase–neutro al PCC, modellati ciascuno come serie *R–L*. Essi consentono di imporre potenze apparenti (e fattori di potenza) per fase, anche diverse tra loro, e quindi di generare correnti di linea sbilanciate e corrente di neutro, rispetto alle quali si valuta il ruolo della quarta gamba.
2. **Modello di rete** ancora basato su generatori ideali di tensione e impedenza di linea, ma predisposto anche alla riproduzione di variazioni di ampiezza (voltage dip e voltage swell) mediante modulazione temporanea del valore efficace o di picco delle tensioni di rete, utile alle prove di robustezza della VSM.
3. Un **blocco di generazione dei riferimenti** (potenze attive/reattive totali per gli anelli della VSM e riferimento di neutro per il controllo di corrente a quattro canali), che non era presente nella sola validazione *grid-following* con riferimenti di corrente da parametri.

L'intero algoritmo di controllo — pre-charge, macchina a stati, anelli della VSM, calcolo dei riferimenti di corrente (inclusa la correzione di sequenza zero), regolatori P-RES e generazione dei *duty* — è contenuto in un triggered subsystem aggiornato alla frequenza di commutazione, in analogia con l'implementazione digitale a tempo discreto già discussa per il controllo di corrente.

I parametri del convertitore (tensioni e correnti di base, V_{dc}, f_{sw}), del filtro LC, dell'impedenza di rete, della precharge e dei guadagni dei P-RES sono gli stessi adottati nella simulazione *grid-following*, in modo da garantire continuità tra le due fasi del lavoro e da isolare, nelle prove, l'effetto dell'algoritmo VSM e dei carichi monofase. Si aggiungono invece i parametri dei carichi e quelli specifici della macchina virtuale, descritti di seguito.

4.9 Parametri dei carichi monofase

I tre carichi fase–neutro sono definiti assegnando, per ciascuna fase $x \in \{a, b, c\}$, la potenza apparente S_x e il fattore di potenza $\cos\varphi_x$. Nel caso di riferimento utilizzato in molte delle simulazioni si è posto, a titolo di esempio sbilanciato,

$$S_a = S_c = 2545{,}2\,VA,\ S_b = 1272{,}6\,VA,\ \ cos\,\varphi_a = cos\,\varphi_b = cos\,\varphi_c = 1$$

valori coerenti con il limite di taglia del convertitore ($S_b \approx 7{,}6\,kVA$ trifase: la somma delle potenze di fase non supera tale ordine di grandezza). Da $cos\,\varphi_x$ si ricava

$$sin\,\varphi_x = \sqrt{1 - cos^2\varphi_x} \tag{3.18}$$

e quindi le potenze attiva e reattiva di fase:

$$P_x = S_x\,cos\,\varphi_x \tag{3.19}$$

$$Q_x = S_x\,sin\,\varphi_x \tag{3.20}$$

Con $cos\,\varphi_x = 1$ risulta $Q_x = 0$ e il carico di ciascuna fase è puramente resistivo; la struttura delle formule resta valida anche per $\cos\varphi_x < 1$, nel qual caso compare un'induttanza non nulla e la forma d'onda di corrente di carico risulta più "filtrata", come osservato in simulazione.

4.9.1 Passaggio a R_x e L_x

Ciascun carico monofase è rappresentato da un'impedenza serie $R_x + j\omega_b L_x$ alimentata dalla tensione di fase nominale. Indicando con V_{base} il valore di picco della tensione fase–neutro di base e con $V_{rms} = V_{base}/\sqrt{2}$ il corrispondente valore efficace, la potenza apparente di un carico monofase a tensione nominale è legata al modulo dell'impedenza da

$$| Z_x | = \frac{V_{rms}^2}{S_x} = \frac{V_{base}^2}{2\, S_x} \tag{3.21}$$

Le componenti resistiva e reattiva seguono dal fattore di potenza:

$$R_x = | Z_x | \cos \varphi_x = \frac{V_{base}^2 \cos \varphi_x}{2\, S_x} \tag{3.22}$$

$$X_x = | Z_x | \sin \varphi_x = \frac{V_{base}^2 \sin \varphi_x}{2\, S_x} \tag{3.23}$$

L'induttanza di fase è quindi

$$L_x = \frac{X_x}{\omega_b} = \frac{V_{base}^2 \sin \varphi_x}{2\, S_x\, \omega_b} \tag{3.24}$$

con $\omega_b = 2\pi f_g$. Il fattore ½ nelle espressioni di R_x e L_x non è arbitrario: deriva dal passaggio dalla tensione di picco V_{base} alla tensione efficace $V_{rms} = V_{base}/\sqrt{2}$ nella relazione $S = V_{rms}^2/| Z |$, e garantisce che, a tensione nominale al PCC, la potenza assorbita da ciascuna fase coincida con il S_x imposto.

In questo modo i carichi sono interamente determinati dai set-point di potenza e di $\cos\varphi$: variando S_a, S_b, S_c (ed eventualmente i $\cos\varphi_x$) si ottengono scenari equilibrati o sbilanciati senza modificare a mano le impedenze, e si rende ripetibile il confronto tra potenze di taratura, correnti di carico e corrente di neutro.

4.10 Parametri della VSM

Ai parametri di impianto e di carico si aggiungono quelli del modello di macchina virtuale, già motivati in sede di scelta dei parametri della VSM e qui solo richiamati per completezza dell'implementazione:

$$H = 1\,s,\ K_d = 0,$$
$$L_{v,pu} = 0{,}1,\ R_v = 0{,}02\ p.u.,$$
$$T_e = 1\,s,\ K_e = \frac{L_{v,pu} + L_{f,pu} + L_{g,pu}}{T_e},$$
$$\xi_{mec} = 0{,}6,$$
$$L_{rq} = 4\xi_{mec}(1 + \xi_{mec})\left(L_v + L_f + L_g\right)_{pu},$$
$$T_{rq0} = (1 + 2\xi_{mec})^{3/2}\sqrt{\frac{2H\left(L_v + L_f + L_g\right)_{pu}}{\omega_b}},$$
$$R_0 = R_v,\ L_0 = 0{,}08\ p.u.$$

Essi definiscono inerzia, impedenza virtuale di stator, dinamica di eccitazione e damper in asse q nel *triggered subsystem*, senza modificare i parametri del circuito di potenza già validati in *grid-following*.

4.11 Blocco di generazione dei riferimenti di potenza e di neutro

A monte degli anelli della VSM e del controllo di corrente è presente un blocco dedicato alla costruzione dei riferimenti di potenza P^*, Q^* e del riferimento di corrente di neutro i_n^*. Lo schema a blocchi è riportato nella figura sottostante.

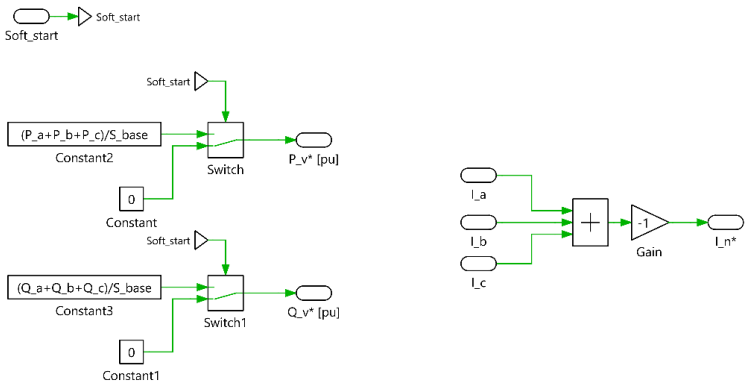


Figura 4.6 – Generazione dei riferimenti di neutro e di potenze attiva e reattiva.

4.11.1 Riferimenti di potenza attiva e reattiva

Le potenze di fase dei carichi, già definite in sede di parametrizzazione (P_a, P_b, P_c e Q_a, Q_b, Q_c), vengono sommate per ottenere i set-point trifase totali in valori assoluti. La normalizzazione rispetto alla potenza apparente di base del convertitore fornisce direttamente i riferimenti in per-unit richiesti dagli anelli attivo e reattivo della VSM:

$$P_{pu}^{*} = \frac{P_a + P_b + P_c}{S_{base}} \tag{3.25}$$

$$Q_{pu}^{*} = \frac{Q_a + Q_b + Q_c}{S_{base}} \tag{3.26}$$

Tali grandezze non sono applicate in modo brusco agli anelli della macchina virtuale. Ciascun canale (attivo e reattivo) passa attraverso uno switch a due ingressi, comandato dalla variabile booleana soft_start generata dalla macchina a stati:

- finché soft_start = 0 (fasi di pre-charge, sincronizzazione e primo intervallo dopo l'abilitazione del PWM), l'uscita dello switch è nulla: $P^{*} = 0$, $Q^{*} = 0$. In questo modo la VSM può allinearsi alla rete a correnti virtuali e di inverter prossime allo zero, come richiesto dalla sequenza di avviamento;
- quando soft_start = 1 (stato di marcia), l'uscita commuta sul valore costante P_{pu}^{*} o Q_{pu}^{*} calcolato sopra. Eventuali rampe esterne sui riferimenti, se presenti, agiscono su questo stesso percorso.

Si separa così in modo netto la fase in cui la macchina virtuale deve solo sincronizzarsi da quella in cui deve erogare la potenza complessiva associata ai tre carichi monofase.

4.11.2 Riferimento di corrente di neutro

Il riferimento di neutro non deriva dalle correnti virtuali dello Stator Equation (terna essenzialmente equilibrata), bensì dalle correnti di carico misurate. Si costruisce

$$i_n^* = -\left(i_{a,carico} + i_{b,carico} + i_{c,carico}\right) \tag{3.27}$$

cioè l'opposto della somma istantanea delle tre correnti di carico, in accordo con la legge di Kirchhoff al nodo di neutro dei carichi. Il segnale i_n^* alimenta il canale di neutro del controllo di corrente e, insieme alla correzione omopolare

$$i_0^* = -i_n^*/3 \tag{3.28}$$

applicata ai riferimenti di fase, garantisce la coerenza dei quattro riferimenti con il vincolo derivante dalla 3.27 dell'inverter a quattro fili.

4.11.3 Ruolo del blocco della generazione dei riferimenti nella catena di controllo

In sintesi, il blocco di Figura 4.6 svolge tre funzioni coordinate:

1. aggrega le potenze di fase dei carichi nei set-point totali P^*, Q^* in p.u. per la VSM;
2. ne abilita l'applicazione solo dopo il soft-start, evitando transitori di potenza durante la sincronizzazione;
3. fornisce i_n^* a partire dalle correnti di carico reali, indipendentemente dalle correnti virtuali equilibrate della macchina sincrona emulata.

Su queste uscite si innestano gli anelli attivo e reattivo, lo Stator Equation e i quattro regolatori P-RES descritti nelle sezioni successive.

4.12 Modello di rete e generazione di voltage dip / swell

Il blocco di rete, illustrato in Figura 4.7 – Blocco inerente alla rete., è organizzato in tre sottosistemi coordinati: (i) dinamica di frequenza della rete equivalente; (ii) generazione delle sinusoidi di tensione a partire da ω_{grid}; (iii) eventuale applicazione di voltage dip / swell.

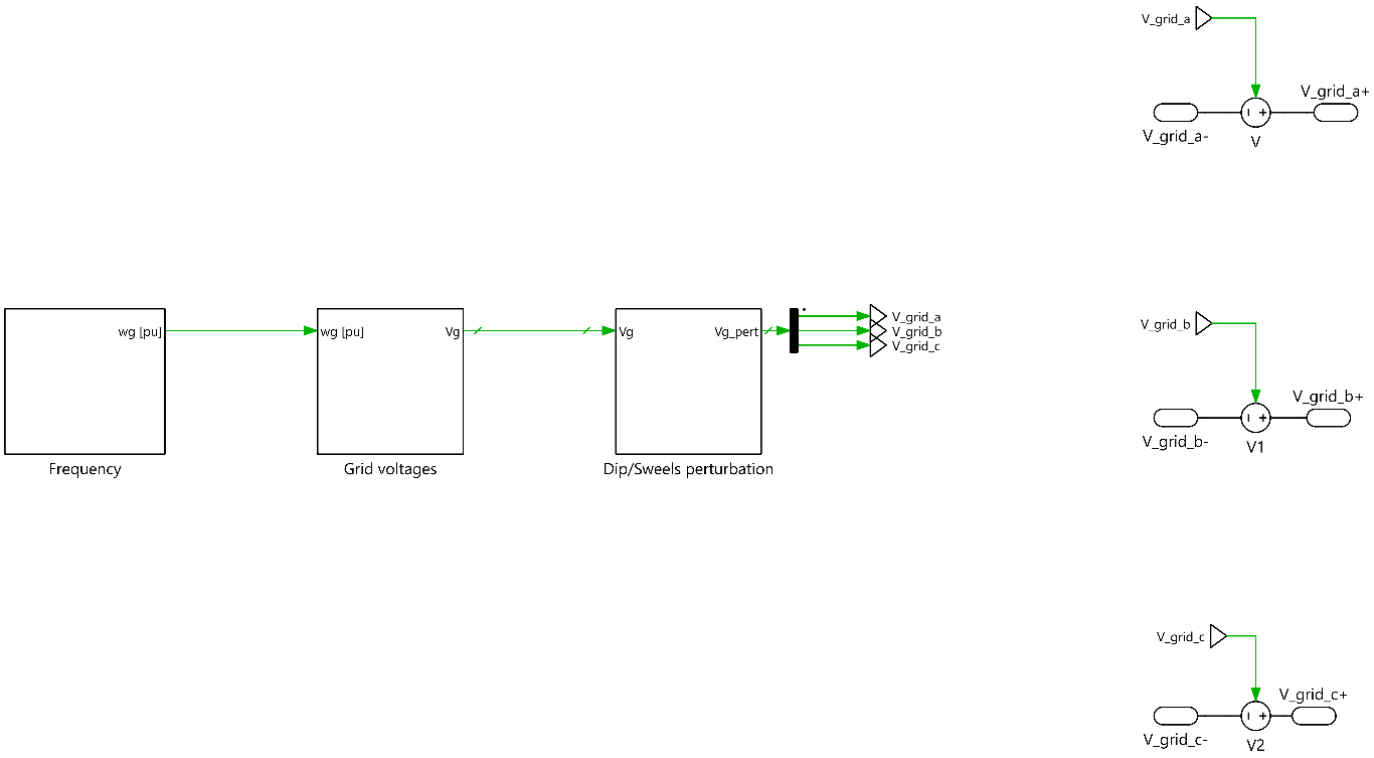


Figura 4.7 – Blocco inerente alla rete.

4.12.1 Sottosistema di frequenza

Il primo sottosistema replica, in forma aggregata, la risposta inerziale e regolante di una rete equivalente, seguendo l'impostazione adottata da [1] per la *frequency perturbation*.

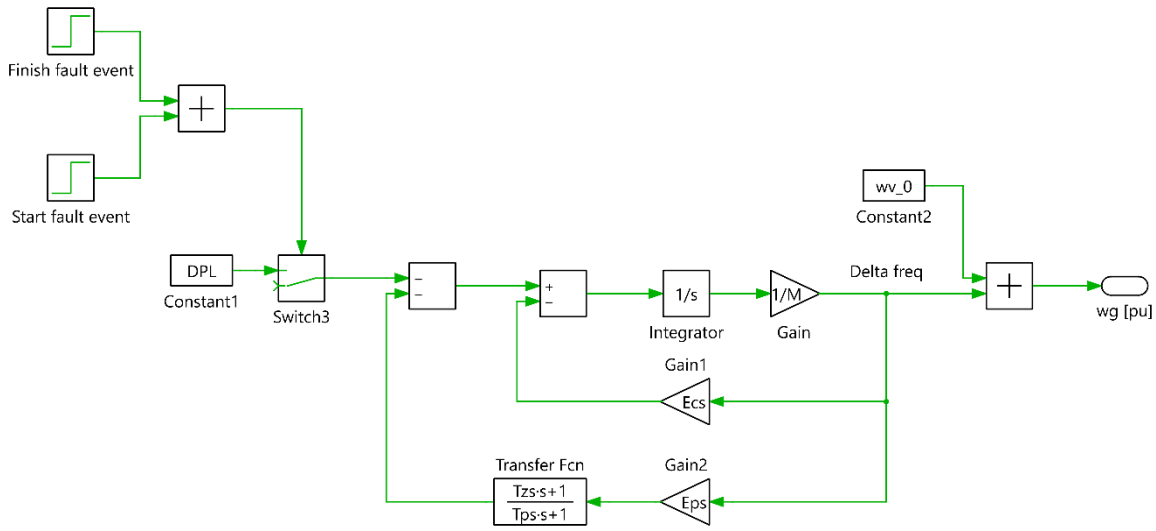


Figura 4.8 – Sottosistema "frequency".

Tale schema a blocchi implementa l'equazione di swing linearizzata per un sistema aggregato [5]:

$$M\frac{d\Delta\omega}{dt} = \Delta P_m - \Delta P_L - D\Delta\omega \tag{3.29}$$

dove:

- $M = 2H$(costante di inerzia equivalente del sistema, in s);
- ΔP_L= disturbo di potenza (qui DPL);
- ΔP_m= potenza meccanica regolata (primaria + secondaria).

In Laplace:

$$\Delta\omega(s) = \frac{1}{Ms}\left(\Delta P_m(s) - \Delta P_L(s)\right) \tag{3.30}$$

(il termine di damping D è trascurato nel modello semplificato usato qui).

Riguardo alle retroazioni si ha:

- **Percorso Eps** $\boldsymbol{\frac{T_{zs}s+1}{T_{ps}s+1}}$. Rappresenta la regolazione primaria (governatori + turbine).
    - Eps è legato al droop equivalente del sistema.
    - Il termine $\frac{T_{zs}s+1}{T_{ps}s+1}$ approssima la dinamica dei motori primi (tempo di risposta dei regolatori di velocità e delle turbine). Questo percorso fornisce rapidamente potenza aggiuntiva quando la frequenza scende, limitando il nadir.
- **Percorso Ecs.** Rappresenta la regolazione secondaria (sua approssimazione). Agisce più lentamente e tende a riportare la frequenza verso il valore nominale.

I parametri numerici adottati sono:

Parametro	**Valore**	**Significato**
M	8	Inerzia equivalente della rete (costante d'inerzia aggregata in p.u.)

Parametro	Valore	Significato
ω_{v0}	1	Frequenza nominale in p.u.
E_{ps}	22	Guadagno della regolazione primaria aggregata
T_{ps}	0,4 s	Costante di tempo dominante del canale turbina–governor (primaria)
E_{cs}	0,2	Guadagno della regolazione secondaria
T_{zs}	0,15 s	Costante di tempo della dinamica governor–turbina associata al canale secondario / di attuazione
D_{PL}	0,2	Disturbo di potenza attiva che viene applicato alla rete equivalente.

Tabella 4.1 – Valori numerici utilizzati per simulare la dinamica di rete.

4.12.2 Generazione delle sinusoidi

Il secondo sottosistema utilizza ω_{grid} (e l'angolo ottenuto per integrazione) per costruire le tre tensioni sinusoidali equilibrate di riferimento della rete.

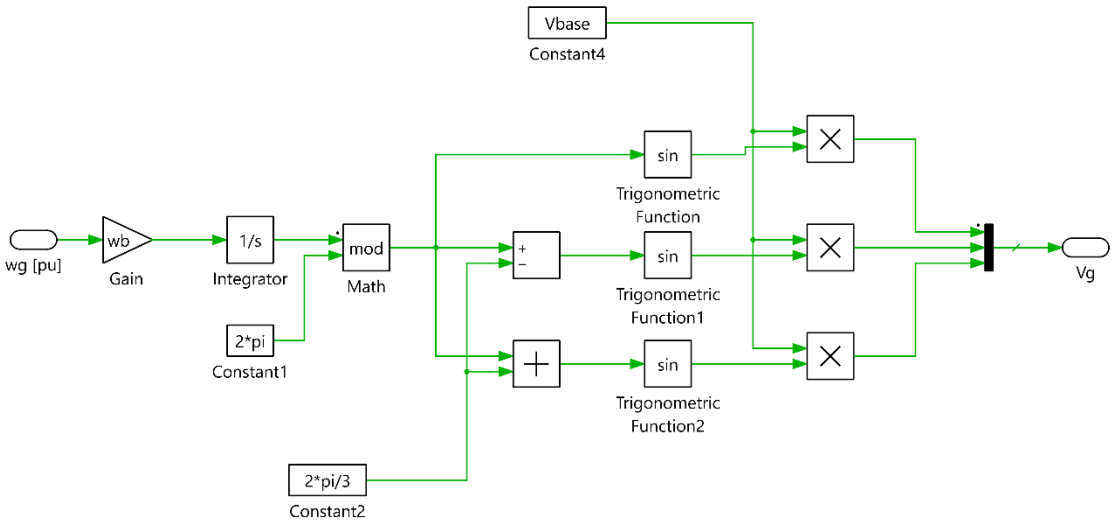


Figura 4.9 – Blocco "grid voltages".

4.12.3 Voltage dip e swell

Il terzo sottosistema rappresenta la seguente logica: selettore tra funzionamento nominale e guasto, *step* di inizio/fine evento, fattore moltiplicativo < 1 (dip) o > 1 (swell) applicato alle sinusoidi, e ripristino dell'ampiezza nominale al termine del fault. Esso agisce sull'ampiezza delle tensioni generate a partire dal sottosistema di frequenza, permettendo di combinare, se necessario, variazioni di frequenza e di ampiezza.

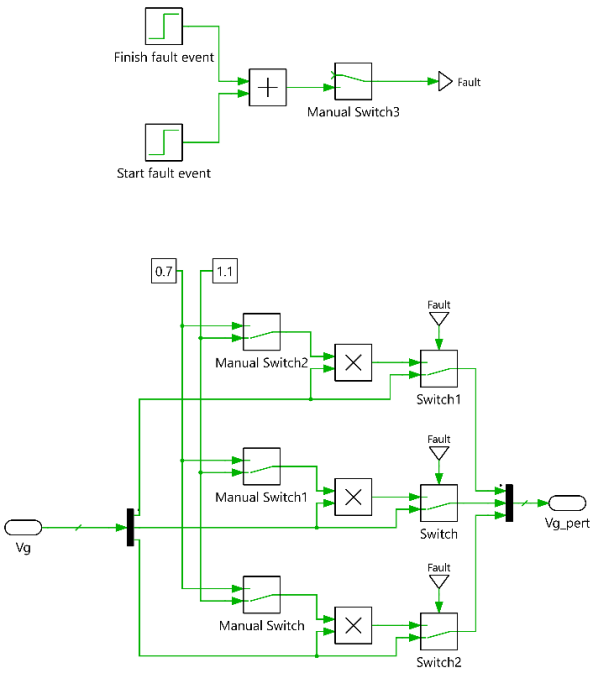


Figura 4.10 – Blocco "Dip/Swell perturbation".

4.13 Organizzazione del triggered subsystem

L'intero algoritmo digitale della VSM a quattro fili è raccolto in un triggered subsystem eseguito in sincronismo con la frequenza di commutazione f_{sw}, come già fatto per l'inverter in assetto *grid-following*. A ogni periodo di *switching* il sottosistema acquisisce le misure necessarie (tensioni di PCC, correnti di inverter, di carico e di neutro, tensione di bus DC), aggiorna gli stati interni e produce i comandi di *duty* verso il modulatore e i segnali logici verso il circuito di potenza (bypass di pre-charge, abilitazione PWM, soft-start dei riferimenti di potenza).

La struttura interna del *triggered subsystem* è illustrata in Figura 4.11. Rispetto alla simulazione *grid-following* si riconoscono blocchi comuni e blocchi specifici della macchina virtuale.

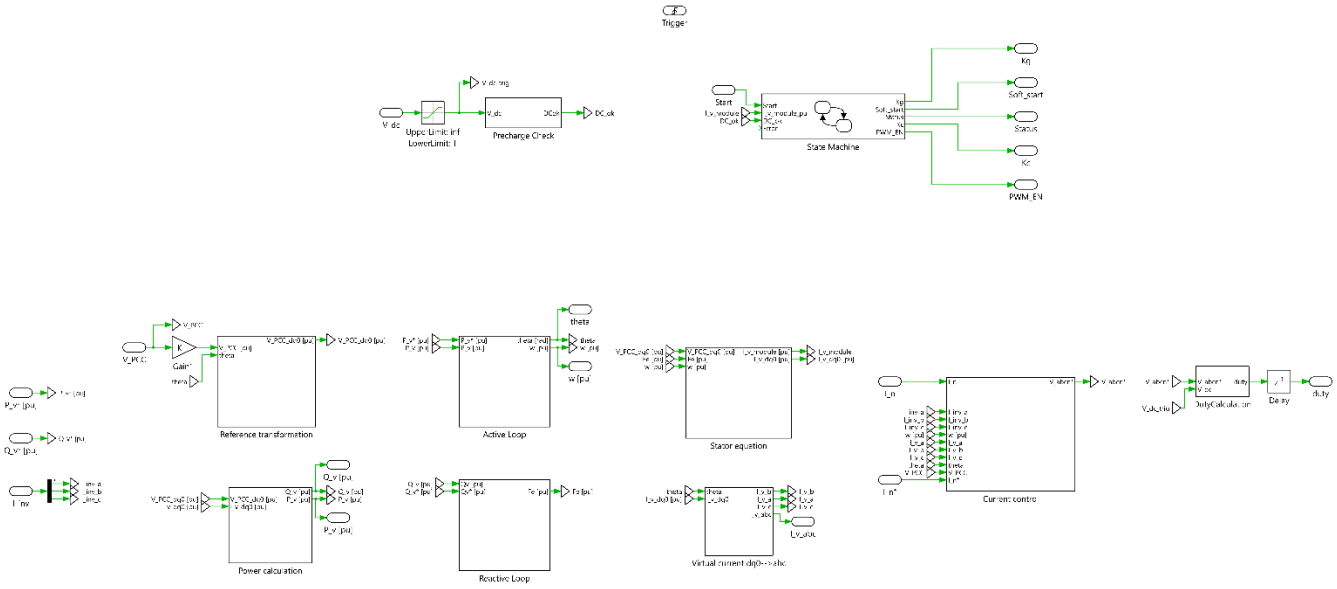


Figura 4.11 – Contenuto del triggered subsystem della VSM a 4 fili: pre-charge e state machine, catena VSM (trasformazione tensioni, potenze, anello attivo, anello reattivo, stator equation), controllo di corrente a quattro P-RES e generazione dei duty.

4.13.1 Blocchi comuni con l'implementazione *grid-following*

Restano presenti, con la stessa funzione già descritta in precedenza:

- il blocco di pre-charge e la generazione del flag DC_ok;
- la state machine di avviamento (pre-charge, sincronizzazione/attesa estinzione transitori, abilitazione PWM, soft-start dei riferimenti di potenza, stato di marcia ed eventuali condizioni di fault);
- la generazione dei duty e l'interfaccia verso il modulatore PWM a quattro gambe.

La descrizione dettagliata di pre-charge e modulazione non viene qui ripetuta, essendo identica a quella adottata per l'inverter controllato in corrente in *grid-following*.

4.13.2 Assenza del PLL

Elemento distintivo rispetto al caso *grid-following* è l'assenza del PLL. Nella VSM l'angolo e la frequenza non sono stimati dalla rete mediante un anello di aggancio di fase dedicato: evolvono come stati interni della macchina virtuale attraverso la *swing equation* (velocità ω_v e angolo θ_v). La sincronizzazione a rete avviene grazie alle

correnti virtuali e allo scambio di potenza attiva finché, a riferimenti di potenza nulli, il sistema si porta in una condizione di correnti virtuali quasi nulle e $\omega_v \approx 1$ p. u., dopo la quale è lecito abilitare la modulazione. Il PLL risulta quindi superfluo e non è implementato nel *triggered subsystem*.

4.14 Catena della Virtual Synchronous Machine

Il nucleo algoritmico specifico della VSM è organizzato nella sequenza classica di blocchi in cascata (e in retroazione attraverso le potenze calcolate):

1. **Trasformazione delle tensioni** – le tensioni di PCC in coordinate abcsono riportate in assi $dq0$ mediante l'angolo virtuale θ_v, ottenendo v_d, v_q, v_0 in per-unit (o in grandezze coerenti con il resto del modello).
2. **Calcolo delle potenze** – a partire dalle tensioni di PCC e dalle correnti virtuali di stator si valutano le potenze attiva e reattiva virtuali P_v, Q_v, impiegate come feedback negli anelli elettromeccanico e di eccitazione.
3. **Anello di potenza attiva (*Active loop*)** – implementa la *swing equation*: a partire dallo scarto tra P^*e P_v (e dall'eventuale termine di smorzamento, qui assente in quanto demandato al damper in q) si ottengono la velocità virtuale ω_v e, per integrazione, l'angolo θ_v.
4. **Anello di potenza reattiva (*Reactive loop*)** – a partire dallo scarto tra Q^* e Q_v genera il flusso di eccitazione F_e (o grandezza equivalente), con la dinamica impostata da T_e e K_e.
5. **Equazioni elettriche e magnetiche (*Stator equation*)** – integrano il modello RQ (smorzamento in asse q, eventuale asse zero) introdotto nei precedenti paragrafi e forniscono le correnti virtuali in $dq0$; queste sono successivamente riportate in coordinate abc e scalate dai per-unit ai valori assoluti in ampère, costituendo la terna di sequenza diretta impiegata nella costruzione dei riferimenti di corrente di fase.

I riferimenti di potenza P^*, Q^*in ingresso a questa catena provengono dal blocco esterno già descritto (switch di soft-start e somma delle potenze di carico in p.u.).

4.15 Controllo di corrente a quattro canali

A valle della VSM si colloca il controllo di corrente, ancora realizzato con quattro regolatori P-RES (fasi a, b, c e neutro).

I riferimenti di fase non coincidono con le sole correnti virtuali equilibrate: a queste si aggiunge la componente omopolare necessaria a rispettare il vincolo di Kirchhoff dell'inverter a quattro fili. In particolare, il riferimento di neutro i_n^* è ottenuto dalle correnti di carico (opposto della loro somma), mentre sui riferimenti di fase derivanti dallo Stator Equation si applica la correzione derivante dalla 3.28 e per i riferimenti di fase vale

$$i_x^* = i_x^+ + i_0^* \tag{3.31}$$

Con $x = a, b, c$ e dove i_x^+ è la terna di sequenza diretta ricavata dalle correnti virtuali. Il feedback dei P-RES è costituito dalle correnti di gamba misurate (tre fasi e quarta gamba). Le uscite dei regolatori, sommate al feed forward delle tensioni di PCC, forniscono i riferimenti di tensione di gamba per il blocco di generazione dei *duty*.

4.16 State machine

La sequenza di messa in servizio della VSM a quattro fili è gestita da una macchina a stati (state machine) all'interno del *triggered subsystem*. La logica, illustrata in Figura W, coordina pre-charge del bus DC, sincronizzazione della macchina virtuale alla rete, abilitazione della modulazione e applicazione graduale (o comunque ritardata) dei riferimenti di potenza. Rispetto all'inverter in assetto *grid-following* non compare uno stato dedicato al PLL: la sincronizzazione è demandata alla dinamica interna della VSM.

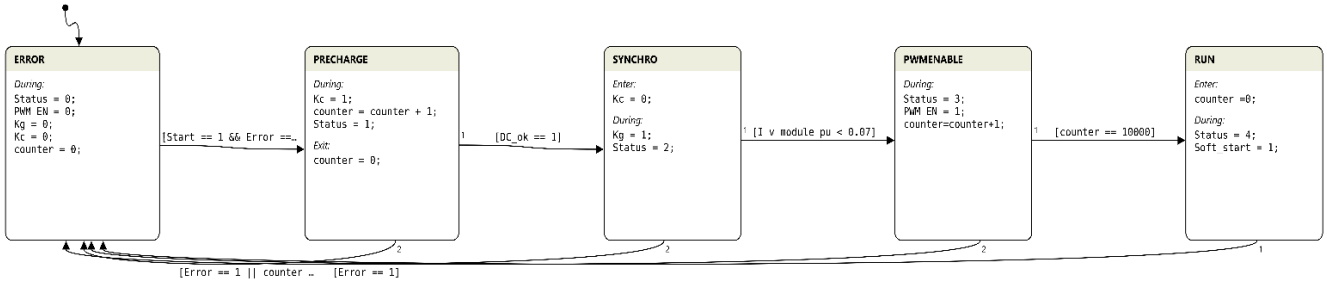


Figura 4.12 – State machine della VSM a 4 fili implementata in PLECS.

4.16.1 Stato 1 — Pre-charge

All'accensione (start) la macchina entra nello stato di pre-charge, identico nella funzione a quello già descritto per l'implementazione *grid-following*. Il condensatore di bus viene caricato attraverso la resistenza limitatrice; il supervisore di tensione genera il flag DC_ok quando la tensione di bus ha superato la soglia minima e la dinamica di carica risulta assestata. Al passaggio DC_ok = 1 la resistenza di pre-charge viene bypassata e si consente la transizione allo stato successivo. Finché DC_ok resta falso, la modulazione rimane disabilitata.

4.16.2 Stato 2 — Synchronisation (SYNCHRO)

Con il bus pronto si entra nello stato di sincronizzazione. I riferimenti di potenza restano nulli (soft_start = 0) e il PWM non è ancora abilitato: la VSM evolve comunque le proprie equazioni (angolo, velocità, flussi e correnti virtuali) a partire dalle tensioni di PCC, senza imporre corrente significativa all'inverter. La condizione di uscita da questo stato è basata sull'ampiezza delle correnti virtuali in assi dq:

$$\sqrt{i_{d,v}^2 + i_{q,v}^2} < 0{,}07 \text{ p. u.} \tag{3.32}$$

(valore di soglia adottato in implementazione). Correnti virtuali ridotte indicano che la macchina emulata si è portata in una condizione prossima al vuoto rispetto alla rete (angolo e eccitazione coerenti, scambio di potenza virtuale trascurabile), e che i transitori iniziali di allineamento si sono esauriti. Solo allora è lecito chiudere il convertitore sulla rete abilitando gli interruttori.

4.16.3 Stato 3 — PWM enable

Soddisfatto il criterio sulle correnti virtuali, si passa allo stato PWM enable: viene alzato il segnale di abilitazione della modulazione e i quattro canali di corrente (P-RES) iniziano a operare, ancora con riferimenti di potenza nulli e quindi con riferimenti di corrente legati alla sola condizione di sincronizzazione / vuoto della VSM.

All'ingresso in questo stato viene avviato un contatore temporale di durata 200 ms. Tale intervallo non è legato a un vincolo di precharge, bensì a un'esigenza di assestamento dopo la chiusura del convertitore:

- i regolatori di corrente e il modulatore devono superare il transitorio di abilitazione (eventuali spurie di commutazione, assestamento degli stati discreti dei P-RES);
- la VSM, ora accoppiata alla rete anche dal lato di potenza, deve stabilizzare ω_v e F_e a potenza ancora nulla;
- applicare immediatamente P^*e Q^* non nulli rischierebbe di sovrapporre un gradino di potenza a un sistema ancora in transitorio di connessione.

I 200 ms costituiscono un margine temporale prudenziale, verificato in simulazione, sufficiente a estinguere tali transitori senza allungare inutilmente la sequenza di avviamento. Allo scadere del conteggio si abilita la transizione allo stato di run.

4.16.4 Stato 4 — Run

Nello stato Run la variabile soft_start viene posta a 1. Gli switch sui riferimenti di potenza, fino a quel momento agganciati allo zero, commutano sui valori P^*_{pu} e Q^*_{pu} derivanti dalle potenze dei carichi. La VSM inizia così a erogare la potenza complessiva di riferimento, mentre il controllo di corrente a quattro canali insegue i riferimenti di fase (sequenza diretta più correzione omopolare) e di neutro.

4.17 Reference transformation

Il blocco *Reference transformation* ha il compito di esprimere le tensioni di fase del punto di accoppiamento (PCC) nel riferimento rotante solidale all'angolo virtuale θ_v della VSM. Le tensioni misurate in abc, già riportate in per-unit mediante un guadagno esterno al blocco (divisione per la tensione di base), vengono trasformate in componenti v_d, v_q e v_0 tramite una trasformazione di Park amplitude-invariant.

Nella convenzione amplitude-invariant adottata, la relazione matriciale tra le tensioni di fase e le componenti $dq0$ è:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta_v & \cos\left(\theta_v - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_v + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta_v & -\sin\left(\theta_v - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_v + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \tag{3.33}$$

C’è da specificare anche che l’angolo θ_v è quello generato dall’anello attivo della VSM: la trasformazione è quindi agganciata alla macchina virtuale e non a un PLL esterno.

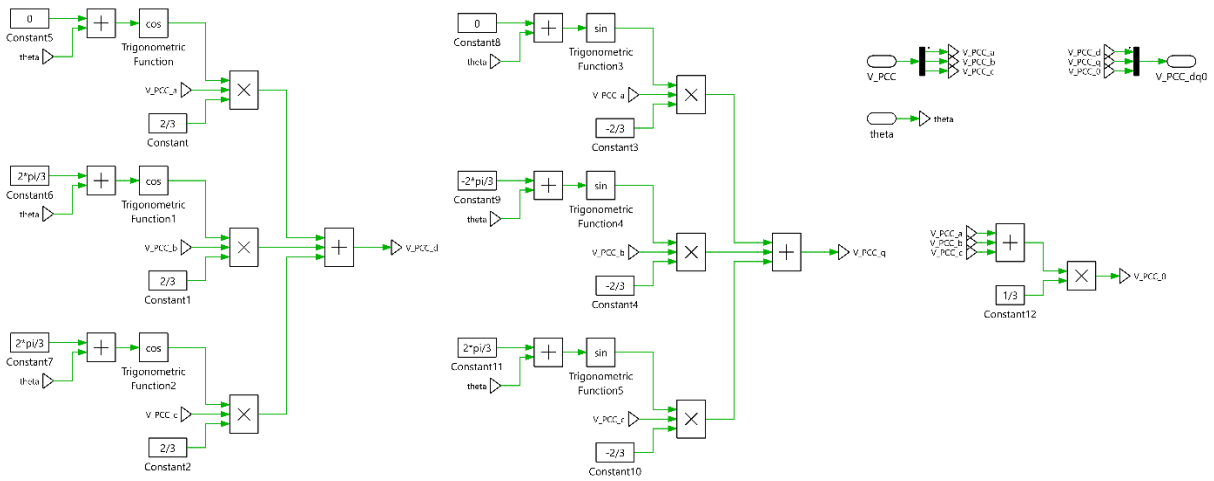


Figura 4.13 – Blocco reference transformation.

4.18 Power calculation

Il blocco *Power calculation* valuta le potenze attiva e reattiva virtuali P_v e Q_v in per-unit, impiegate come grandezze di feedback negli anelli attivo e reattivo. Gli ingressi sono le tensioni di PCC in $dq0$ provenienti dalla *Reference transformation* e le correnti virtuali i_d, i_q, i_0 in uscita dallo *Stator equation* (nella stessa base in p.u.). Lo schema è riportato in Figura 4.14.

Operando interamente in per-unit, e in coerenza con la trasformazione amplitude-invariant e con la scelta delle basi del convertitore, le potenze sono calcolate come:

$$P_v = v_d\, i_d + v_q\, i_q + v_0\, i_0 \tag{3.34}$$

$$Q_v = v_q\, i_d - v_d\, i_q \tag{3.35}$$

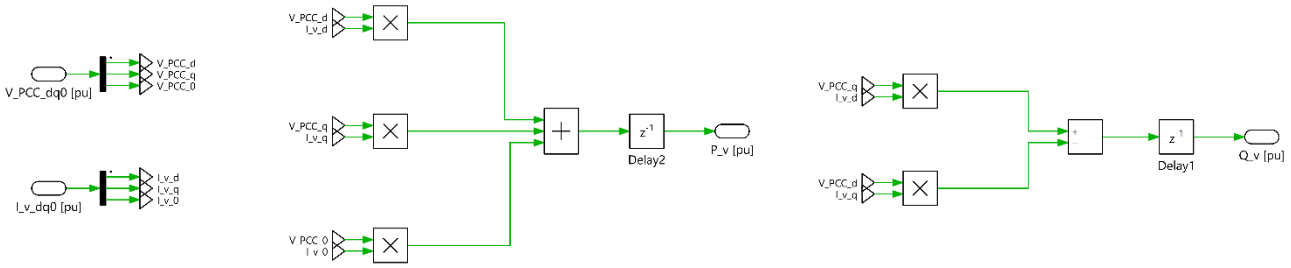


Figura 4.14 – Blocco power calculation.

4.19 Active Loop

Il blocco *Active Loop* implementa la dinamica elettromeccanica della macchina virtuale, ossia la swing equation, e fornisce la velocità ω_v e l'angolo θ_v utilizzati dal resto della catena VSM. Lo schema a blocchi è riportato in Figura 4.15.

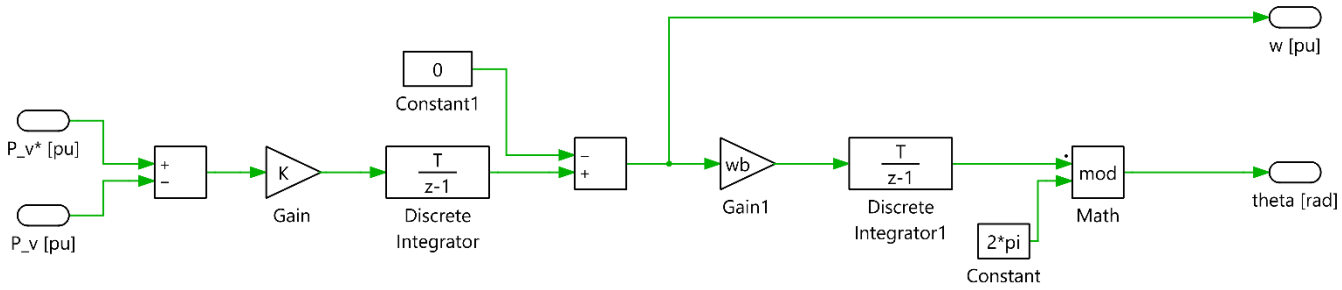


Figura 4.15 – Blocco active loop.

4.19.1 Formulazione adottata

Nel modello implementato lo smorzamento elettromeccanico non è introdotto come termine viscoso nella sola equazione meccanica, bensì attraverso l'avvolgimento di smorzamento virtuale in asse q (parametri L_{rq}, T_{rq0}) nelle equazioni di stator. Di conseguenza la swing equation realizzata nell'*Active Loop* assume la forma ridotta, in per-unit,

$$2H \frac{\mathrm{d}\omega_v}{\mathrm{d}t} = P^* - P_v \tag{3.36}$$

Non compare un guadagno K_d o D moltiplicativo su $(\omega_v - \omega_{grid})$ o su $(\omega_v - 1)$.

4.19.2 Motivazione dell'assenza del damping meccanico

La scelta di non includere un termine di smorzamento meccanico nell'*Active Loop* risponde a due esigenze.

1. **Coerenza con il modello RQ.** Lo smorzamento delle oscillazioni di δ e ω è già demandato alla dinamica del damper in q. Introdurre contemporaneamente un coefficiente D (o K_d) nella swing equation equivalerebbe a contare due volte lo stesso effetto, alterando il legame tra ξ_{mec} di progetto e i parametri L_{rq}, T_{rq0}.
2. **Semplicità e interpretabilità.** L'anello attivo resta trasparente: inerzia H e bilanciamento $P^* - P_v$. Il comportamento smorzato osservato in simulazione è attribuibile in modo chiaro al circuito di smorzamento elettromagnetico, non a un guadagno empirico sulla frequenza.

4.19.3 Possibili alternative (non adottate)

Qualora si volesse comunque introdurre uno smorzamento di tipo "meccanico" o un droop di frequenza in parallelo al modello RQ, la letteratura e la pratica di implementazione suggeriscono alcune strade, qui solo richiamate e non utilizzate nel presente lavoro.

- **Riferimento di velocità da PLL** A partire dalle tensioni di rete si stima ω_{grid} con un PLL; il termine di smorzamento può allora basarsi su $(\omega_v - \omega_{grid})$ [12].
- **Separazione droop / damping in frequenza** Un'architettura diffusa filtra lo scarto di frequenza (o di potenza) con un passa-basso per il droop statico P–f e con un passa-alto per l'azione di smorzamento transitorio, in modo da non confondere regolazione di regime e smorzamento delle oscillazioni.

4.20 Reactive Loop (eccitazione)

Il blocco *Reactive Loop* realizza la dinamica di eccitazione della macchina virtuale,

collegando lo scarto di potenza reattiva al flusso di eccitazione F_e impiegato nelle equazioni magnetiche di asse d. Lo schema è riportato nella figura sottostante.

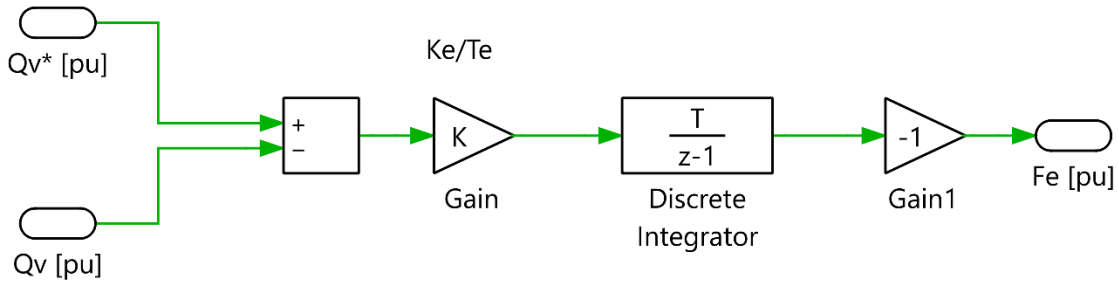


Figura 4.16 – Blocco Reactive loop.

In coerenza con quanto già discusso in sede di modello, l'anello implementa una dinamica del primo ordine tarata tramite T_e e K_e: a partire dallo scarto $Q^* - Q_v$ si ottiene, per integrazione e scalatura, la grandezza di eccitazione in per-unit. In uscita dallo schema è presente un guadagno pari a -1 prima di fornire F_e allo *Stator equation*. Tale segno non altera la dinamica dell'anello in sé, ma allinea la convenzione di polarità del flusso di eccitazione a quella adottata nella trasformazione di Park e nelle equazioni elettriche/magnetiche.

Nella convenzione amplitude-invariant utilizzata, a macchina sincronizzata a vuoto e con terna di PCC equilibrata, la tensione risulta tipicamente allineata in modo che una delle componenti dq sia prossima a ± 1 p. u. (nel modello in esame, configurazione coerente con $v_q \approx -1$ p. u. a vuoto). Il legame tra flusso di eccitazione, fem interna e correnti virtuali nelle equazioni di stator è scritto in modo che un $F_e > 0$ produca la fem del segno corretto rispetto a quella orientazione. Il guadagno -1 in uscita dal *Reactive Loop* garantisce proprio questa coerenza: senza di esso il segno di F_e risulterebbe opposto a quello richiesto dalle equazioni di stator, e l'anello reattivo agirebbe in contro-fase (eccitazione che aumenta quando dovrebbe diminuire, o viceversa).

4.21 Stator Equation

Il blocco *Stator Equation* implementa in forma discreta, all'interno del *triggered subsystem*, il modello elettrico e magnetico della macchina virtuale già introdotto in precedenza (formulazione RQ con smorzamento in asse qe, ove presente, canale di sequenza zero). Lo schema a blocchi è riportato in Figura 4.17.

In ingresso compaiono le tensioni di PCC in $dq0$ (p.u.), la velocità virtuale ω_v e il flusso di eccitazione F_e; in uscita si ottengono le correnti virtuali i_d, i_q (e i_0), successivamente riportate in coordinate abc e in valori assoluti per la costruzione dei

riferimenti di corrente di sequenza diretta. Il blocco non introduce nuove equazioni rispetto a quelle già discusse: realizza in simulazione l'integrazione delle relazioni elettriche di stator, la dinamica del damper in q e i legami flusso–corrente, fornendo lo stato elettrico della VSM su cui si calcolano P_v, Q_v e i riferimenti di fase del controllo di corrente.

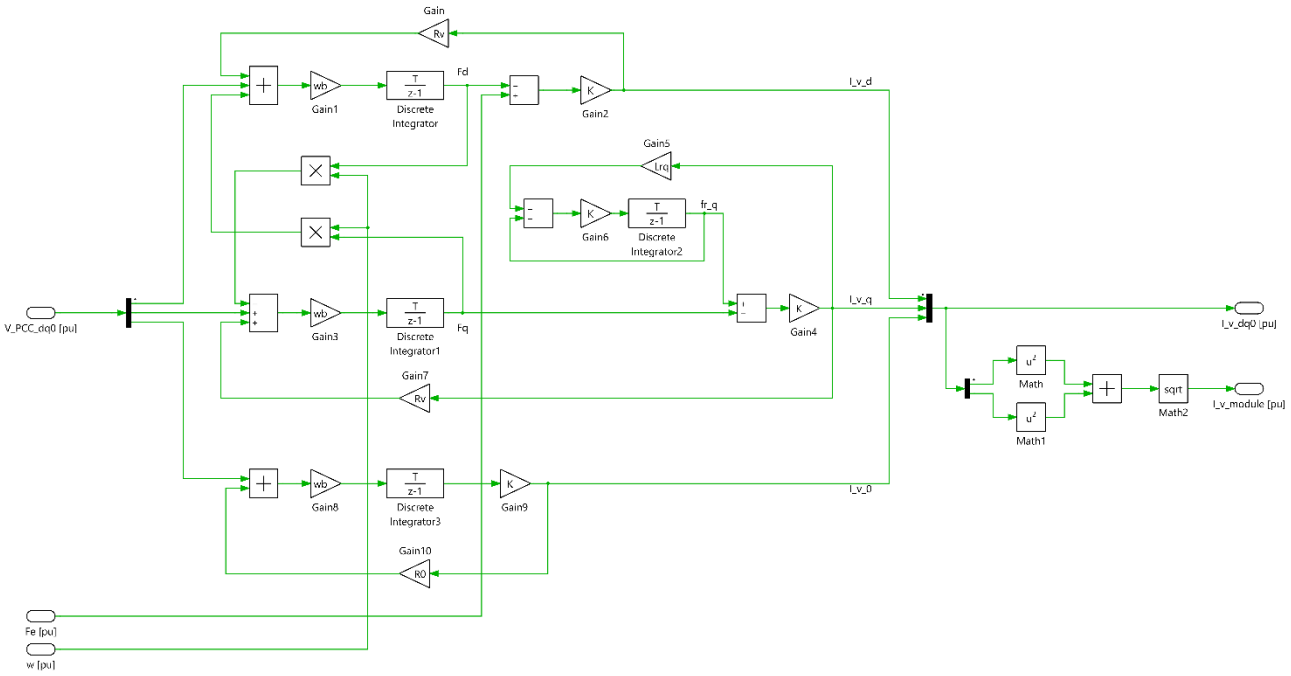


Figura 4.17 – Blocco Stator equation.

4.22 Conversione $dq0 \rightarrow abc$ in valori assoluti

A valle dello *Stator Equation* le correnti virtuali, ancora espresse in $dq0$ e in per-unit, sono riportate in coordinate di fase e scalate in ampère. Il blocco dedicato, illustrato nella figura sottostante, realizza la trasformazione inversa amplitude-invariant e la successiva moltiplicazione per la corrente di base I_{base}.

La relazione matriciale impiegata è l'inversa di quella usata per le tensioni di PCC:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_v & -\sin\theta_v & 1 \\ \cos\left(\theta_v - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_v - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_v + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_v + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \tag{3.37}$$

con θ_v angolo virtuale della VSM. Le componenti così ottenute, ancora in p.u., sono moltiplicate per I_{base} per fornire la terna i_a^+, i_b^+, i_c^+ in valori assoluti, utilizzata nella costruzione dei riferimenti di corrente di fase del controllo a quattro canali (prima della correzione omopolare legata al neutro di carico).

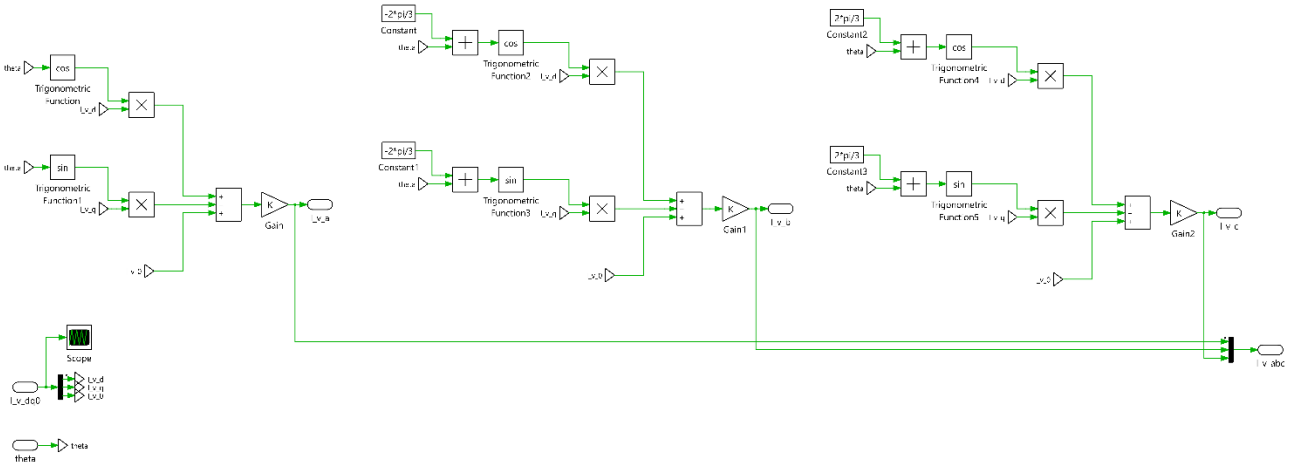


Figura 4.18 – Blocco di conversione da dq0 a abc in valori assoluti.

4.23 Controllo di corrente nel *triggered subsystem*

Il blocco di controllo di corrente, illustrato in Figura 4.19, riceve le correnti virtuali di sequenza diretta provenienti dalla conversione $dq0 \rightarrow abc$, il riferimento di neutro legato ai carichi e le correnti di gamba misurate, e produce i riferimenti di tensione di fase e di neutro per la generazione dei *duty*. La struttura dei quattro regolatori P-RES (tre fasi e neutro) e il feed forward delle tensioni di PCC in uscita ai regolatori sono gli stessi già impiegati e tarati nella simulazione *grid-following*.

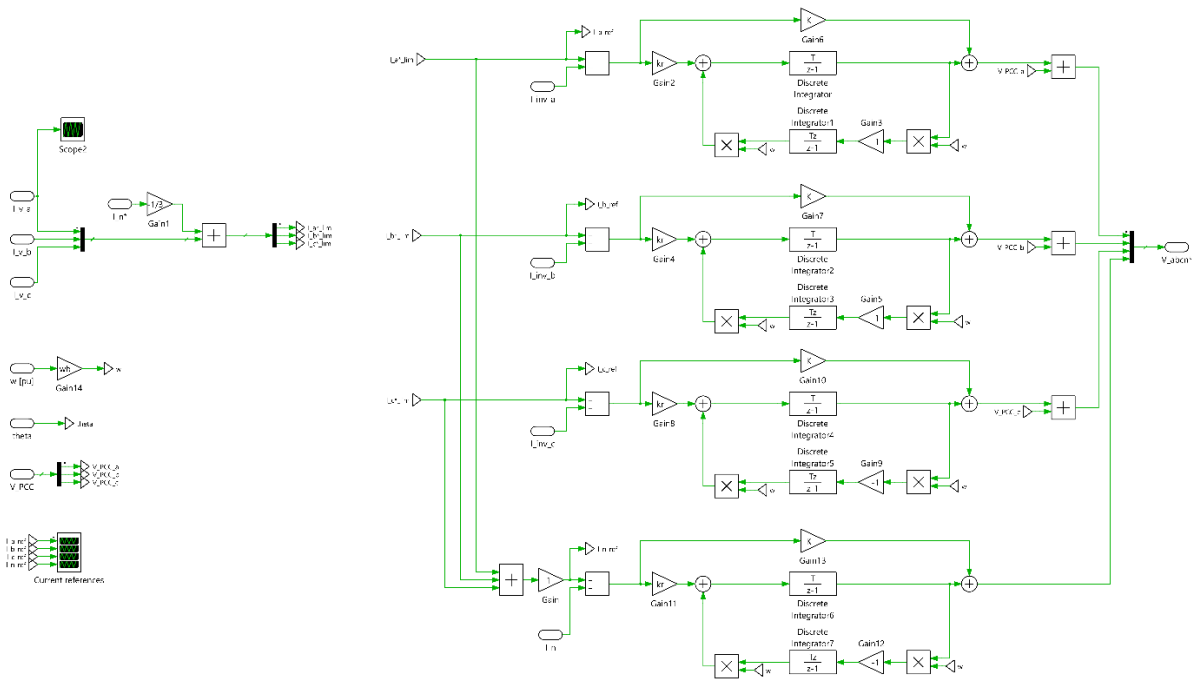


Figura 4.19 – Blocco inerente al controllo di corrente.

4.23.1 Correzione di sequenza zero sulle correnti di fase

Le correnti virtuali uscenti dallo *Stator Equation*, riportate in abc, costituiscono una terna essenzialmente di sequenza diretta i_a^+, i_b^+, i_c^+, coerente con il modello di macchina a sequenza diretta della VSM e con i riferimenti di potenza totali P^*, Q^*. Per un inverter a quattro fili deve tuttavia valere, a meno delle correnti nei condensatori di filtro, il vincolo di Kirchhoff sulle correnti di gamba. Imporre contemporaneamente una terna di fase a somma nulla e un riferimento di neutro $i_n^* \neq 0$ (come richiesto dai carichi sbilanciati) renderebbe i quattro riferimenti incoerenti: i regolatori di fase e di neutro entrerebbero in conflitto e l'errore a regime non risulterebbe annullabile. Per questo alle correnti di sequenza diretta si aggiunge una componente omopolare identica sulle tre fasi, come è mostrato nella 3.28 così che la somma delle correnti di riferimento delle fasi e del neutro sia nulla. In tal modo i riferimenti restano compatibili con la topologia a quattro fili, preservando il contenuto di sequenza diretta imposto dalla VSM e attribuendo allo sbilanciamento di neutro la sola componente omopolare necessaria.

4.23.2 Riferimento di neutro

Il segnale i_n^* non è ricavato dalle correnti virtuali (la cui somma è tipicamente nulla), bensì dalle correnti di carico misurate secondo l'equazione 3.27. Esso rappresenta la corrente di ritorno richiesta dallo sbilanciamento delle utenze monofase e viene

applicato come riferimento al P-RES della quarta gamba, il cui feedback è la corrente di neutro di inverter. Si ottiene così la chiusura locale del neutro dei carichi e la riduzione della corrente di neutro verso la rete.

Eventuali protezioni da sovracorrente sulle correnti misurate agiscono in parallelo a questa catena, a tutela degli interruttori di potenza.

4.24 Protezione di sovracorrente (*Overcurrent protection*)

A livello di schema di sistema, all'esterno del *triggered subsystem*, è presente il blocco *Overcurrent protection* (Figura 4.20), dedicato alla tutela degli interruttori di potenza contro correnti di fase eccessive.

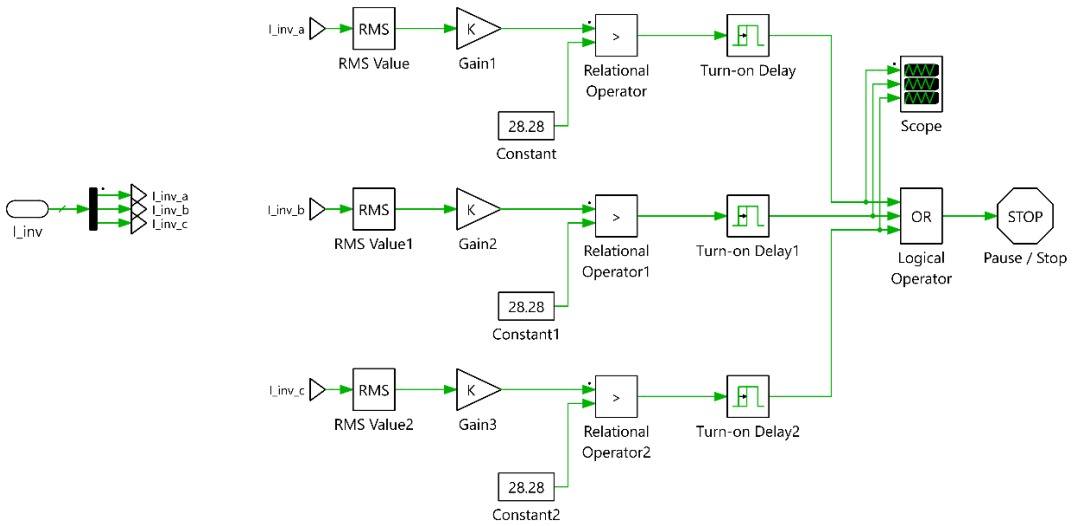


Figura 4.20 - Blocco over-current protection.

Per ciascuna fase si valuta il valore efficace della corrente misurata mediante media mobile del quadrato del segnale e successiva radice quadrata; l'ampiezza di picco equivalente è ottenuta come. Se anche una sola delle tre ampiezze supera la corrente di base I_{base} (28,28 A) e la condizione permane per un intervallo di 0,5 s, viene generato un segnale di fault che interrompe la simulazione. La persistenza di mezza secondo evita scatti su transitori brevi, mantenendo al contempo una reazione adeguata a una sovracorrente prolungata oltre il limite di taglia del convertitore.

5 Simulazioni PLECS inerenti alla VSM

In questo capitolo si presentano i risultati delle simulazioni in ambiente PLECS della VSM a quattro fili, con l'obiettivo di verificarne il comportamento in condizioni progressive di criticità operativa. Le prove sono organizzate a partire dallo stato a vuoto (riferimenti di potenza nulli), fino al funzionamento a carico equilibrato e sbilanciato, con e senza assorbimento di potenza reattiva, e infine alle variazioni di tensione di rete (voltage dip e swell).

Per ciascuna simulazione si riportano gli andamenti delle grandezze interne della macchina virtuale — in particolare la velocità ω_v e il flusso di eccitazione F_e in per-unit — e, ove rilevante, le correnti di inverter, di carico e di neutro, nonché le potenze coinvolte. L'interpretazione dei risultati è condotta alla luce del modello e dell'implementazione descritti nei capitoli precedenti (swing equation, anello di eccitazione, stator equation, controllo di corrente a quattro canali e macchina a stati di avviamento).

5.1 Prova a vuoto (caso 1)

La simulazione a vuoto è eseguita mantenendo nulli i riferimenti di potenza P^* e Q^* per tutta la durata della prova. In queste condizioni la VSM deve limitarsi ad allinearsi alla rete: velocità prossima a 1 p. u., eccitazione coerente con la tensione di terminale e correnti virtuali trascurabili.

Gli andamenti ottenuti sono riportati nelle figure successive.

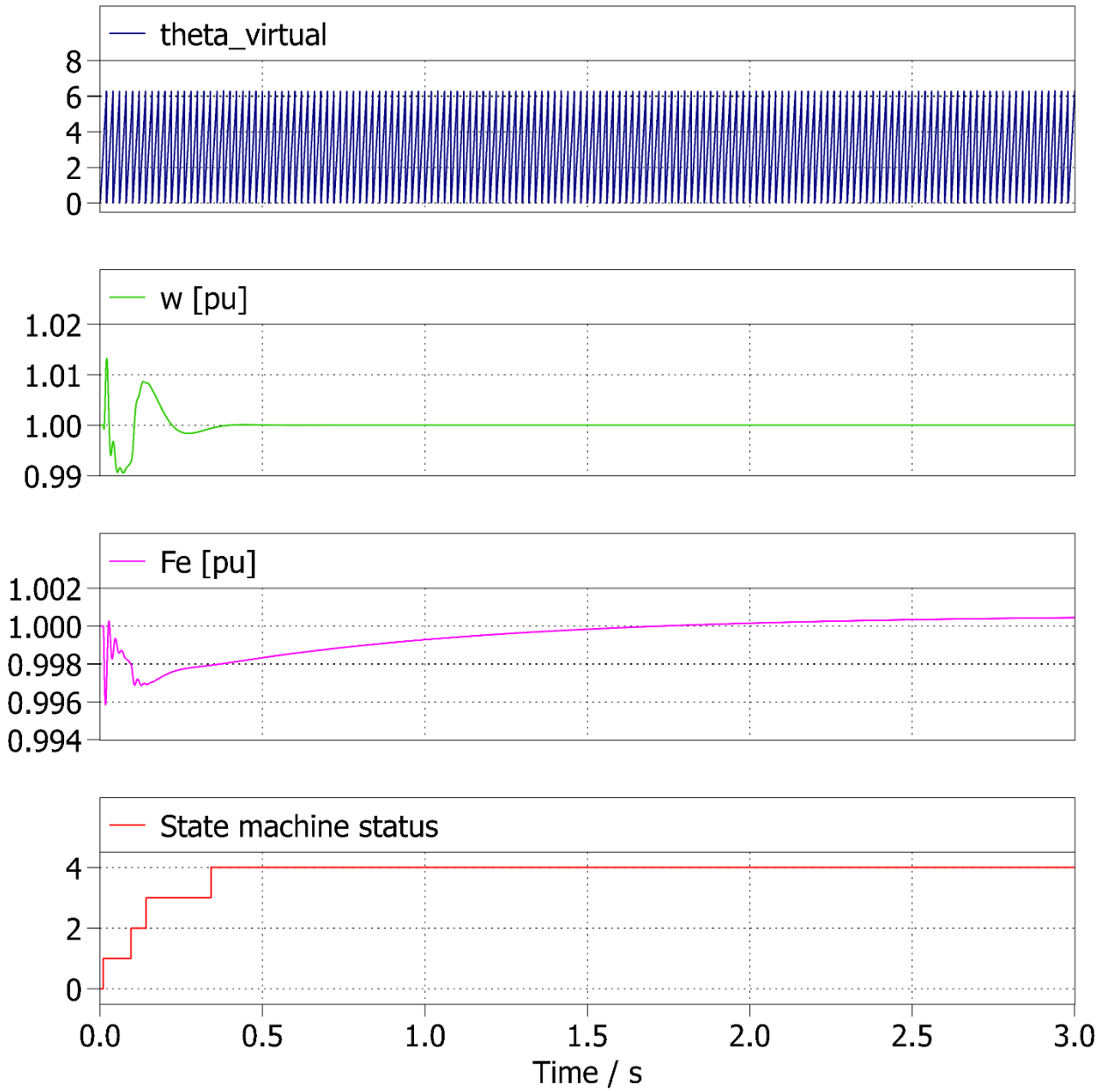


Figura 5.1 – Andamenti di θ_v, w[pu], Fe[pu] e degli stati (caso 1).

Angolo θ_v. L'angolo virtuale si presenta come un'onda a dente di sega compresa tra 0 e 2π, regolare e priva di distorsioni evidenti. Ciò indica un'integrazione corretta della velocità e un riferimento angolare stabile per le trasformate $abc \leftrightarrow dq0$.

Velocità ω_v $[pu]$. Dopo un transitorio oscillatorio iniziale — fisiologico in fase di allineamento e di connessione — la velocità si assesta a 1 p. u.. L'assenza di deriva e il rientro al valore nominale a riferimenti di potenza nulli confermano l'equilibrio della swing equation ($P^* \approx P_v \approx 0$) e l'efficacia dello smorzamento associato al modello RQ.

Flusso di eccitazione F_e $[pu]$. Il flusso raggiunge un valore leggermente superiore all'unità ($F_e \approx 1{,}0004$ p. u.), sostanzialmente coincidente con 1 p. u.a tutti gli effetti pratici. A vuoto e a tensione di rete nominale tale risultato è coerente con un'eccitazione che sostiene la fem interna allineata alla tensione di PCC, senza richiesta di potenza reattiva di riferimento.

Macchina a stati. Il grafico degli *status* mostra la successione attesa: pre-charge fino a DC_ok (status = 1), stato di sincronizzazione fino al rispetto della soglia sulle correnti virtuali (status = 2), abilitazione del PWM (status = 3), e successivo ingresso in Run dopo l'intervallo di assestamento (status = 4). La sequenza conferma che la logica di avviamento evolve in modo ordinato e che la modulazione viene abilitata solo dopo l'allineamento della macchina virtuale.

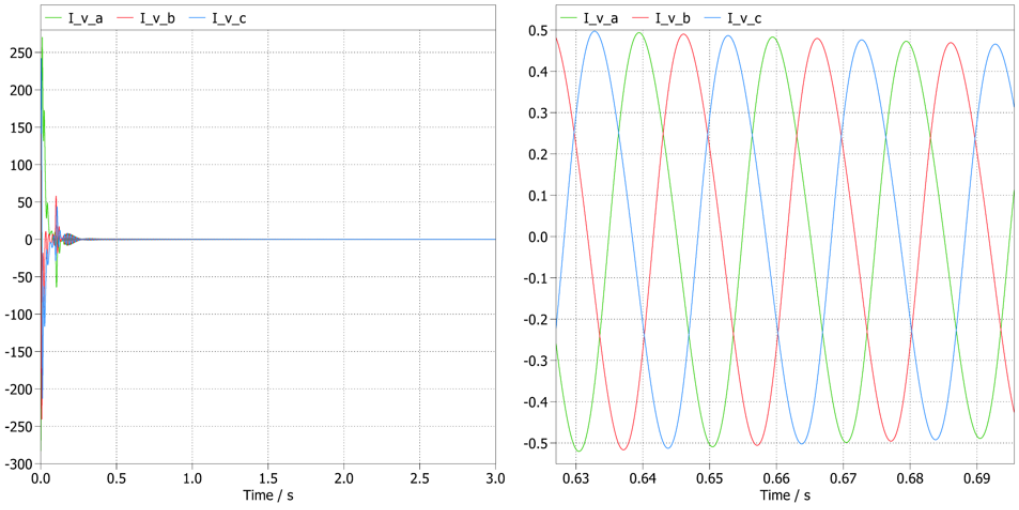


Figura 5.2 – Andamento delle correnti virtuali in assi abc in valori assoluti (caso 1).

Correnti virtuali. Le correnti virtuali in abc(valori assoluti) restano prossime allo zero, in accordo con la condizione di sincronizzazione a potenza nulla.

5.2 Prova a pieno carico equilibrato, $\cos\varphi = 1$ (caso 2)

La seconda prova riguarda il funzionamento a pieno carico equilibrato con $\cos\varphi = 1$ su tutte le fasi. Le potenze apparenti di fase sono impostate a $S_a = S_b = S_c = 2545{,}2$ VA, da cui derivano automaticamente i parametri R e L dei carichi. I riferimenti P^* e Q^*della VSM corrispondono alla somma delle potenze di fase normalizzata rispetto a S_{base}, con $Q^* = 0$. Gli andamenti principali sono riportati nelle figure sottostanti.

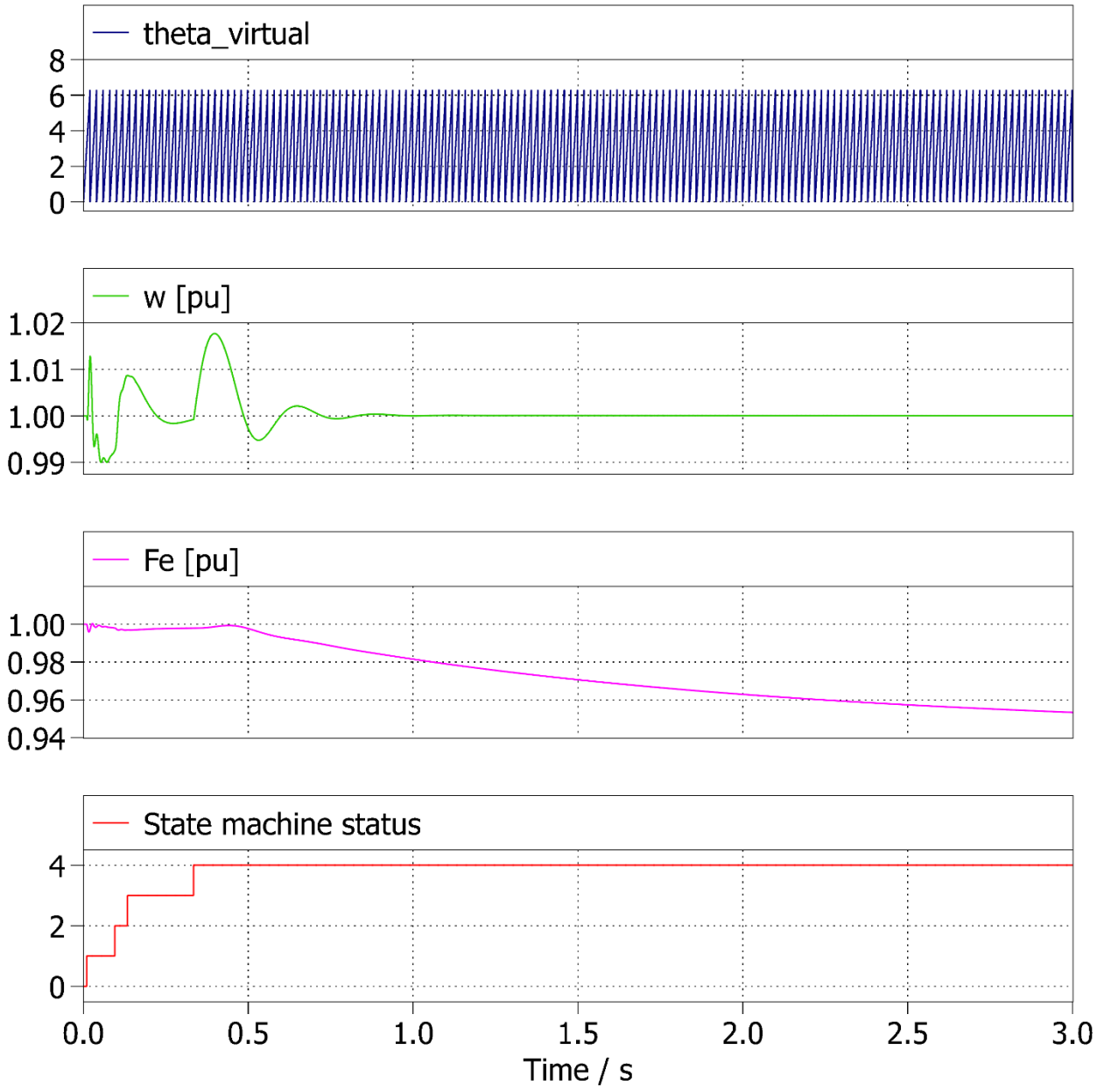


Figura 5.3 – Andamenti di θ_v, w[pu], Fe[pu] e degli stati (caso 2).

Stati e angolo. La macchina a stati ripercorre la stessa sequenza della prova a vuoto (pre-charge, sincronizzazione, abilitazione PWM, Run). L'angolo θ_v mantiene l'andamento a dente di sega tra 0 e 2π, regolare anche dopo l'applicazione del riferimento di potenza.

Velocità ω_v. Si osservano le oscillazioni iniziali di allineamento e un ulteriore transitorio in corrispondenza del passaggio soft_start = 1, quando P^* diventa non nullo. A regime ω_v si riporta in prossimità di 1 p. u., a conferma del riequilibrio della swing equation tra potenza di riferimento e potenza virtuale.

Flusso di eccitazione F_e. A differenza del vuoto, $F_e$mostra una lenta discesa e, nell'orizzonte di simulazione di 3 s, si attesta intorno a 0,95 p. u.. Con $Q^* = 0$ e erogazione di sola potenza attiva attraverso le induttanze di filtro e di rete, tale valore è coerente con la regolazione dell'anello reattivo e con l'equilibrio tensioni–correnti al PCC, e non pregiudica la stabilità osservata su ω_v e sulle correnti.

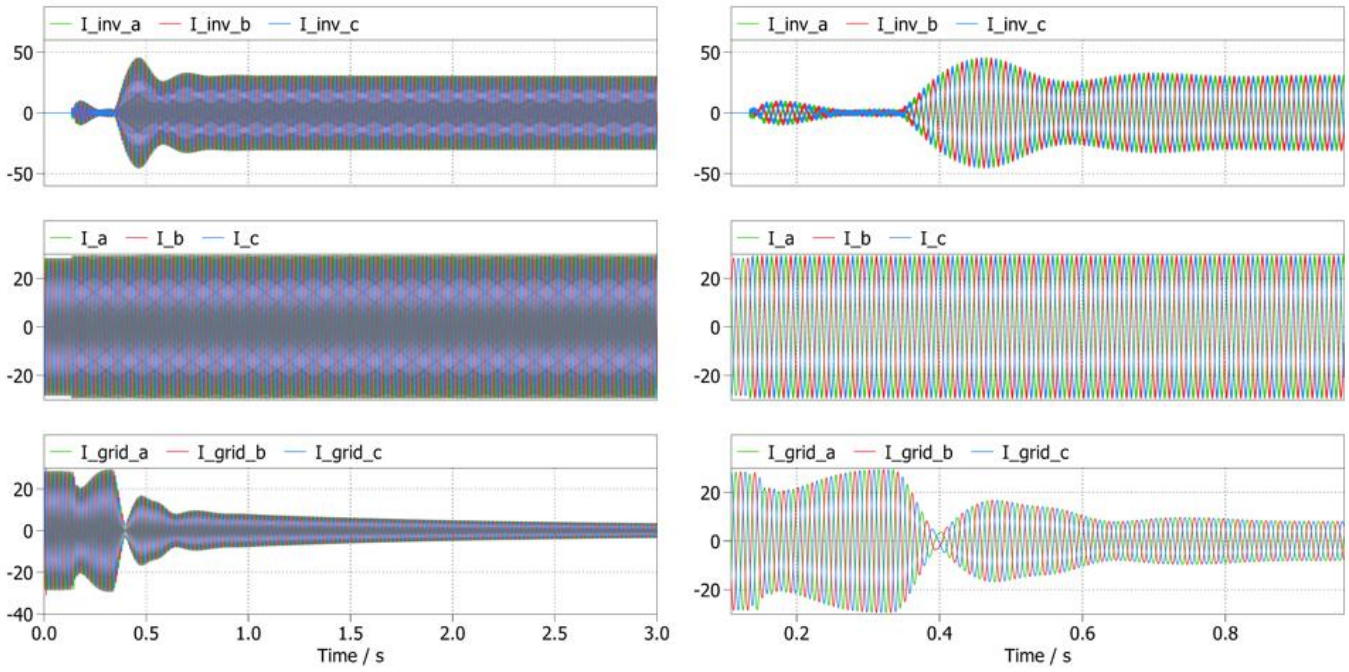


Figura 5.4 – Andamento delle correnti durante la simulazione (destra) e durante gli stati di abilitazione del PWM e Run (caso 2).

Correnti di rete, inverter e carico. Le correnti di carico restano determinate dalle impedenze *R* e *L* (e dalla tensione di PCC) e risultano equilibrate, in accordo con i set-point di potenza di fase. Prima dell'abilitazione del PWM esse sono sostenute

essenzialmente dalla rete, con ampiezza prossima al valore nominale di targa. Dopo l'abilitazione della modulazione e soprattutto dopo il soft-start, le correnti di inverter crescono e quelle di rete si riducono: i due contributi si ripartiscono secondo la KCL al PCC, con l'inverter che assume la quota principale di alimentazione dei carichi e la rete che chiude il residuo.

5.3 Pieno carico equilibrato in ampiezza con $\cos\varphi \neq 1$ su una fase (caso 3)

In questa sottosezione si analizza il caso in cui le tre potenze apparenti di fase restano uguali e pari al pieno carico ammissibile per fase, mentre il fattore di potenza di una fase è diverso da 1. L'obiettivo è duplice: (i) mostrare, con bilanci fasoriali e risultati di simulazione, perché in tale condizione la corrente di almeno una gamba dell'inverter può superare I_{base} con la correzione omopolare (equazione 3.28); (ii) ripetere la prova entro i limiti di corrente, commentando ω_v, F_e e le correnti.

i) Si assume,

$$S_a = S_b = S_c = S = 2545{,}2\,\text{VA},\ \cos\varphi_a = \cos\varphi_c = 1,\ \cos\varphi_b = 0{,}6$$

tensione di base di picco $V_{\text{base}} = 180\,\text{V}$ (fase–neutro) e rete equilibrata a frequenza nominale.

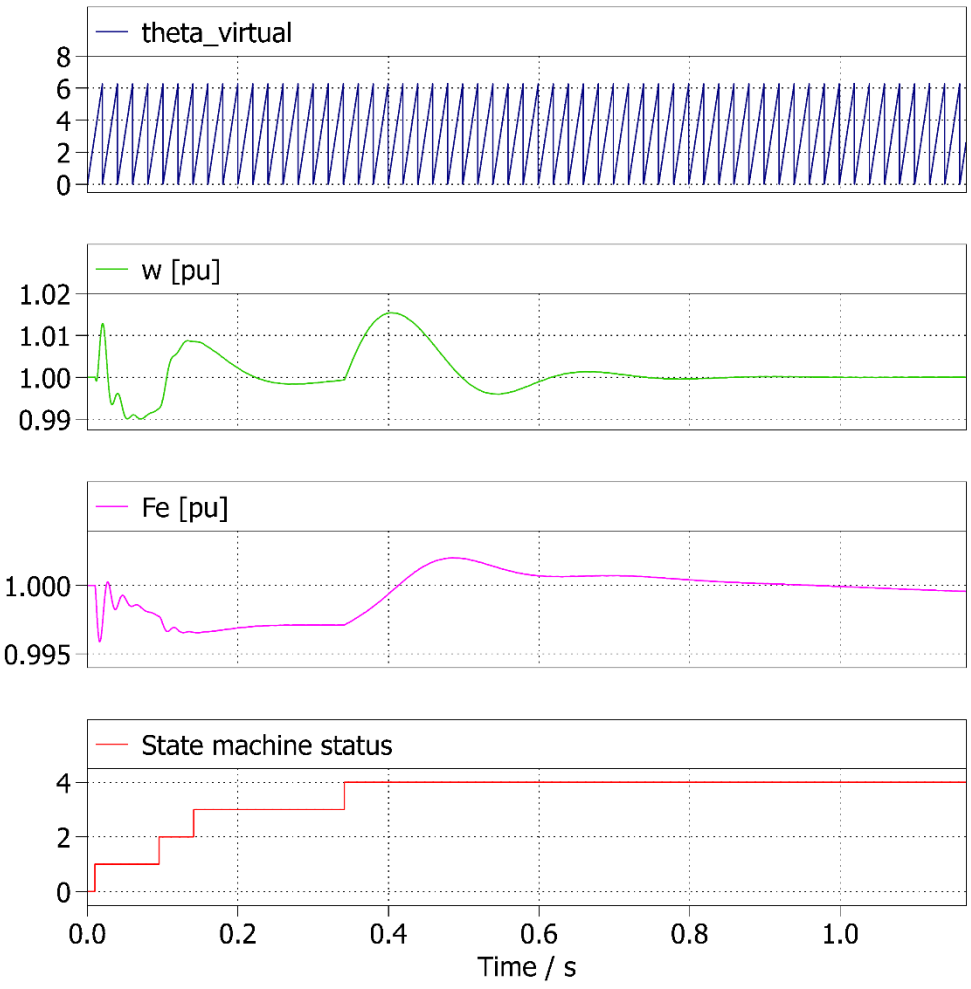


Figura 5.5 – Andamenti di θ_v, w[pu], Fe[pu] e degli stati (caso 3 i).

Gli andamenti delle grandezze sopra raffigurate sono praticamente i medesimi rispetto al caso precedente, con l'unica differenza sull'andamento di *Fe[pu]* che in questo caso risulta essere di valori prossimi all'unità per via dell'assorbimento di potenza reattiva da parte di un carico.

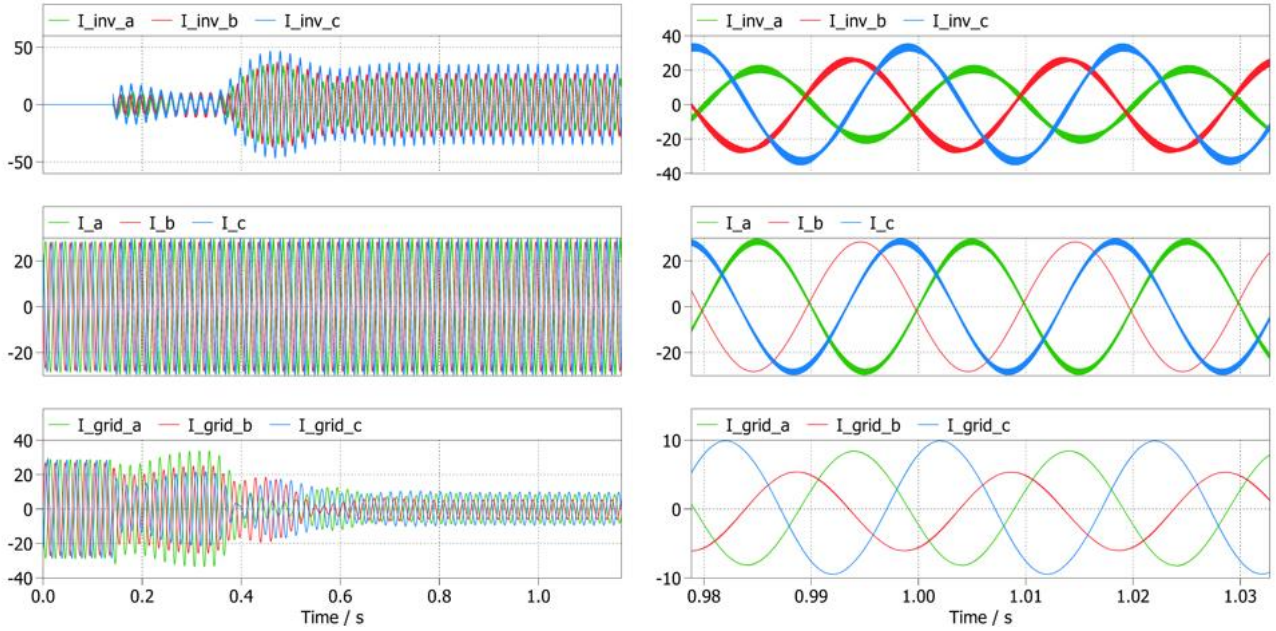


Figura 5.6 – Andamenti delle correnti (inverter, carico e grid) (caso 3 i).

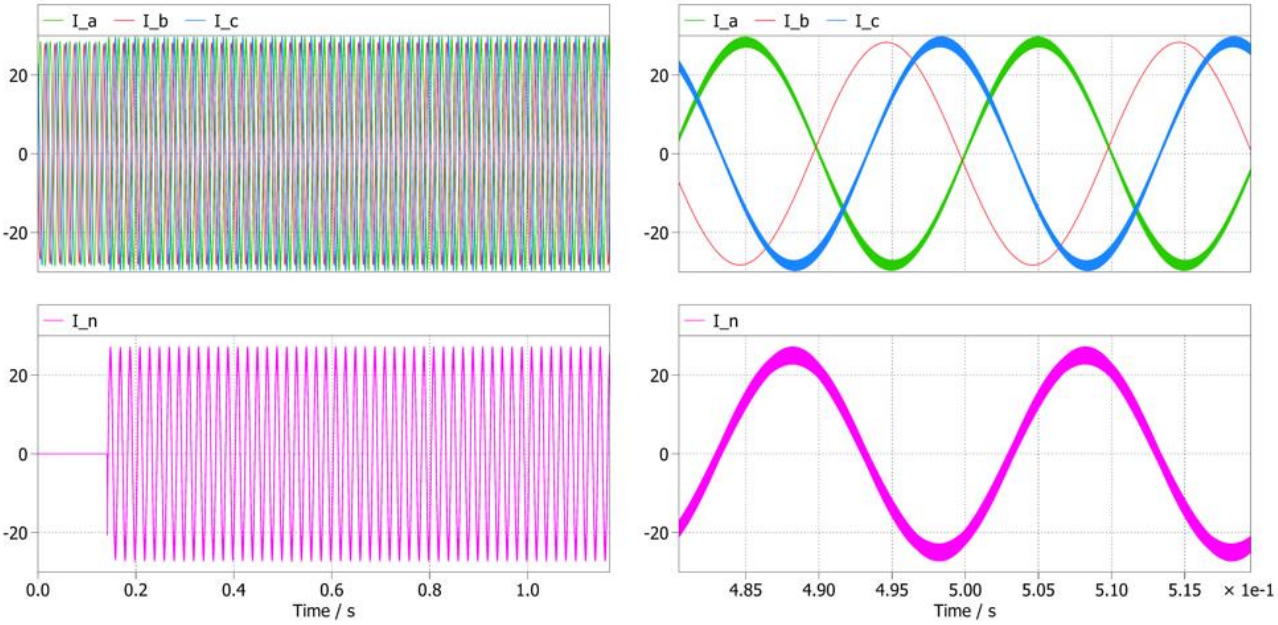


Figura 5.7 – Correnti sul carico (in alto) e corrente sul neutro (in basso) (caso 3 i).

Una cosa in comune ai grafici presentati in questa sotto sezione è il tempo di simulazione ridotto (circa 1.3 s contro i 3 s impostati). Ciò è causato dall'intervento della protezione da sovracorrente dato che una delle 3 fasi ha superato il valore di corrente nominale. Le motivazioni analitiche di tale fenomeno e della creazione della corrente di neutro vengono illustrate a seguire. Si nota inoltre che la forma d'onda della fase che assorbe potenza reattiva risulta più pulita (fase b). Questo dipende dal fatto che il valore si induttanza impostato per ogni fase varia secondo la seguente relazione 3.24. Di conseguenza impostare potenza reattiva assorbita da un carico equivale a far assumere un valore di $sin\,\varphi_x \neq 0$ e quindi un valore di $L_x \neq 0$ con conseguente azione filtrante sulla corrente di fase del carico.

5.3.1 Correnti di carico a parità di *S*

Il modulo della corrente di carico di fase dipende da S e da V_{rms}:

$$I_{picco} = \sqrt{2}\, I_{rms} = \frac{2S}{V_{base}} \tag{3.38}$$

Sostituendo i valori numerici si ottiene $I_{\text{picco}} \approx 28{,}28\,\text{A} = I_{\text{base}}$ su ciascuna fase di carico. Il passaggio a $\cos\varphi_b = 0{,}6$ modifica $P_b = S\cos\varphi_b$ e $Q_b = S\sin\varphi_b$, non l'ampiezza di i_b.

5.3.2 Calcolo fasoriale della corrente di neutro

Si adottano fasori in valore efficace, con tensioni di PCC equilibrate:

$$V_a = V_{rms}\angle 0°,\ V_b = V_{rms}\angle -120°,\ V_c = V_{rms}\angle +120°$$

Gli angoli delle correnti di carico sono $\angle V_x - \varphi_x$, con $\varphi_x = arccos(cos\,\varphi_x)$. Nel caso in esame $\varphi_a = \varphi_c = 0$ e

$$\varphi_b = arccos(0{,}6) \approx 53{,}13°$$

Con la stessa ampiezza I_{rms} su tutte le fasi:

$$I_a = I_{rms}\angle 0°$$
$$I_b = I_{rms}\angle(-120° - 53{,}13°) = I_{rms}\angle -173{,}13°$$
$$I_c = I_{rms}\angle 120°$$

La corrente di neutro (fasore) è la somma delle tre correnti di fase. Inoltre in forma trigonometrica ($I \equiv I_{rms}$):

$$I_a = I(1 + j0)$$
$$I_b = I\big(cos(-173{,}13°) + jsin(-173{,}13°)\big) \approx I(-0{,}993 - j0{,}118)$$
$$I_c = I(cos\,120° + j\,sin\,120°) = I(-0{,}5 + j0{,}866)$$

Si sommano così le parti reali e immaginarie:

$$Re(I_n) \approx I(1 - 0{,}993 - 0{,}5) = I(-0{,}493)$$
$$Im(I_n) \approx I(0 - 0{,}118 + 0{,}866) = I(0{,}748)$$

Si ricava il modulo:

$$|\, I_n \,| = I\sqrt{(-0{,}493)^2 + (0{,}748)^2} \approx I\sqrt{0{,}803} \approx 0{,}896\, I_{rms}$$

E con $I_{rms} \approx 20{,}0\ A$ (corrispondente a $I_{picco} = 28{,}28\ A$) si ottiene

$$I_{n,rms} \approx 17{,}9\ A,\ I_{n,picco} = \sqrt{2}\, I_{n,rms} \approx 25{,}3\ A$$

in accordo con il valore di neutro osservato in simulazione (circa 25 A). La somma delle tre correnti di carico non è nulla perché, a parità di ampiezza, gli sfasamenti i–v non sono identici: le correnti non formano più una terna a 120° e compare una componente di sequenza zero.

5.3.3 Sovracorrente di gamba con correzione $i_0^* = -i_n^*/3$

Per rispettare il vincolo dell'inverter a quattro fili si impongono la 3.28 e la 3.31, dove i_x^+ (della 3.31) è la terna di sequenza diretta richiesta dalla VSM (ampiezza dell'ordine di 26 A nel caso simulato a pieno carico). L'ampiezza dell'omopolare è circa

$$|\, i_0 \,| \approx \frac{I_{n,picco}}{3} \approx \frac{25{,}3}{3} \approx 8{,}4\ A$$

Nell'istante in cui componente diretta e omopolare si allineano in modo sfavorevole su una fase, il picco di riferimento (e quindi di corrente di gamba, a inseguimento avvenuto) può avvicinarsi a

$$|\, i^{+} \,| + |\, i_0 \,| \approx 26 + 8{,}4 \approx 34{,}4 \text{ A}$$

valore coerente con i circa 34,8 A misurati in simulazione e superiore a $I_{base} = 28{,}28\ A$ come è possibile notare in Figura 5.9 sulla fase C dell'inverter. Interviene pertanto la protezione di sovracorrente, che arresta la simulazione dopo il tempo di conferma impostato. Tale esito non è un'anomalia del modello: riflette il limite fisico di corrente di fase del convertitore in presenza di pieno carico su tre monofase e di neutro non nullo chiuso in locale.

ii) Per caratterizzare il regime permanente con $\cos\varphi \neq 1$ senza superare I_{base}, la prova è stata ripetuta riducendo le potenze apparenti di fase mantenendo la correzione omopolare (equazione 3.28). I valori utilizzati sono i seguenti:

$$S_a = S_b = S_c = 1800 \text{ VA},\ \cos\varphi_b = 0{,}6,\ \cos\varphi_a = \cos\varphi_c = 1$$

In queste condizioni la protezione non interviene. Gli andamenti rilevanti sono riportati nei grafici seguenti:

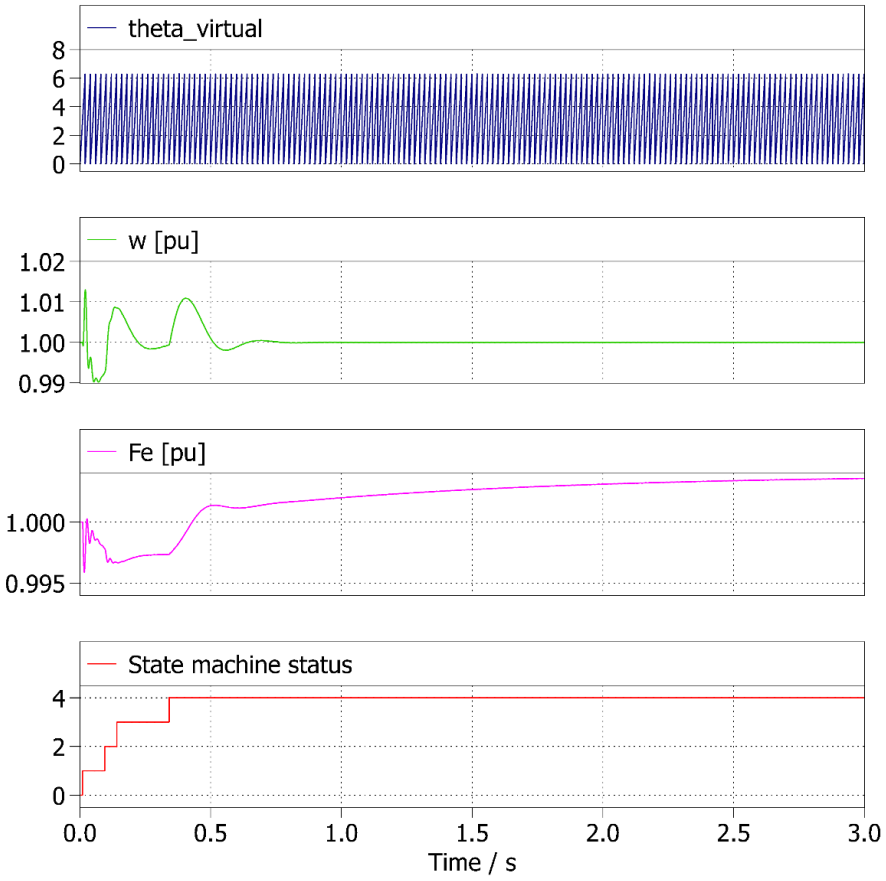


Figura 5.8 – Andamenti di θ_v, w[pu], Fe[pu] e degli stati (caso 3 ii).

Velocità ω_v. Dopo i transitori di avviamento e di applicazione di P^*al soft-start, $\omega_v$si assesta in prossimità di 1 p. u., analogamente alle prove a $\cos\varphi = 1$.

Flusso di eccitazione F_e. Con $Q^* \neq 0$ (dovuto alla fase a $\cos\varphi \neq 1$) l'anello di eccitazione sostiene un flusso di poco superiore all'unità: a $t = 3\,s$ si ha $F_e \approx 1{,}0036$ p. u., con andamento ancora lievemente crescente ma in chiaro assestamento. Il leggero scostamento sopra 1 p. u. è coerente con la richiesta di potenza reattiva complessiva e non indica deriva instabile su ω_v o sulle correnti.

L'angolo e gli stati continuano sempre a restare i medesimi.

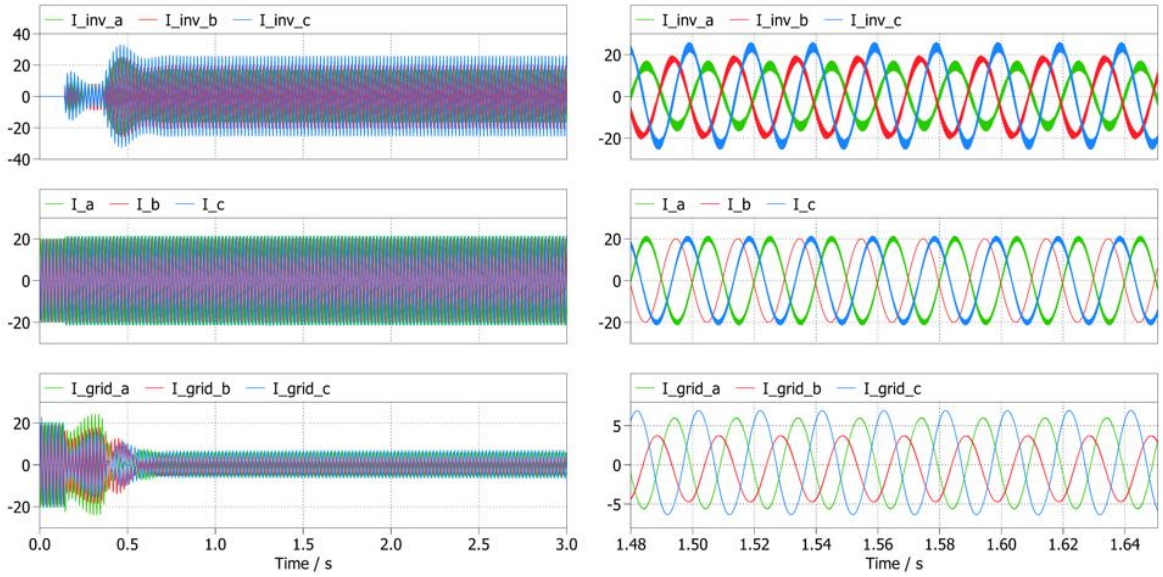


Figura 5.9 – Andamenti delle correnti (inverter, carico e grid) (caso 3 ii).

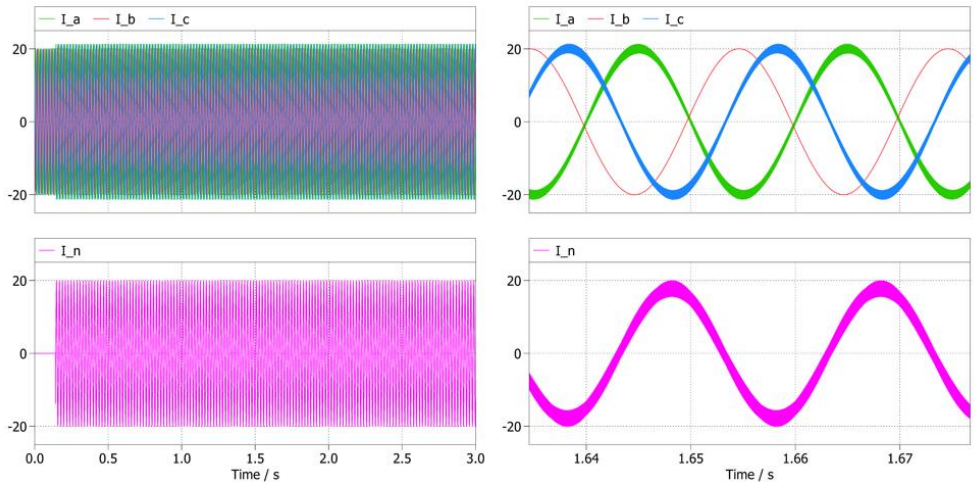


Figura 5.10 – Correnti sul carico (in alto) e corrente sul neutro (in basso) (caso 3ii).

Riguardo le correnti:

- **Carico:** ampiezze coerenti con S_x/V (inferiori al caso a 2545 VA); sulla fase a $\cos\varphi \neq 1$ la forma d'onda risulta più regolare per effetto dell'induttanza di carico.
- **Inverter:** terna con dissimmetria di ampiezza dovuta a i_0^*, ma con picchi contenuti entro I_{base}; inseguimento dei riferimenti da parte dei P-RES.
- **Neutro:** corrente di quarta gamba in accordo con $-\sum i_{carico}$, coerente con il calcolo fasoriale scalato alle nuove ampiezze.
- **Rete:** residuo di linea secondo la KCL al PCC.

5.4 Pieno carico sbilanciato con $\cos\varphi = 1$ (caso 4)

La prova riguarda il funzionamento a pieno carico sbilanciato a fattore di potenza unitario su tutte le fasi. Le potenze apparenti sono impostate a

$$S_a = S_c = 2545{,}2\ \text{VA},\ S_b = 1272{,}6\ \text{VA},\ \cos\varphi_a = \cos\varphi_b = \cos\varphi_c = 1$$

così che i carichi risultino puramente resistivi, con correnti di ampiezza nominale diverse tra le fasi. Gli andamenti principali sono riportati nelle figure sottostanti.

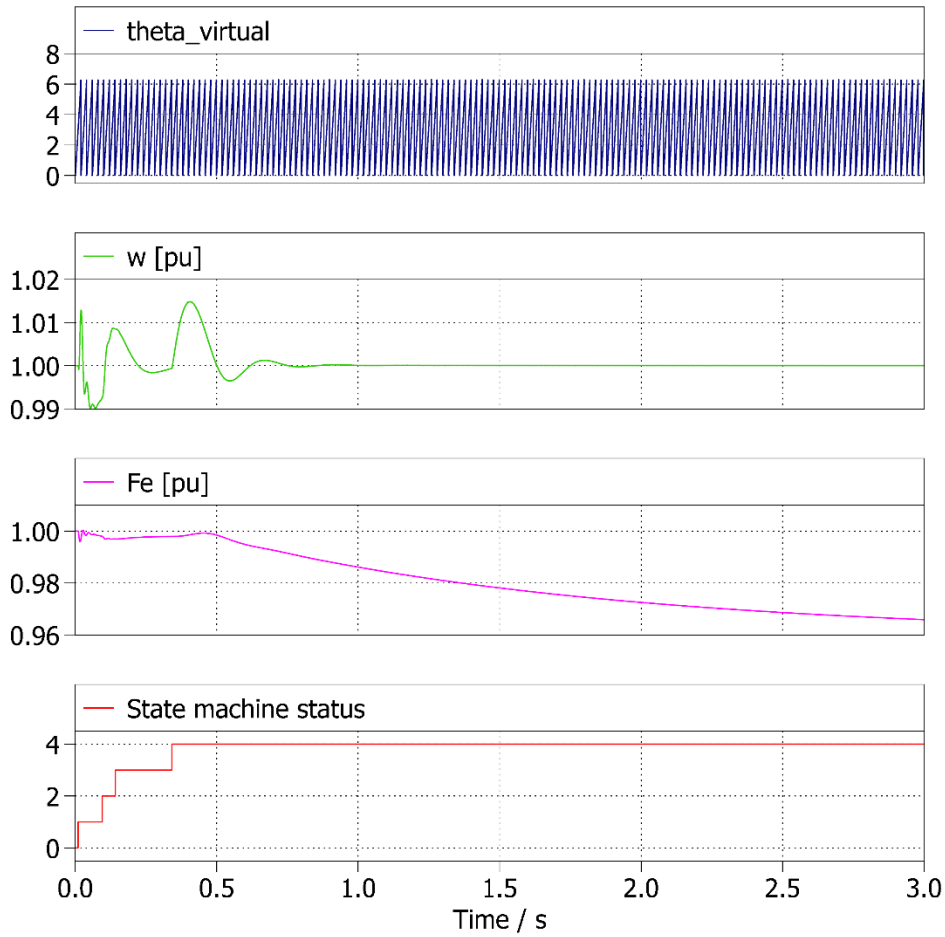


Figura 5.11 – Andamenti di θ_v, w[pu], Fe[pu] e degli stati (caso 4).

Stati e angolo. La macchina a stati ripercorre la sequenza già verificata nelle prove precedenti. L'angolo θ_v mantiene l'andamento a dente di sega tra 0e 2π, regolare per tutta la simulazione.

Velocità ω_v. Dopo il transitorio iniziale di allineamento si osservano due overshoot distinti, in corrispondenza dell'abilitazione del PWM e dell'applicazione del riferimento di potenza al soft-start. A regime ω_v si riporta intorno a 1 p. u., a conferma

del riequilibrio della swing equation anche in presenza di carichi monofase di ampiezza diversa.

Flusso di eccitazione F_e. Con $Q^* = 0$ (tutti i $\cos\varphi = 1$) il flusso mostra una lenta discesa e, a fine simulazione ($t = 3$ s), si attesta a circa 0,966 p. u.. L'andamento, progressivamente meno ripido, è analogo a quello già osservato a pieno carico equilibrato a fattore di potenza unitario ed è coerente con la regolazione di Q_v a zero in presenza di erogazione di potenza attiva.

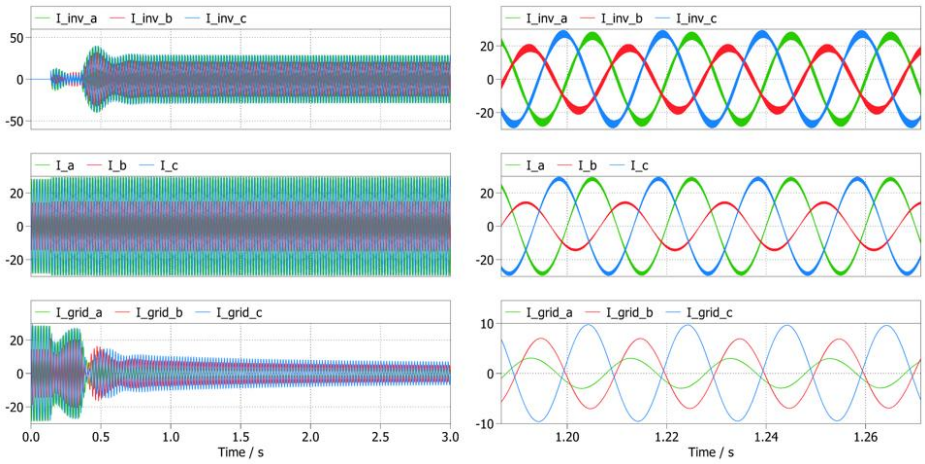


Figura 5.12 – Andamenti delle correnti (inverter, carico e grid) (caso 4).

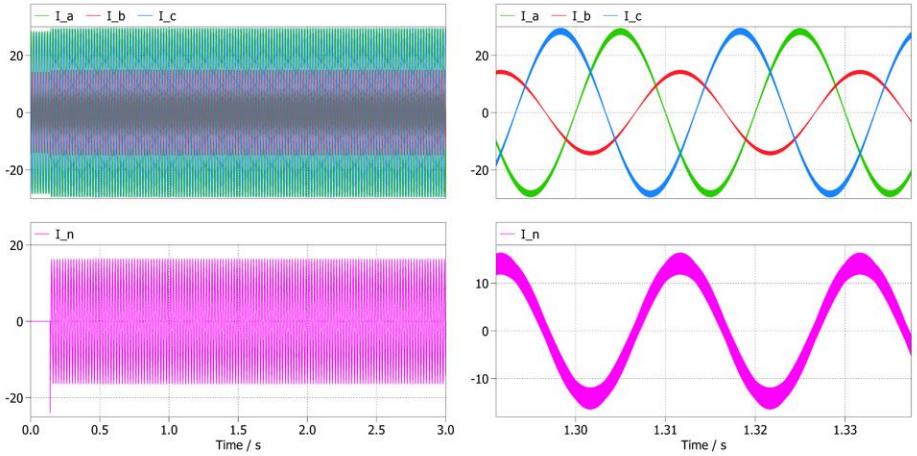


Figura 5.13 – Correnti sul carico (in alto) e corrente sul neutro (in basso) (caso 4).

Correnti di carico, le ampiezze risultano quelle attese dalle impedenze di taratura, ossia circa 28,28 A, 14,14 A e 28,28 A di picco sulle fasi a, b e c. Come nelle altre prove a carichi sempre connessi al PCC, tali correnti sono presenti già prima del PWM, inizialmente sostenute dalla rete.

Lato inverter, le correnti di fase corrispondono ai riferimenti costruiti dalla terna virtuale di sequenza diretta più la correzione omopolare legata al neutro. La corrente di neutro sulla quarta gamba risulta pari a circa $14{,}14\ \mathrm{A}$, in accordo con i calcoli fasoriali svolti nel paragrafo precedente e con la somma delle correnti di carico sbilanciate a $\cos\varphi = 1$.

Le correnti di rete chiudono il bilancio al PCC secondo la legge di Kirchhoff.

Inoltre i duty della quarta gamba mostrano l'attività di modulazione del canale di neutro.

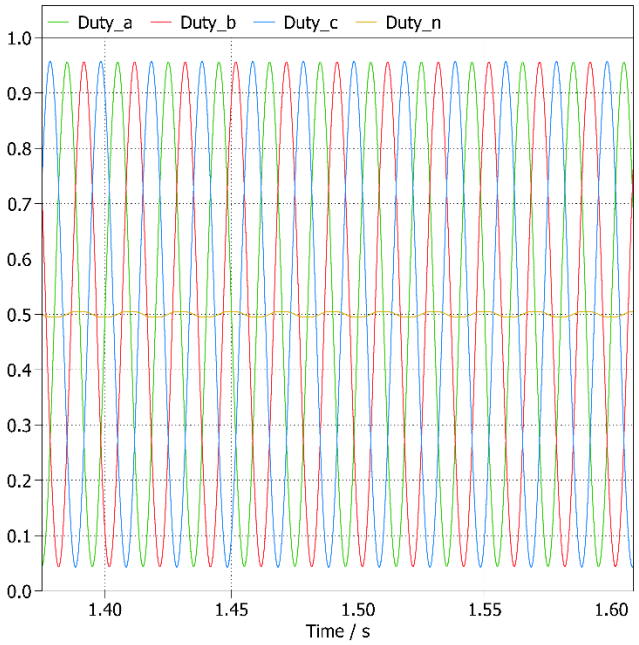


Figura 5.14 – Duty cycles delle 3 fasi e del neutro (giallo) (caso 4).

5.5 Carico sbilanciato con $\cos\varphi \neq 1$ su una fase (caso 5)

La prova combina sbilanciamento di potenza apparente e fattore di potenza non unitario su una fase. I set-point adottati sono

$$S_a = S_c = 1800\ \text{VA},\ S_b = 1272{,}6\ \text{VA}$$

$$\cos\varphi_a = \cos\varphi_c = 1,\ \cos\varphi_b = 0{,}6$$

valori scelti in modo da restare entro I_{base} anche con la correzione omopolare (equazione 3.28) attiva. Gli andamenti sono riportati nelle figure successive:

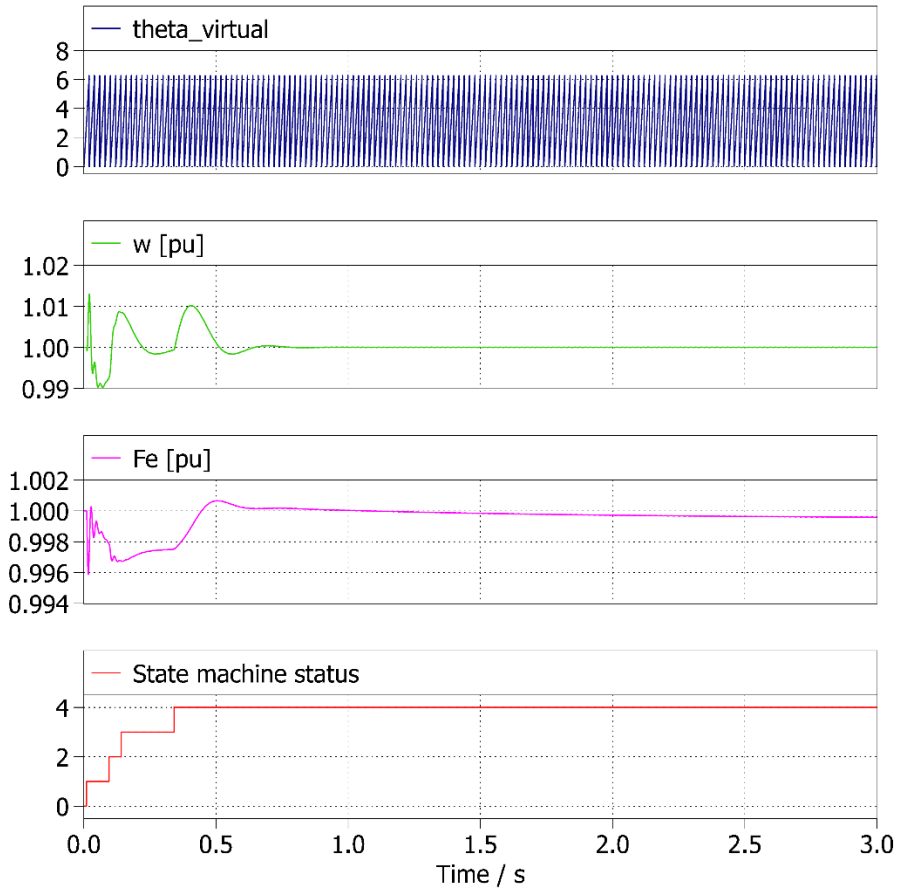


Figura 5.15 – Andamenti di θ_v, w[pu], Fe[pu] e degli stati (caso 5).

Stati e angolo. La sequenza della state machine e l'angolo θ_v (dente di sega tra 0 e 2π) risultano analoghi ai casi precedenti, a conferma di un avviamento e di un riferimento angolare regolari anche in questa condizione di carico.

Velocità ω_v. L'andamento è confrontabile con le prove a carico già discusse: transitori all'abilitazione del PWM e all'ingresso di P^*al soft-start, seguito da assestamento in prossimità di 1 p. u..

Flusso di eccitazione F_e. Subito dopo l'applicazione dei riferimenti di potenza, F_e supera brevemente 1 p. u.; successivamente presenta una lenta e attenuata decrescita, fino a circa 0,9996 p. u.a fine simulazione, valore sostanzialmente unitario. La presenza di $Q^* \neq 0$ (fase ba $\cos\varphi = 0{,}6$) e dello sbilanciamento di S_x non compromette la regolazione dell'anello di eccitazione, che resta stabile e prossima al valore nominale.

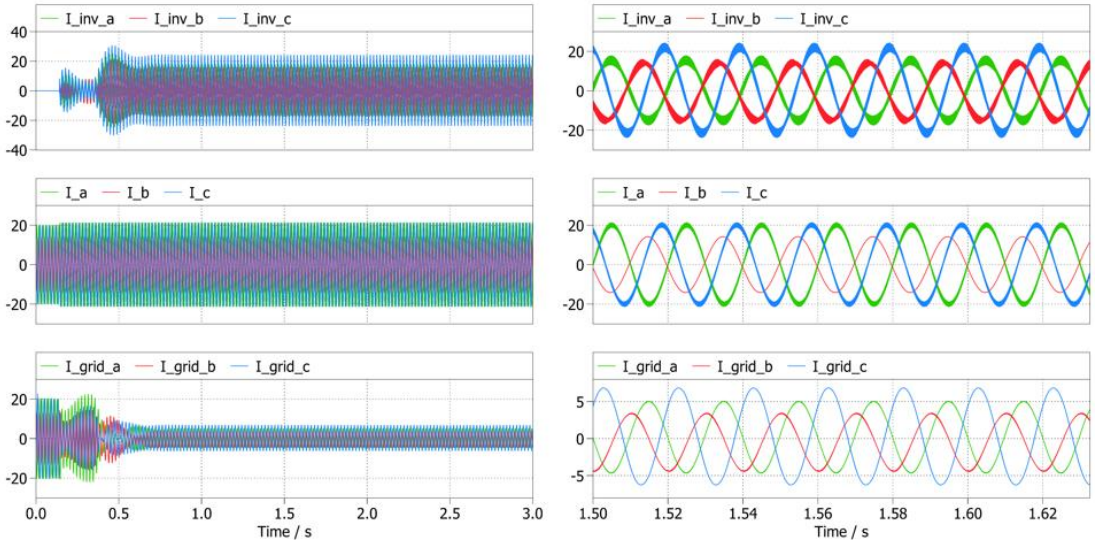


Figura 5.16 – Andamenti delle correnti (inverter, carico e grid) (caso 5).

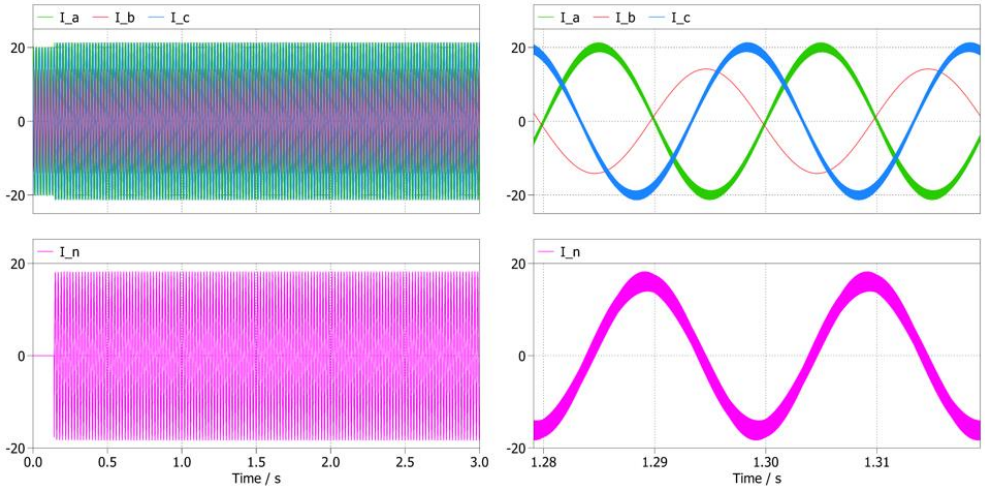


Figura 5.17 – Correnti sul carico (in alto) e corrente sul neutro (in basso) (caso 5).

Correnti. Il quadro è analogo a quello già illustrato per il caso a $\cos\varphi \neq 1$ con ampiezze più elevate, scalato alle potenze di questa prova.

Correnti di carico, seguono le impedenze di taratura (ampiezze diverse tra le fasi e, sulla fase b, forma d'onda più filtrata per effetto di $L_b \neq 0$). La corrente di neutro è non nulla per il concorso di due effetti: differenza di S_x tra le fasi e differenza di $\cos\varphi$ (sfasamenti i–v non omogenei), in coerenza con l'analisi fasoriale sviluppata in precedenza.

Lato inverter, le correnti di fase riflettono la somma della sequenza diretta virtuale e della correzione i_0^*; i valori osservati restano allineati a tale costruzione e entro i limiti di targa.

La rete fornisce il residuo al PCC secondo la KCL. L'attività della quarta gamba è evidenziata dalla corrente di neutro regolata e dal relativo duty, sinusoidale e di piccola escursione intorno a 0,5, come già discusso per il canale omopolare.

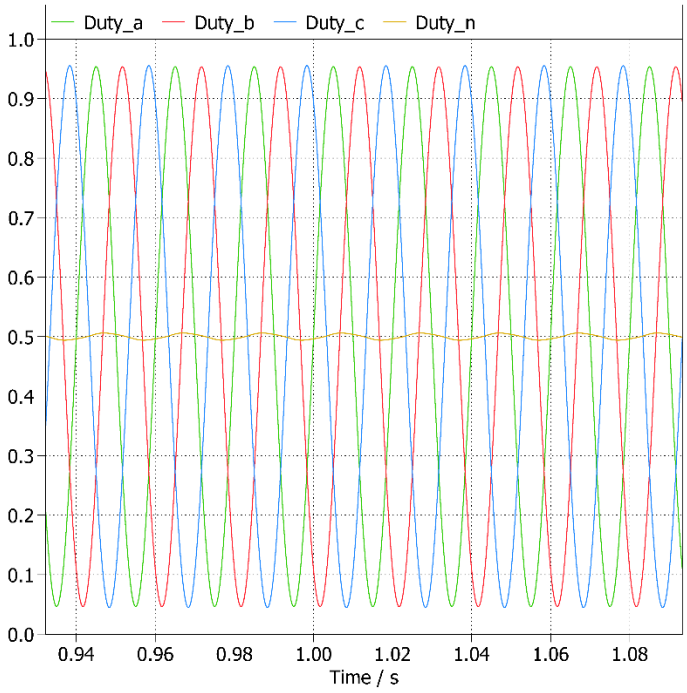


Figura 5.18 – Duty cycles delle 3 fasi e del neutro (giallo) (caso 5).

5.6 Prove di voltage dip e swell (caso 6)

Le prove di voltage dip e voltage swell hanno lo scopo di verificare la capacità della VSM di restare sincronizzata alla rete e di regolare velocità, eccitazione e correnti in presenza di variazioni temporanee dell'ampiezza della tensione di alimentazione. Tali eventi sono tipici delle reti di distribuzione (guasti, inserzioni di carichi, manovre) e costituiscono uno stress dinamico rilevante per un convertitore *grid-forming* / a macchina virtuale, soprattutto a pieno carico. Le simulazioni non ambiscono a una campagna di conformità normativa completa, ma a dimostrare, in un caso rappresentativo a pieno carico equilibrato, assenza di perdita di passo e rientro ordinato delle grandezze interne dopo il disturbo.

5.6.1 Scelta delle ampiezze di prova

Per il voltage dip si adotta una tensione residua pari al 70 % del nominale. Tale livello figura tra i valori preferiti di prova per i *voltage dips* nella norma di immunità IEC 61000-4-11, che indica come residual voltage di riferimento, tra gli altri, 0 %, 40 %, 70 % e 80 % di U_T. La durata dell'evento (nel caso in esame da 1,3 s a 1,5 s, ossia 200 ms) è dello stesso ordine di grandezza di diverse prove preferite espresse in cicli di rete nella medesima norma.

Per il voltage swell si adotta un fattore 1,1 (110 % del nominale), coerente con il limite di variazione della tensione di alimentazione in condizioni normali indicato dalla EN 50160, secondo cui le variazioni di tensione non dovrebbero superare ± 10 % di U_n (salvo casi particolari di rete).

5.6.2 Voltage dip al 70 % — pieno carico equilibrato

La prova è eseguita a pieno carico equilibrato con $\cos\varphi = 1$, dip al 70 % tra 1,3 s e 1,5 s (dopo l'assestamento di ω_v a seguito del soft-start). La protezione di sovracorrente è disabilitata, altrimenti l'aumento di corrente durante il dip interromperebbe la simulazione prima del ripristino della tensione. Gli andamenti sono riportati nelle figure sottostanti.

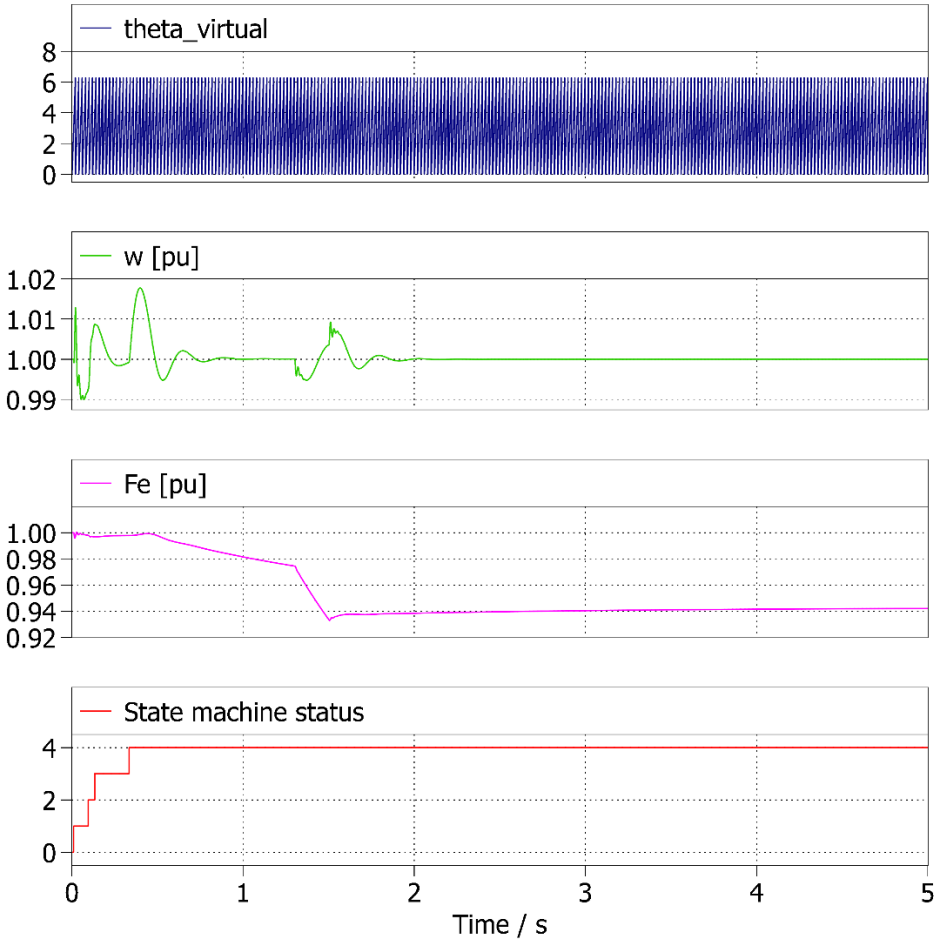


Figura 5.19 - Andamenti di θ_v, w[pu], Fe[pu] e degli stati (voltage dips).

Stati e angolo. La state machine e θ_v (dente di sega tra 0e 2π) restano regolari, senza evidenza di perdita di sincronismo.

Velocità ω_v. Si riconoscono i due overshoot già noti (PWM enable e applicazione di P^*). Durante il fault compaiono oscillazioni di ampiezza contenuta che si esauriscono rapidamente dopo il ripristino della tensione; ω_v si riassesta a 1 p. u..

Flusso di eccitazione F_e. In corrispondenza del dip si osserva una rapida discesa da circa 0,97 a circa 0,93 p. u.; al termine dell'evento F_e risale e si stabilizza intorno a 0,94 p. u., in linea con il regime a pieno carico e $Q^* \approx 0$ già discusso nelle prove senza disturbo di rete.

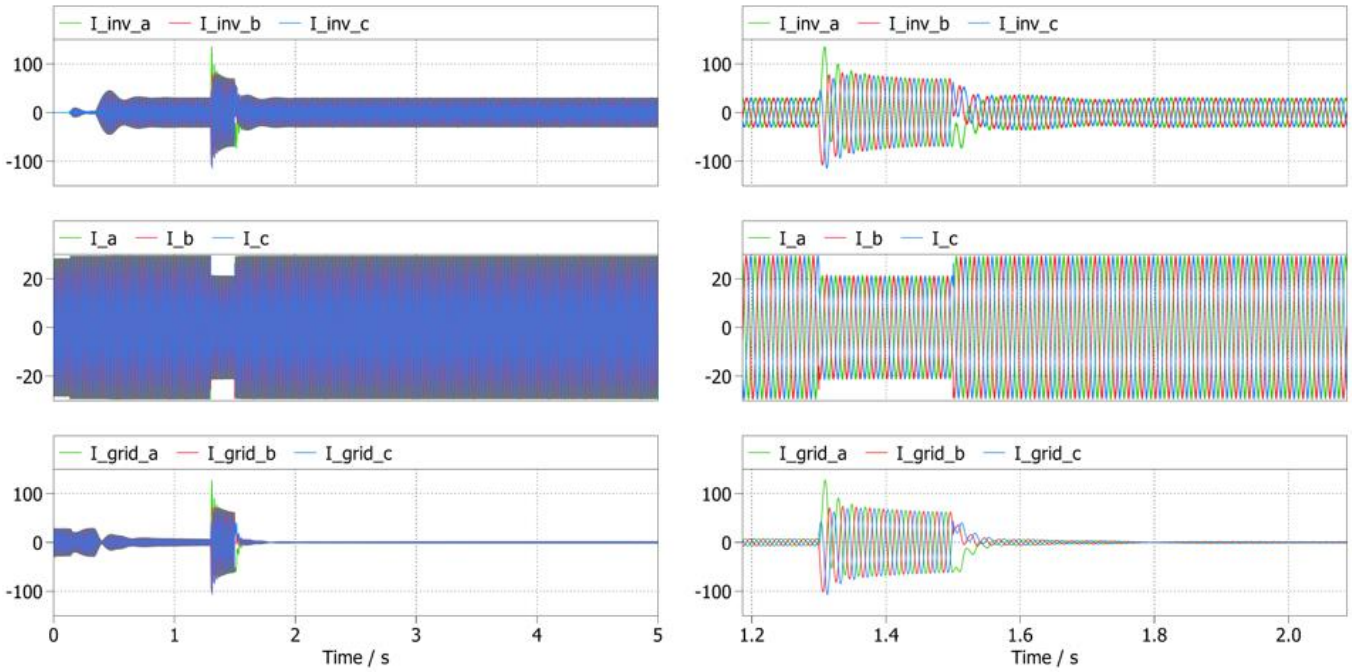


Figura 5.20 – Andamento delle correnti prima, durante e dopo il transitorio (voltage dips).

Correnti di carico, diminuiscono in modo pressoché proporzionale alla tensione (impedenze fisse, V ridotta).

Correnti di inverter, (e di conseguenza, il contributo di rete al PCC) aumentano sensibilmente durante il dip: a potenza attiva di riferimento ancora elevata, la riduzione di V implica un aumento di I per sostenere lo scambio di potenza, in accordo con il legame fasoriale $S \sim VI$. Le elevate correnti osservate durante il dip (valori di regime intorno a 70 A e picchi istantanei fino a circa 130 A su inverter e rete all'inizio dell'evento) sono coerenti con il legame $I \sim S/V$: a potenza attiva di riferimento ancora elevata, la riduzione della tensione di rete impone un aumento della corrente. Con la protezione di sovracorrente implementata (soglia pari a I_{base} e intervento prolungato) il convertitore risulterebbe scollegato dalla rete già nelle primissime fasi del disturbo. Tale logica tutela gli interruttori, ma non è sufficiente a soddisfare i requisiti di *Low Voltage Ride-Through* (LVRT) previsti da molte normative e *grid code*, secondo cui, per dip entro una data curva profondità–durata, la macchina deve restare connessa e operare in modo controllato. Un'estensione naturale del presente lavoro consiste nell'introdurre, accanto alla protezione di guasto, una limitazione dinamica della corrente e/o una riduzione temporanea di P^* durante il dip, in modo da rispettare I_{max} senza sgancio sistematico.

5.6.3 Voltage swell al 110 % — pieno carico equilibrato

La prova di voltage swell è eseguita a pieno carico equilibrato con fattore di ampiezza 1,1 (110 % del nominale), in coerenza con il limite ±10 % sulle variazioni di tensione in condizioni normali (EN 50160). La durata dell'evento è stata impostata a 700 ms, in modo da osservare con chiarezza il regime durante il disturbo e non solo i transitori di ingresso/uscita. Gli andamenti sono riportati nelle figure sotto presentate.

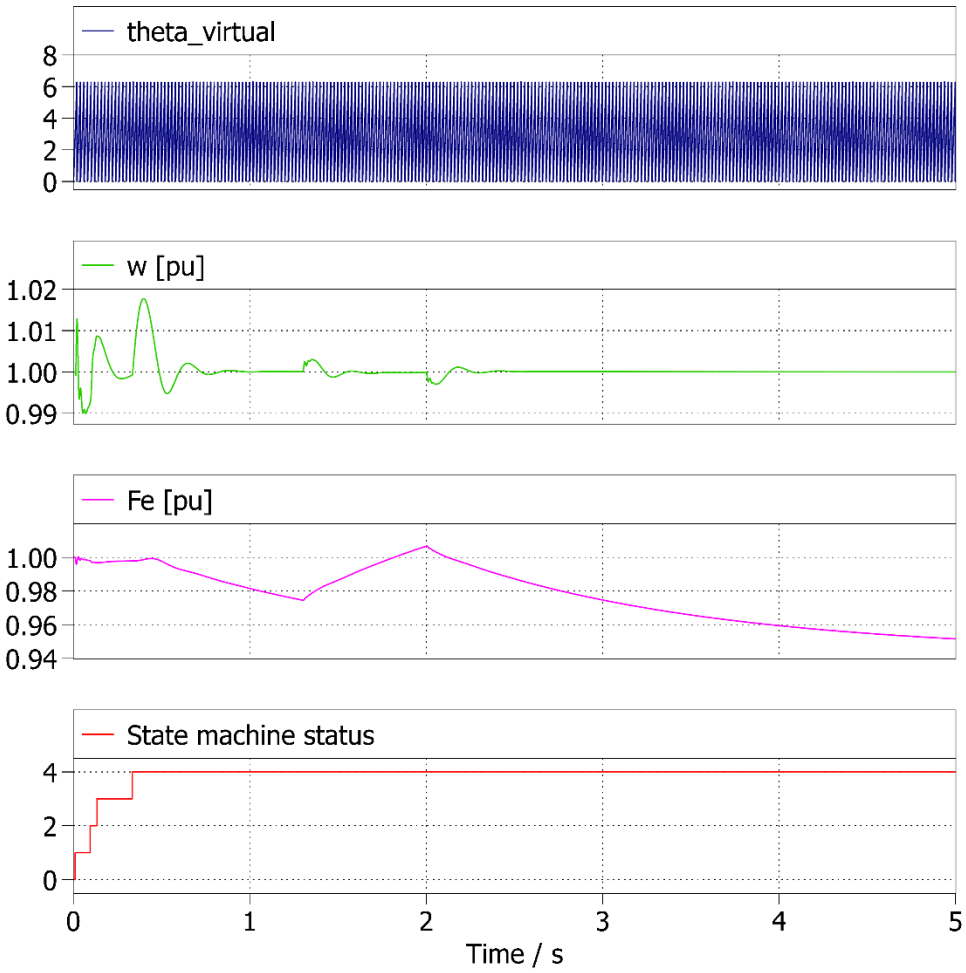


Figura 5.21 - Andamenti di θ_v, w[pu], Fe[pu] e degli stati (voltage swell).

Stati e angolo. Come nelle altre prove, la sequenza della state machine e l'angolo θ_v restano regolari.

Velocità ω_v. Si osservano i consueti overshoot all'abilitazione del PWM e all'applicazione di P^*, l'assestamento a 1 p. u., una lieve oscillazione all'inizio e alla fine dello swell e il successivo rientro a 1 p. u. a regime, senza perdita di passo.

Flusso di eccitazione F_e. Flusso di eccitazione F_e. Durante lo swell la tensione di PCC aumenta e l'anello di eccitazione adatta F_e al nuovo equilibrio di potenza reattiva a $Q^* \approx 0$; al ripristino della tensione nominale il flusso rientra verso il valore di regime a pieno carico già osservato nelle prove senza disturbo. Le variazioni restano limitate e compatibili con una regolazione stabile.

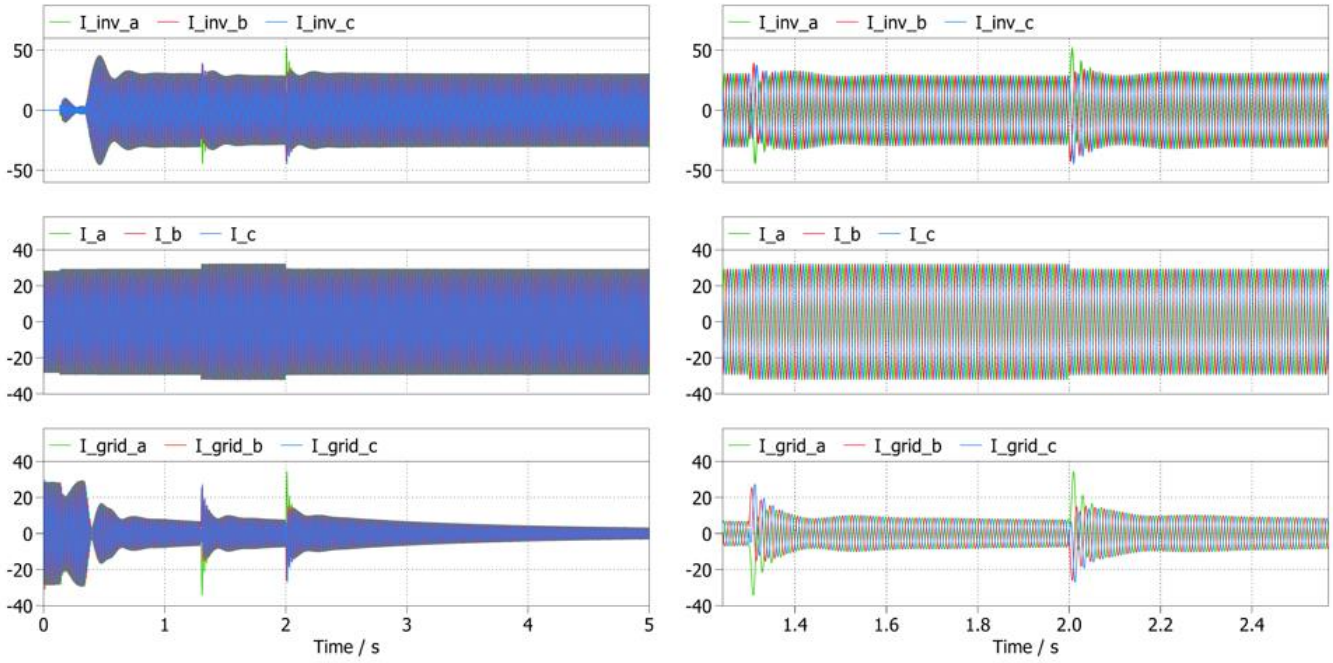


Figura 5.22 – Andamento delle correnti prima, durante e dopo il transitorio (voltage swell).

- **Carico:** le ampiezze aumentano durante lo swell, in accordo con $I \sim V/Z$ a impedenza fissa; anche i duty di fase risultano più ampi, coerentemente con il feed forward di v_{PCC} più elevato.
- **Inverter:** picco iniziale intorno a 38 A all'ingresso del disturbo; a regime durante lo swell le correnti si assestano intorno a 28 A; al termine dell'evento si ha un picco analogo (transitorio di ripristino della tensione) e poi il rientro al regime nominale.
- **Rete:** chiude istante per istante il bilancio al PCC con inverter e carico.

5.7 Risposta inerziale (caso 7)

In questa prova si valuta l'interazione della VSM con una rete a frequenza non fissa, modellata come sistema aggregato con inerzia M e regolazione primaria. La regolazione secondaria non è attiva: come nel riferimento, a seguito di un gradino permanente di carico la frequenza si assesta a un nuovo valore di regime determinato dal droop aggregato, senza rientro forzato a 1 p. u.. L'evento è un gradino di potenza senza istante di fine; il carico è equilibrato con riferimenti di potenza di fase massimi e $\cos\varphi = 1$. Gli andamenti sono riportati nelle figure sottostanti.

Velocità virtuale e frequenza di rete. Dopo i transitori di avviamento, in corrispondenza del gradino si osserva un abbassamento di ω_v e della frequenza di rete, che si stabilizzano su un plateau inferiore a 1 p. u. (circa 49,6 Hz). Tale comportamento discende dal bilanciamento inerzia–primaria: l'inerzia limita il RoCoF iniziale, mentre la regolazione primaria arresta la deriva di frequenza su un nuovo equilibrio

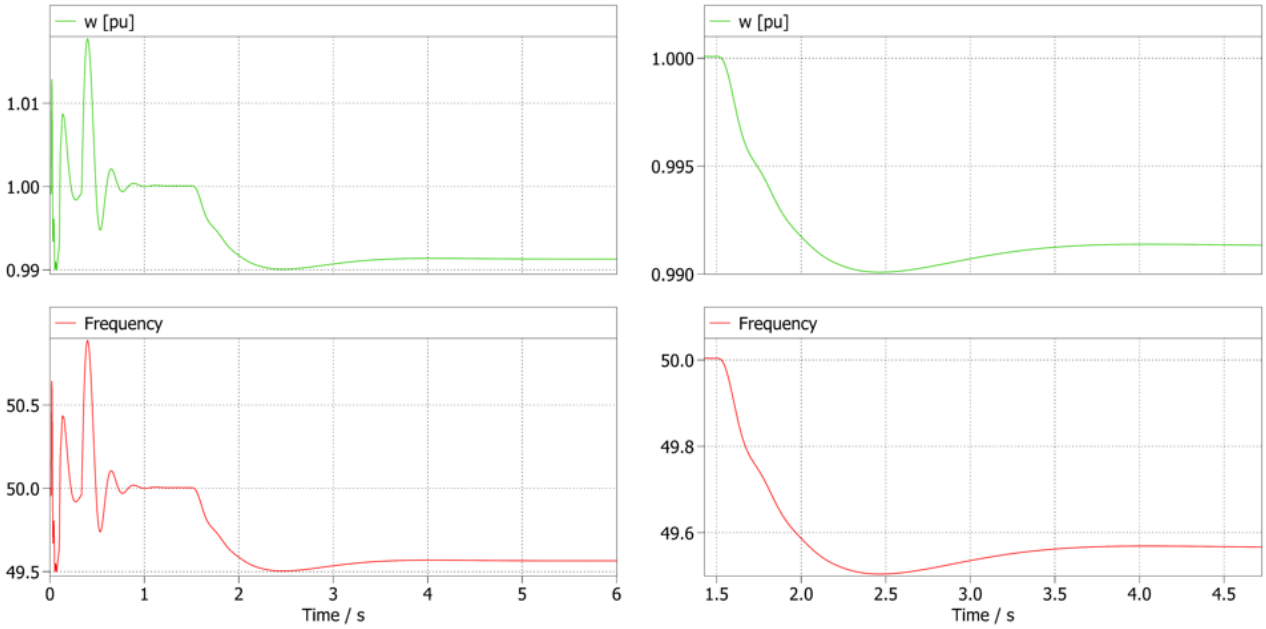


Figura 5.23 – Andamento di w [pu] e della frequenza per tutta la durata della simulazione (sinistra) e dopo il guasto (destra) (caso 7).

Potenza attiva. All'istante del gradino compare un picco di P_v, dovuto al contributo inerziale (e al rapido intervento del controllo) che si oppone alla variazione di frequenza; a regime P_v torna in linea con il riferimento di potenza della VSM.

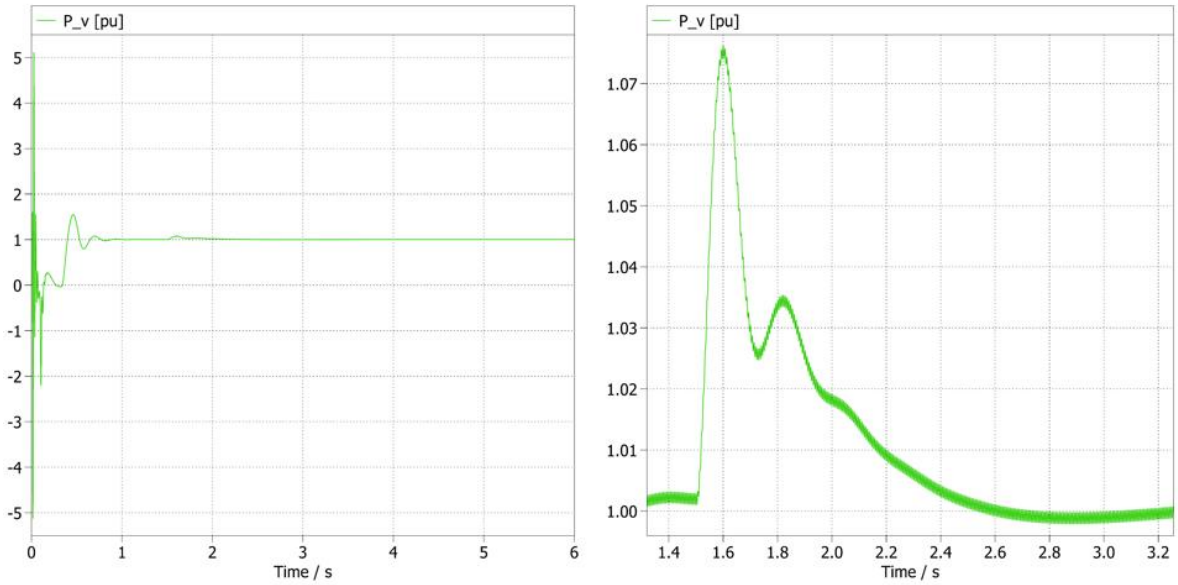


Figura 5.24 – Andamento della potenza attiva durante tutta la simulazione (sinistra) e dopo il guasto (destra) (caso 7).

Potenza reattiva e F_e. Con $Q^* = 0$ e $\cos\varphi = 1$, Q_v resta prossima allo zero e non è sensibilmente modificata dall'evento di frequenza. F_e prosegue la lenta discesa tipica del pieno carico attivo già osservata nelle prove a frequenza nominale.

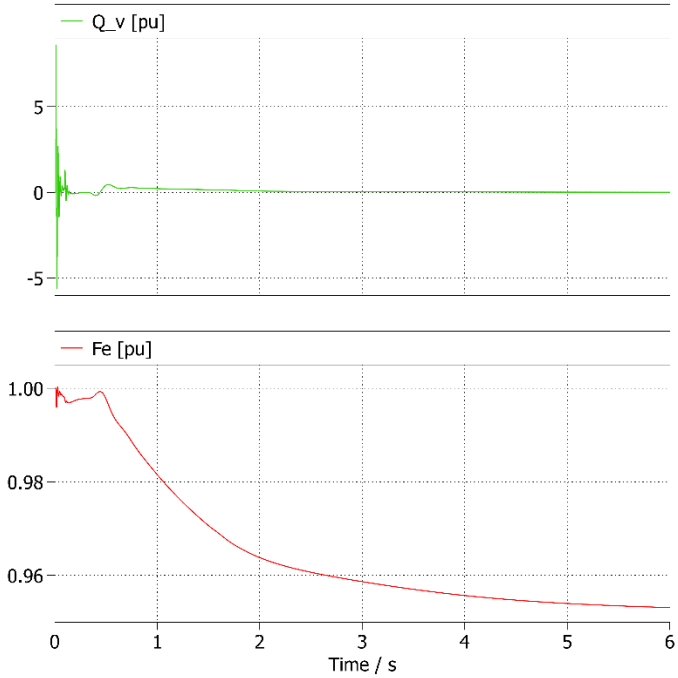


Figura 5.25 – Andamento della potenza reattiva e del flusso prima (sinistra) e dopo il guasto (destra) (caso 7).

6 Conclusioni

Il presente lavoro ha riguardato la progettazione, l'implementazione in ambiente PLECS e la validazione simulativa di un convertitore trifase a quattro fili controllato come *Virtual Synchronous Machine*, destinato ad alimentare utenze monofase anche in condizioni di carico sbilanciato.

In primo luogo è stato messo a punto e verificato il controllo di corrente a quattro regolatori P-RES (tre fasi e neutro), successivamente riutilizzato all'interno della VSM. Parallelamente si è compiuto il dimensionamento e il design completo del filtro LC di interfaccia, inclusa la valutazione delle perdite su condensatori e induttore (nucleo e avvolgimento), fino al modello 3D funzionale all'integrazione su PCB.

Sul piano algoritmico, dopo un approfondimento sui modelli di generatore sincrono e sulle formulazioni di VSM (con particolare riferimento al modello RQ), è stata realizzata una VSM a quattro fili con anelli attivo e reattivo, equazioni di stator, correzione di sequenza zero sui riferimenti di corrente e gestione del neutro tramite la quarta gamba. L'avviamento è stato organizzato mediante macchina a stati (pre-charge, sincronizzazione sulle correnti virtuali, abilitazione PWM e soft-start della potenza).

La validazione è stata condotta secondo un piano di simulazione che comprende funzionamento a vuoto, carico equilibrato e sbilanciato, fattori di potenza unitari e non unitari, voltage dip e swell, nonché risposta inerziale a un gradino di potenza di rete. I risultati mostrano sincronizzazione senza PLL, regolazione di ω_v e F_e, corretta ripartizione delle correnti al PCC e ruolo effettivo della gamba di neutro in presenza di carichi monofase sbilanciati.

6.1 Contributi personali

- Implementazione e validazione del controllo di corrente a quattro canali P-RES impiegato nella VSM.
- Dimensionamento e design del filtro LC (parametri elettrici, perdite, nucleo, avvolgimento Litz, aspetti termici e modello 3D).
- Progettazione della PCB del filtro utilizzando il software Altium.
- Studio e sintesi del modello di macchina sincrona virtuale e sua estensione al caso a quattro fili con neutro controllato.

- Realizzazione in PLECS di una VSM funzionante in grado di alimentare carichi monofase equilibrati e sbilanciati.
- Definizione ed esecuzione di un piano di simulazione strutturato per la verifica del sistema in diverse combinazioni di carico e di disturbi di rete.

6.2 Sviluppi futuri

Possibili estensioni del lavoro includono la validazione sperimentale su prototipo hardware e l'ampliamento delle prove di rete con distorsioni armoniche, variazioni di fase, oltre all'introduzione di strategie di *ride-through* (limitazione di corrente durante voltage dip) allineate ai requisiti di tipo LVRT e funzionamento del convertitore in modalità isola.

Elenco figure

Figura 2.1 - Inverter a 4 gambe con filtro LC in uscita che alimenta 3 carichi monofase [23]..... 4
Figura 2.2 - Esempio di confronto tra portante triangolare (unipolare) e tre duty cycle sinusoidali e generazione delle grandezze istantanee e di media mobile [16]. .. 5
Figura 2.3 - Esempio di spettro armonico per un inverter a 2 livelli [16]..... 6
Figura 2.4- Rappresentazione schematica di inverter, plant e controllo [13]..... 7
Figura 2.5 - Schema a blocchi PLL [14]. 10
Figura 2.6 - Rappresentazione vettoriale sistema dq e fasore di rete [16]. 10
Figura 2.7 - Schema a blocchi PLL [13]. 11
Figura 2.8 - Schema semplificato rappresentate PCC e rete con i relativi parametri passivi [3]..... 12
Figura 2.9 - Schema a blocchi cella risonante [17]. 15
Figura 2.10 – Schema complessivo del modello PLECS: inverter 4L4W, filtro LC, carichi monofase e rete al PCC, modulazione PWM e sottosistema di controllo digitale (triggered subsystem). 18
Figura 2.11 - Esempio di ISR sincronizzata con il massimo valore della portante [15]. 23
Figura 2.12 - Schema di controllo interno al triggered subsystem..... 25
Figura 2.13 – Sequenza logica della state machine. 26
Figura 2.14 – Schema a blocchi relativo alla fase di precarica..... 26
Figura 2.15 – Andamento di crescita dei segnali filtrati. 27
Figura 2.16 – Schema a blocchi PLL in discreto..... 28
Figura 2.17 – Schema a blocchi inerente alla verifica della sincronizzazione. 29
Figura 2.18 – Generazione riferimenti e errori di corrente. 30
Figura 2.19 –Schemi a blocchi dei P-RES con feed forward delle tensioni di rete.... 31
Figura 2.20 – Schema a blocchi dell'anello di corrente [13]. 32
Figura 2.21 – Calcolo del duty e schema del modulatore. 34
Figura 2.22 – Andamento delle correnti nel caso di correnti equilibrate. 35
Figura 2.23 – Andamento delle correnti nel caso con squilibrio su una fase. 36
Figura 2.24 – Andamento delle correnti nel caso con squilibrio su tutte e 3 le fasi. . 37
Figura 3.1 - Corrente efficace alla fondamentale (sinistra) e corrente efficace alla frequenza di switching (destra). 39
Figura 3.2 – Dimensioni condensatore B32758G7256+000 [18]..... 40

Figura 3.3 – Curva frequenza vs corrente efficace tratta dal catalogo della TDK per condensatori con 550 V DC e 275 V AC [18]. *41*
Figura 3.4 – Schema ad anello aperto usato per valutare il flusso di ripple picco-picco. *43*
Figura 3.5 – Flusso di ripple ottenuto tramite simulazione PLECS. *44*
Figura 3.6 – Forma d'onda delle correnti lato inverter (sinistra) e zoom su un picco della fase c (blu) per evidenziarne il ripple (destra). *46*
Figura 3.7 – Parametri nucleo 00K8020E60 [19]. *48*
Figura 3.8 – Specifiche tecniche del filo di Litz Elektrisola utilizzato per l'applicazione [9],[10]. *51*
Figura 3.9 – Andamento della densità di corrente J al variare della frequenza e del raggio [20]. *53*
Figura 3.10 – Alterazione della densità di corrente in conduttori ravvicinati prodotta dall'effetto prossimità [20]. *56*
Figura 3.11 - Andamento di B nell'induttore in funzione del tempo (sinistra) e zoom su un picco positivo (destra). *60*
Figura 3.12 – Circuito termico equivalente semplificato induttore. *67*
Figura 3.13 – Configurazione del nucleo. *72*
Figura 3.14 – Parametri del filo di Litz e output elettrici del filo. *73*
Figura 3.15 – Configurazione dell'avvolgimento nel nucleo con voci di perdita e ingombro. *74*
Figura 3.16 – Modellazione 3D di una delle due metà del nucleo. *76*
Figura 3.17 – Modellazione 3D del coil former. *77*
Figura 3.18 – Modellazione 3D dell'avvolgimento. *77*
Figura 3.19 – Assemblaggio completo dell'induttore. *78*
Figura 3.20 – Resistore VISHAY AC05000001008JAC00. ..... *79*
Figura 3.21 – Sensore di corrente LAH 50-P. *79*
Figura 3.22 – Condensatori di decoupling: C0603C104K5RACTU (destra) e UMK107AB7105KA-T (sinistra). *80*
Figura 3.23 – Connettore a 4 pin 22035045. ..... *80*
Figura 3.24 – Connettore a vite 74650174R. *81*
Figura 3.25 – Schematico PCB. *81*
Figura 3.26 – Layout PCB in 2D. *82*
Figura 3.27 – PCB e componenti in 3D visti frontalmente. *82*
Figura 3.28 - PCB e componenti in 3D visti da sotto. *83*
Figura 4.1 - – Modello equivalente in assi d e q [1]. *84*
Figura 4.2 - Schema riassuntivo impianto turbogas [1]. *85*

Figura 4.3 – Schema a blocchi modello elettromeccanico con smorzamento RQ [1]. *86*
Figura 4.4 - Schema a blocchi dell'anello reattivo [1]. *87*
Figura 4.5 – Schema complessivo di sistema. *96*
Figura 4.6 – Generazione dei riferimenti di neutro e di potenze attiva e reattiva. *100*
Figura 4.7 – Blocco inerente alla rete. *102*
Figura 4.8 – Sottosistema "frequency". *102*
Figura 4.9 – Blocco "grid voltages". *104*
Figura 4.10 – Blocco "Dip/Swell perturbation". *105*
Figura 4.11 – Contenuto del triggered subsystem della VSM a 4 fili: pre-charge e state machine, catena VSM (trasformazione tensioni, potenze, anello attivo, anello reattivo, stator equation), controllo di corrente a quattro P-RES e generazione dei duty. *106*
Figura 4.12 – State machine della VSM a 4 fili implementata in PLECS. *108*
Figura 4.13 – Blocco reference transformation. *111*
Figura 4.14 – Blocco power calculation. *112*
Figura 4.15 – Blocco active loop. *112*
Figura 4.16 – Blocco Reactive loop. *114*
Figura 4.17 – Blocco Stator equation. *115*
Figura 4.18 – Blocco di conversione da dq0 a abc in valori assoluti. *116*
Figura 4.19 – Blocco inerente al controllo di corrente. *117*
Figura 4.20 - Blocco over-current protection. *118*
Figura 5.1 – Andamenti di θv, w[pu], Fe[pu] e degli stati (caso 1). *120*
Figura 5.2 – Andamento delle correnti virtuali in assi abc in valori assoluti (caso 1). *121*
Figura 5.3 – Andamenti di θv, w[pu], Fe[pu] e degli stati (caso 2). *122*
Figura 5.4 – Andamento delle correnti durante la simulazione (destra) e durante gli stati di abilitazione del PWM e Run (caso 2). *123*
Figura 5.5 – Andamenti di θv, w[pu], Fe[pu] e degli stati (caso 3 i). *125*
Figura 5.6 – Andamenti delle correnti (inverter, carico e grid) (caso 3 i). *126*
Figura 5.7 – Correnti sul carico (in alto) e corrente sul neutro (in basso) (caso 3 i). *126*
Figura 5.8 – Andamenti di θv, w[pu], Fe[pu] e degli stati (caso 3 ii). *129*
Figura 5.9 – Andamenti delle correnti (inverter, carico e grid) (caso 3 ii). *130*
Figura 5.10 – Correnti sul carico (in alto) e corrente sul neutro (in basso) (caso 3ii). *130*
Figura 5.11 – Andamenti di θv, w[pu], Fe[pu] e degli stati (caso 4). *132*

Figura 5.12 – Andamenti delle correnti (inverter, carico e grid) (caso 4). 133
Figura 5.13 – Correnti sul carico (in alto) e corrente sul neutro (in basso) (caso 4). 133
Figura 5.14 – Duty cycles delle 3 fasi e del neutro (giallo) (caso 4). 134
Figura 5.15 – Andamenti di θv, w[pu], Fe[pu] e degli stati (caso 5). 135
Figura 5.16 – Andamenti delle correnti (inverter, carico e grid) (caso 5). 136
Figura 5.17 – Correnti sul carico (in alto) e corrente sul neutro (in basso) (caso 5). 136
Figura 5.18 – Duty cycles delle 3 fasi e del neutro (giallo) (caso 5). 137
Figura 5.19 - Andamenti di θv, w[pu], Fe[pu] e degli stati (voltage dips). 139
Figura 5.20 – Andamento delle correnti prima, durante e dopo il transitorio (voltage dips). 140
Figura 5.21 - Andamenti di θv, w[pu], Fe[pu] e degli stati (voltage swell). 141
Figura 5.22 – Andamento delle correnti prima, durante e dopo il transitorio (voltage swell). 142
Figura 5.23 – Andamento di w [pu] e della frequenza per tutta la durata della simulazione (sinistra) e dopo il guasto (destra) (caso 7). 143
Figura 5.24 – Andamento della potenza attiva durante tutta la simulazione (sinistra) e dopo il guasto (destra) (caso 7). 144
Figura 5.25 – Andamento della potenza reattiva e del flusso prima (sinistra) e dopo il guasto (destra) (caso 7). 144

Elenco delle tabelle

Tabella 3.1 – Parametri condensatore B32758G7256+000. 40
Tabella 3.2 – Confronto tra il calcolo analitico e i risultati ottenuti tramite Open Magetics. 75
Tabella 4.1 – Valori numerici utilizzati per simulare la dinamica di rete..... 104

Bibliografia

[1] Lorenzo Solida. "*Servizi dinamici nel sistema elettrico decarbonizzato. Il ruolo dei Generatori Sincroni Virtuali*" 2018-2019

[2] Radu Bojoi, Fabio Mandrile, Sandro Rubino. "*Lezione 17 del corso di power Electronics and e-drive for energy transition*" 2025-2026

[3] Radu Bojoi, Fabio Mandrile, Sandro Rubino. "*Lezione 8 del corso di power Electronics and e-drive for energy transition*" 2025-2026

[4] Enrico Carpaneto. "*Lezione 9 del corso di Sistemi Elettrici di Potenza*" 2025-2026

[5] Enrico Carpaneto. "*Lezione 16 del corso di Sistemi Elettrici di Potenza*" 2025-2026

[6] Vencislav Valchev e Alex P.M. Van den Bossche. "*Accurate natural convection modelling for magnetic components*" Received 25 February 2002; received in revised form 29 January 2003.

[7] Reda Bakri, Xavier Margueron, Philippe Le Moigne and Nadir Idir. "*Thermal Resistance Modeling for the Optimal Design of EE and E/PLT Core-Based Planar Magnetics*". Received: 29 April 2024; Revised: 31 May 2024; Accepted: 2 June 2024; Published: 4 June 2024.

[8] Lucas Andrade Militão, Graduate Student Member, IEEE, Bruno Bertoldi, Graduate Student Member, IEEE, André Giovani Leal Furlan, Marcelo Lobo Heldwein, Senior Member, IEEE, and Jader Riso Barbosa Jr. "*Thermal Network Models for Toroidal and E-Core Inductors in Still Air*". IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 38, NO. 12, DECEMBER 2023.

[9] ELEKTRISOLA. "*High Frequency Litz Wire Product Program and Technical Data*".
[Online]: https://www.elektrisola.com/Download/LitzWire_eng.pdf

[10] ELEKTRISOLA. "*Litz Wire - Technical Data By Dimensions*".
[Online]: https://www.elektrisola.com/it/Products/Litz-Wire/Dimensions.

[11] MAGNETICS. "*2024 MAGNETICS POWDER CORES CATALOG*".
[Online]: https://ferrite.com.ua/doc/CN/Magnetics-Powder-Core-Catalog-2024.pdf

[12] Salvatore D'Arco, Jon Are Suul, Olav B. Fosso. "*A Virtual Synchronous Machine implementation for distributed control of power converters in SmartGrids*". Electric Power Systems Research 122 (2015) 180–197.

[13] Radu Bojoi, Fabio Mandrile, Sandro Rubino. "*Lezione 11 del corso di power Electronics and e-drive for energy transition*" 2025-2026

[14] Radu Bojoi, Fabio Mandrile, Sandro Rubino. "*Lezione 10 del corso di power Electronics and e-drive for energy transition*" 2025-2026

[15] Radu Bojoi, Fabio Mandrile, Sandro Rubino. "*Lezione 9 del corso di power Electronics and e-drive for energy transition*" 2025-2026

[16] Eric Armando, Radu Bojoi. "*Lezione 10 del corso di Elettronica di potenza per l'energia*" 2025-2026

[17] Radu Bojoi, Fabio Mandrile, Sandro Rubino. "*Esercitazione 1 del corso di power Electronics and e-drive for energy transition*" 2025-2026

[18] TDK. "*Film Capacitors – AC Capacitors Metallized Polypropylene Film Capacitors (MKP, Series/Type: B32354S, Ordering code: B32354S*" May 2022

[19] Magnetics. *00K8020E060 Datasheet*

[Online]: https://www.mag-inc.com/Media/Magnetics/Datasheets/00K8020E060.pdf

[20] Eric Armando, Radu Bojoi. "*Lezione 14 del corso di Elettronica di potenza per l'energia*" 2025-2026

[21] OpenMagnetics. "*http://openmagnetics.com/magnetic_tool"*

[22] Onshape. "*https://www.onshape.com/en/"*

[23] Mohammad Reza Miveh, Mohd Fadli Rahmat, Ali Asghar Ghadimi, Mohd Wazir Mustafa. *"Control techniques for three-phase four-leg voltage source inverters in autonomous microgrids: A review"* Received 2 July 2014 Received in revised form 25 May 2015 Accepted 23 October 2015

[24] Vishay, *AC05000001008JAC00 Datasheet.*

[Online]: https://www.mouser.it/it/ProductDetail/Vishay-Draloric/AC05000001008JAC00?qs=R4%2FAj8xQbdXsfinGOiB1vA%3D%3D&srsltid=AfmBOorhLSmEnF6o6uSeYeLZV3PBF0bphRXU5SjVFjmwWVjSfvD7wr6L

[25] LEM, *LAH 50-P Datasheet.*

[Online]: https://octopart.com/it/part/lem/LAH%2050-P?gad_source=1&gad_campaignid=20643483349&gbraid=0AAAADZKcp-JF8YdEFbNCEmKP64yno2bT&gclid=Cj0KCQjw16_UBhCqARIsAIdOaXxXDSNbnh80HnRlPVQ0mDahuRSIfmkxvDqbJKtvmqAjHCTVHAObLncaArg-EALw_wcB

[26] KEMET, *C0603C104K5R Datasheet.*

[Online]: *https://www.mouser.it/it/ProductDetail/KEMET/C0603C104K5RACTU?qs=l5k%252BbMnNDkkVcnZPSAaaiQ%3D%3D&utm_id=10062937909&utm_source=google&utm_medium=cpc&utm_marketing_tactic=emeacorp&gad_source=1&gad_campaignid=10062937909&gbraid=0AAAADn_wf3v9eoX9fENWe_p5ojm2cvw1&gclid=Cj0KCQjw16_UBhCqARIsAIdOaXx9_sF7i3wbuBZrYFqwe2Xf9KQFW2DVeTLGLGCFxLXRUN4WoNgT7Z4aAjzTEALw_wcB*

[27] TAIYO YUDEN, *UMK107AB7105KA-T Datasheet.*

[Online]: *https://octopart.com/it/part/taiyo-yuden/UMK107AB7105KA-T?gad_source=1&gad_campaignid=24112639123&gbraid=0AAAADZKcp8CCjc7wxIHzeNRgIGPwxVuI&gclid=Cj0KCQjw16_UBhCqARIsAIdOaXwZIjwKGJn_jrxXxudDTspl6EvmgQLMN2dOZkKFgj5AWPZCwAiTr7EaAi5_EALw_wcB*

[28] DigiKey, *22035045 Datasheet.*

[Online]: *https://www.digikey.it/it/products/detail/molex/0022035045/403303?srsltid=AfmBOoq_sOAFwT35QPiPLGLxbMQduB5EJ1FWOs2wuI0zjWOMqyiO6dlA*

[29] DigiKey, *74650174R Datasheet.*

[Online]: *https://www.digikey.it/it/products/detail/w-rth-elektronik/74650174R/6643982?gclsrc=aw.ds&gad_source=1&gad_campaignid=20275538059&gbraid=0AAAADrbLliM0N0n20Ta64g0LZzC5Ohca&gclid=Cj0KCQjw16_UBhCqARIsAIdOaXwnr6xMI8gXYxtom-c473zWek9g0Sc-5rj80661IzM4ERvc7egXxoQaArcWEALw_wcB*