



UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI TRIESTE

SCUOLA di DOTTORATO di RICERCA in

INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE

XXV CICLO

MODELLI PER LA SIMULAZIONE DI AZIONAMENTI ELETTRICI DI PROPULSIONE E SISTEMI DI GENERAZIONE NAVALI

Settore scientifico-disciplinare: ING-IND/32 CONVERTITORI, MACCHINE e AZIONAMENTI ELETTRICI

**DOTTORANDO
MARCO AIZZA**

**COORDINATORE
PROF. WALTER UKOVICH**

**SUPERVISORE DI TESI
PROF. SIMONE CASTELLAN**

ANNO ACCADEMICO 2011 / 2012

Indice

INDICE	I
INTRODUZIONE	1
CAPITOLO 1 NAVI E SISTEMI DI PROPULSIONE.....	5
1.1 INTRODUZIONE	7
1.2 GENERALITÀ	7
1.3 LA PROPULSIONE ELETTRICA	8
1.3.1 Dimensionamento della potenza elettrica totale	9
1.3.2 Ripartizione del carico di generazione.....	10
1.3.3 Tensione e Frequenza di alimentazione	11
1.3.4 Stato del neutro	12
1.3.5 Scelta delle protezioni	16
1.3.6 Taratura dei relè	17
1.3.7 La selettività delle protezioni	17
1.4 LINEE GUIDA DI PROGETTAZIONE	25
1.5 AZIONAMENTI ELETTRICI PER IL SISTEMA DI PROPULSIONE	26
1.5.1 Cicloconvertitori	27
1.5.2 Convertitori a matrice	31
1.5.3 Sincroconvertitori.....	32
1.5.4 Convertitori a tensione impressa (VSI)	34
CAPITOLO 2 ANALISI SOFTWARE E HARDWARE	39
2.1 INTRODUZIONE	41
2.2 SOFTWARE A DISPOSIZIONE	41
2.2.1 Parallelizzazione computazionale.....	44
2.2.2 Solutori.....	46
2.2.3 Memoria	48
2.3 CALCOLATORI A DISPOSIZIONE.....	49
2.4 CONFRONTO TRA ARCHITETTURA A 32-BIT E ARCHITETTURA A 64-BIT	50
2.5 PROBLEMI NEI COMPILATORI A 64-BIT	53
2.6 COMBINAZIONE SOFTWARE-CALCOLATORE.....	54

CAPITOLO 3	DEFINIZIONE E RAPPRESENTAZIONE DEL MODELLO DEL MOTORE DI PROPULSIONE	59
3.1	INTRODUZIONE	61
3.2	DESCRIZIONE DELLA MACCHINA ELETTRICA DI PROPULSIONE	61
3.2.1	<i>Equazioni di tensione nel riferimento di statore</i>	62
3.2.2	<i>Modellizzazione della FMM rotorica</i>	63
3.2.3	<i>Matrici del modello nel riferimento di statore</i>	64
3.2.4	<i>Trasformazione nel sistema di riferimento sincrono d-q-0</i>	67
3.2.5	<i>Modello nel riferimento d-q-0 e relative matrici</i>	69
3.2.6	<i>Equazione di coppia</i>	71
3.3	IMPLEMENTAZIONE NUMERICA DEL MODELLO	73
CAPITOLO 4	STUDIO E MODELLIZZAZIONE DEL CONVERTITORE DI PROPULSIONE	75
4.1	INTRODUZIONE	77
4.2	GENERALITÀ	77
4.3	MODELLO DEL SISTEMA DI CONVERSIONE	80
4.4	CONTROLLO DI TENSIONE DEI CONVERTITORI	83
4.4.1	<i>Controllo del convertitore lato rete nel funzionamento da motore</i>	89
4.5	REGOLATORI PID	91
4.5.1	<i>Struttura di un regolatore PID ideale</i>	92
4.6	MODELLO DEGLI ANELLI DI REGOLAZIONE IN SIMULINK	94
4.6.1	<i>Fenomeno del wind-up</i>	94
4.6.2	<i>Controllo del convertitore lato macchina nel funzionamento da generatore</i>	99
4.6.3	<i>Controllo del convertitore lato rete nel funzionamento da generatore</i>	100
4.7	MODELLIZZAZIONE DEL CONTROLLO AD ORIENTAMENTO DI CAMPO PER MOTORE DI PROPULSIONE PRINCIPALE	101
4.8	ANELLI DI REGOLAZIONE	103
4.8.1	<i>Regolazione lato motore</i>	103
4.8.2	<i>Regolazione lato rete</i>	113
4.9	SIMULAZIONE NUMERICA DEL SISTEMA DI CONTROLLO E SUO INTERFACCIAMENTO CON I BLOCCHI MOTORE E INVERTER	123
CAPITOLO 5	IMPLEMENTAZIONE CIRCUITALE DEL MOTORE DI PROPULSIONE	125
5.1	INTRODUZIONE	127
5.2	PREMESSA	127
5.3	STRATEGIA DI IMPLEMENTAZIONE E ARCHITETTURA DEL BLOCCO MOTORE	129
5.3.1	<i>Interfaccia di caratterizzazione parametrica</i>	130
5.3.2	<i>Blocco motore adatto all'interfacciamento con i modelli SimPowerSystems</i>	133

5.3.3	<i>Struttura interna del blocco motore: interfaccia e nucleo Simulink</i>	135
5.3.4	<i>Blocco “Simulink Core”</i>	137
5.3.5	<i>Blocchi di trasformazione di coordinate</i>	140
5.3.6	<i>Blocco “dq model”</i>	142
5.3.7	<i>Blocco “Mechanical model”</i>	143
5.3.8	<i>Blocco di calcolo della coppia</i>	144
CAPITOLO 6 IMPLEMENTAZIONE CIRCUITALE DEL CONVERTITORE E DEL SISTEMA DI CONTROLLO		145
6.1	INTRODUZIONE.....	147
6.2	SCELTA DEL SOLVER.....	148
6.3	MODELLO DEL SISTEMA GLOBALE.....	149
6.3.1	<i>Modello del sistema di alimentazione</i>	150
6.3.2	<i>Modello del sistema di conversione</i>	153
6.3.3	<i>Modello del controllo</i>	155
6.3.4	<i>Modello del riferimento di tensione del DC-link</i>	164
6.3.5	<i>Modello dei regolatori</i>	166
6.3.6	<i>Blocchi di implementazione delle trasformate di Park</i>	170
6.4	INTERFACCIA DI INSERIMENTO DEI PARAMETRI DEL MODELLO.....	172
CAPITOLO 7 SEMPLIFICAZIONE DEL MODELLO DEL SISTEMA DI PROPULSIONE		179
7.1	INTRODUZIONE.....	181
7.2	PREMESSA.....	181
7.3	DESCRIZIONE DEL MODELLO SEMPLIFICATO.....	183
7.4	CONFRONTO TRA ALIMENTAZIONE SINUSOIDALE E PWM.....	186
7.4.1	<i>confronto dell’AFE con comando di tensione sinusoidale e PWM</i>	188
7.4.2	<i>Riformulazione delle equazioni differenziali di macchina</i>	190
7.4.3	<i>Implementazione delle trasformazioni di Park e Clarke</i>	192
7.4.4	<i>Implementazione dei blocchi di integrazione</i>	194
7.4.5	<i>Implementazione delle interfacce con gli altri blocchi del sistema di simulazione</i>	194
CAPITOLO 8 IMPLEMENTAZIONE NUMERICA DEL MODELLO DEL SISTEMA DI PROPULSIONE		197
8.1	INTRODUZIONE.....	199
8.2	MODELLIZZAZIONE DEL SISTEMA GLOBALE MEDIANTE EQUAZIONI MATEMATICHE.....	200
8.2.1	<i>Blocco rete</i>	202
8.2.2	<i>Blocco LCL</i>	204
8.2.3	<i>Blocco convertitore</i>	210
8.2.4	<i>Blocco controllo lato rete</i>	214
8.2.5	<i>Blocco controlli lato motore</i>	216

8.2.6	<i>Sottoblocco deflussatore</i>	218
8.2.7	<i>Blocco quadruple-three-phase synchronous machine</i>	219
8.2.8	<i>Blocco Global Model</i>	220
8.3	SOLVER E TEMPI SIMULAZIONE	222
CAPITOLO 9 IMPLEMENTAZIONE NUMERICA DEL SISTEMA DI GENERAZIONE-ASSE		225
9.1	INTRODUZIONE	227
9.2	MODELLO DEL GENERATORE-ASSE	227
9.2.1	<i>Blocco Quadruple-three-phase synchronous machine</i>	228
9.2.2	<i>Blocco Convertitore</i>	228
9.2.3	<i>Blocco controlli lato motore</i>	230
9.2.4	<i>Blocco GLOBAL MODEL</i>	232
9.3	INTERFACCIA DI INSERIMENTO DEI PARAMETRI.....	234
9.4	BLOCCO PRESA DI CARICO	235
CAPITOLO 10 RISULTATI DELLE SIMULAZIONI.....		236
10.1	INTRODUZIONE	237
10.2	IMPLEMENTAZIONE DEL FILTRO LCL SECONDO LE EQUAZIONI DI PARK	237
10.3	SIMULAZIONE CON SIMULATORE SINUSOIDALE.....	245
10.3.1	<i>Coppia erogata dalla macchina</i>	246
10.3.2	<i>Corrente assorbita dalla prima terna di statore</i>	247
10.3.3	<i>Corrente assorbita dal sistema di propulsione</i>	248
10.3.4	<i>Tensione del DC-Link</i>	250
10.4	SIMULAZIONE CON SIMULATORE PWM	252
10.4.1	<i>Coppia</i>	253
10.4.2	<i>Corrente assorbita dal sistema di propulsione</i>	255
10.4.3	<i>Tensione del DC-Link</i>	256
10.5	SIMULAZIONE DEL FUNZIONAMENTO DA GENERATORE-ASSE.....	258
10.5.1	<i>Tensione del dc-link</i>	258
10.5.2	<i>Corrente erogata dalla macchina</i>	259
10.5.3	<i>Tensione ai morsetti della prima terna di statore</i>	260
10.6	VALIDAZIONE DEL MODELLO	261
CAPITOLO 11 SISTEMA DI GENERAZIONE PER RETI NAVALI IN CORRENTE CONTINUA IN MEDIA TENSIONE.....		267
11.1	INTRODUZIONE	269
11.2	ARCHITETTURA DEL SISTEMA DI GENERAZIONE.....	270
11.2.1	<i>Generatore a rotore avvolto a quattro terne e motore primo</i>	271
11.2.1	<i>Convertitori AC/DC e relativi filtri</i>	275
11.2.1	<i>Regolatori di velocità e di tensione</i>	276

11.3	IMPLEMENTAZIONE DEL SISTEMA	277
11.4	RISULTATI DI SIMULAZIONE.....	278
CONCLUSIONI		281
APPENDICI.....		284
11.5	APPENDICE A: RIEPILOGO DEI PARAMETRI DI SIMULAZIONE RELATIVI AL MOTORE.....	286
11.6	APPENDICE B: RIEPILOGO DEI PARAMETRI DI SIMULAZIONE RELATIVI AI REGOLATORI...	287
BIBLIOGRAFIA.....		288

Introduzione

Il presente elaborato si pone come obiettivo lo studio di un sistema di propulsione ibrido installato su navi militari di nuova concezione.

Lo studio si focalizzerà principalmente sugli azionamenti elettrici del sistema di propulsione e sulla loro interazione con il sistema elettrico integrato di bordo (Rete).

L'obiettivo principale è quello di realizzare un simulatore in grado di modellizzare in modo dettagliato l'azionamento elettrico di propulsione oggetto di studio, permettendo di simulare il funzionamento dello stesso sia in regime stazionario che in regime dinamico. Questo simulatore deve essere in grado di valutare sia il comportamento dell'azionamento in varie condizioni di funzionamento che i suoi effetti sulla rete elettrica di bordo.

Nel Capitolo 1 è spiegato come sono strutturati gli impianti elettrici di bordo di una nave a propulsione elettrica e di come è composta l'alimentazione del sistema di propulsione.

Nel Capitolo 2 viene eseguita un'analisi delle problematiche legate all'interfacciamento dei vari software di simulazione con le piattaforme hardware in commercio, al fine di valutare quale adottare per realizzare il simulatore del sistema oggetto di studio.

Nel Capitolo 3 viene effettuata la modellizzazione matematica dettagliata della macchina elettrica dell'azionamento di propulsione oggetto di studio.

Nel Capitolo 4 viene effettuata la modellizzazione matematica dettagliata del convertitore utilizzato per azionare il motore di propulsione descritto nel capitolo 3. Inoltre viene effettuata un'analisi degli anelli di regolazione dell'azionamento di propulsione e la conseguente progettazione dei regolatori PI che li compongono.

Nel Capitolo 5 è descritta la modalità con cui il modello del motore di propulsione è stato implementato nell'ambiente di sviluppo scelto. Viene inoltre, presentata la strategia di interfacciamento utilizzata per far interagire, nello stesso ambiente, elementi di potenza con elementi di segnale.

Nel Capitolo 6 è descritto in modo approfondito il modello del sistema di conversione implementato nell'ambiente di sviluppo, analogamente a quanto fatto nel Capitolo 5.

Nel Capitolo 7 viene esposta una prima strategia di semplificazione, adottata al fine di rendere la gestione dei dati elaborati dal simulatore meno gravosa dal punto di vista computazionale.

Nel Capitolo 8 viene ridefinito il modello del sistema di propulsione in termini puramente matematici, abbandonando l'approccio circuitale adottato inizialmente. Questa scelta porta ad ottimizzare ulteriormente le prestazioni del simulatore in termini soprattutto di velocità di calcolo. L'implementazione del modello presenta due varianti: una viene nel seguito indicata con "simulatore sinusoidale" ed è caratterizzata dal fatto che le tensioni nel lato in alternata dei convertitori sono sinusoidali e coincidono con le tensioni di riferimento elaborate dai regolatori, l'altra, nel seguito indicata con "simulatore PWM", è caratterizzata dal fatto che le tensioni nel lato in alternata dei convertitori sono il risultato della PWM a sottoscillazione. La prima variante consente una velocità di calcolo maggiore ma si perdono le informazioni sul contenuto armonico delle correnti assorbite o erogate dai convertitori. La seconda variante richiede maggiori risorse di calcolo e più tempo per l'esecuzione delle simulazioni ma permette di osservare gli effetti della PWM sulla distorsione armonica delle correnti e di conseguenza anche gli effetti delle armoniche di corrente sulla rete e sul motore.

Nel Capitolo 9 è descritto il modello del generatore-asse, implementato esclusivamente in termini matematici, a partire dalla trattazione fatta nel Capitolo 8 per il sistema di propulsione.

Nel Capitolo 10 sono riportati i risultati ottenuti dalle simulazioni effettuate utilizzando i simulatori operanti nelle modalità descritte nel Capitolo 8. Inoltre viene effettuata, attraverso il confronto tra i risultati delle simulazioni e i risultati delle prove in fabbrica riportati nei report di collaudo dei produttori del sistema oggetto di studio, una validazione del simulatore del generatore-asse.

Nel Capitolo 11 sono riportati i risultati di uno studio effettuato su di un sistema di generazione applicabile a reti navali in media tensione continua (MVDC). Il modello presenta un sistema composto da un generatore sincroquadri-terna a rotore avvolto che alimenta un carico in continua attraverso 4 convertitori ca/cc (uno per ogni terna di avvolgimenti della macchina) collegati in serie e provvisti di filtri di uscita LC opportunamente dimensionati.

Capitolo 1 Navi e sistemi di propulsione

1.1 Introduzione

In questo capitolo si fornisce un'infarinatura generale sulla terminologia costruttiva di una nave. Questo permette una migliore comprensione di come vengono catalogate, dal punto di vista tecnico, le diverse imbarcazioni prodotte. In seguito si esegue una classificazione dettagliata dei principali aspetti tecnologici che stanno alla base di quest'analisi. Infine è presente una breve spiegazione di come sono strutturati i principali impianti elettrici di bordo di una nave a propulsione elettrica e di come è composta l'alimentazione del sistema di propulsione.

1.2 Generalità

Di seguito vengono riportate alcune definizioni relative alle principali strutture di una nave [6].

Nave (ship, vessel): galleggiante in grado di muoversi autonomamente sulla superficie del mare con velocità superiore a un determinato limite (7 nodi).

Scafo (hull): parte della nave costituente il corpo impermeabile, generalmente simmetrico rispetto a un piano verticale disposto longitudinalmente, detto piano di simmetria (center line plan).

Sinistra (port side): parte a sinistra dell'osservatore, rivolto verso prora, solidale al piano di simmetria della nave.

Dritta (starboard side): parte a destra dell'osservatore solidale al piano di simmetria.

Prora o prua (forward, bow): parte anteriore dello scafo.

Poppa (aft, stern): parte posteriore dello scafo.

Murate (sides): parte emersa dei fianchi dello scafo della nave.

Mascone (bow): parte emersa della prora dello scafo.

Giardinetto (quarter): parte emersa della poppa.

Opera viva (underwater hull): parte immersa dello scafo.

Opera morta (upper works, top side, dead works): parte emersa dello scafo.

Linea di galleggiamento (water line): intersezione del piano di galleggiamento con la superficie esterna dello scafo.

Dislocamento (displacement): peso della nave pari, per il principio di Archimede, al peso del volume di liquido spostato.

Mezzo propulsivo: sistema in grado di imprimere uno spostamento controllato allo scafo su cui è installato.

Sala macchine (engine room): zona della nave adibita all'alloggiamento delle apparecchiature di generazione.

Linea d'assi (axes line): insieme degli elementi di collegamento tra il mozzo dell'elica e l'elemento motore.

1.3 La propulsione elettrica

Lo sviluppo e lo studio di nuove tecniche propulsive, con lo scopo di ottenere sempre maggiori prestazioni, minori consumi e maggior qualità di servizio, ha portato alla nascita di una serie di soluzioni differenti. Le famiglie più comuni sono di seguito elencate.

Piroscafi: navi mosse da una motrice a vapore alternativa (non più in uso).

Turbonavi: navi con turbina a vapore connessa all'albero di trasmissione. Tecnologia in disuso fino a pochi anni fa, ora in rilancio grazie alla presenza delle navi gasiere, per le quali il "boil off", ossia l'evaporazione del carico, diventa un ottimo vettore per il sistema di propulsione.

Motonavi: navi mosse da motori diesel connessi alla trasmissione. Questo si è rivelato essere un sistema semplice e di dimensioni contenute per l'installazione su navi di piccola taglia.

Navi con apparato diesel-elettrico: navi in cui la generazione elettrica avviene per via endotermica e la propulsione proviene da uno o più motori elettrici alimentati dal sistema elettrico di bordo.

Navi a propulsione nucleare: navi a propulsione elettrica, dove la generazione deriva da una turbina a vapore alimentata da una caldaia nucleare.

Navi mosse da turbine a gas eventualmente in combinazione con motori diesel: tecnologia nata da non troppi anni, ritrova larga applicazione nelle navi militari e su navi mercantili veloci.

La propulsione elettrica, al giorno d'oggi, sta riscontrando una sempre maggiore diffusione in campo navale, anche la richiesta di potenza elettrica in gioco è aumentata. Il sistema elettrico navale è autonomo e indipendente dal mondo esterno, si ha pertanto la presenza a bordo di tutto ciò che è necessario per il funzionamento di tale impianto, come apparati di generazione, di trasmissione, di distribuzione ed infine di utilizzazione. Sebbene per la maggioranza delle navi - quelle indicate come "standard", a più basso costo relativo e a più bassa tecnologia - la propulsione meccanica con motori diesel rappresenta attualmente l'unica scelta economicamente conveniente, la propulsione elettrica, per varie tipologie di navi, si sta ritagliando una buona fetta di mercato. I primi esempi di propulsione elettrica navale risalgono agli anni '20. Però solo dopo la nascita ed il consolidamento dell'elettronica industriale di potenza e delle tecnologie legate ai convertitori è avvenuto lo sviluppo vero e proprio della propulsione elettrica[7].

1.3.1 Dimensionamento della potenza elettrica totale

La potenza totale del sistema di generazione viene determinata dal prodotto tra la potenza totale richiesta dal sistema ed il coefficiente medio di utilizzazione K_n , dove:

$$K_n = \frac{P_{mr}}{P_n} \cdot \frac{N}{24} \quad (1.1)$$

Questo coefficiente, ricavabile per via numerica o per via empirica per mezzo di prove su navi precedentemente prodotte, è direttamente proporzionale al prodotto tra il coefficiente di utilizzazione istantanea (P_{mr}/P_n) ed il coefficiente d'intermittenza ($N/24$) dove:

P_{mr} = Potenza media resa;

P_n = Potenza nominale;

N = Ore di servizio giornaliero;

1.3.2 Ripartizione del carico di generazione

Dalla somma delle potenze assorbite così calcolate con le perdite di trasporto, dovute alle impedenze proprie dei cavi di collegamento, si ricava il carico medio dell'impianto elettrogeneratore nelle diverse condizioni operative. Nel computo finale della potenza di generazione si inserisce anche un margine di potenza, variabile tra il 10 % e il 20% della totale, allo scopo di sopperire ad eventuali incrementi di utenze durante la vita della nave. Dal bilancio elettrico si stabilisce anche quale sia il numero, con la relativa potenza specifica, di generatori da installare, in modo da ottenere, nelle diverse condizioni operative, un assetto operativo ottimale; cioè una serie di diesel-generatori che lavorino per il maggior tempo possibile in prossimità del valore di pieno carico e quindi nelle condizioni di massimo rendimento. Occorre considerare che, in questo frangente, i generatori devono poter sopperire non solo alla potenza media richiesta dal carico, ma anche ai picchi di carico in seguito all'avviamento dei motori elettrici più grossi. La suddivisione della potenza su più unità, eventualmente diverse tra loro, è conveniente per l'elasticità di esercizio, ma non per quanto riguarda il peso, l'ingombro ed i costi di installazione e manutenzione, direttamente proporzionali alla parzializzazione del sistema di generazione. Risulta quindi economicamente conveniente installare elettrogeneratori per quanto più possibile identici tra loro e fissarne il numero ad un valore tale da realizzare un impianto semplice, di buon rendimento e dal peso e costo contenuti. Va considerata, inoltre, la presenza di una riserva di potenza che assicuri la continuità del servizio anche in condizioni di funzionamento con un generatore in avaria. Quindi i generatori, il cui numero è mantenuto il più possibile modesto, possiedono una potenza unitaria abbastanza importante rispetto a quella effettivamente necessaria. In letteratura sono riportate configurazioni del tipo [8]:

- 2 generatori per potenze assorbite fino a 400 - 500 kW, ciascuno in grado di sopportare tutto il carico di bordo;
- 3 generatori per potenze fino a 1300 - 1500 kW, due dei quali in grado di sopportare tutto il carico di bordo;

- 4 o più generatori per potenze maggiori di 1500 kW, ciascuno con potenza unitaria tra i 2000 e i 4000 kW.

In condizioni normali i gruppi diesel-generatori vanno utilizzati a rotazione in modo da ottenere lo stesso quantitativo di ore / anno di servizio.

1.3.3 Tensione e Frequenza di alimentazione

Al generatore, accoppiato per mezzo di appositi giunti al motore diesel, viene fornita in ingresso energia meccanica, che viene convertita in energia elettrica e messa a disposizione ai morsetti di uscita. La tensione ai morsetti di uscita del generatore elettrico è alternata trifase con frequenza di 60Hz. Le frequenze attualmente in uso sono di 50 e di 60 Hz. Mentre la frequenza di 50 Hz è caratteristica degli impianti terrestri d'Europa, Africa e Australia, quella di 60 Hz è tipica degli impianti terrestri e navali dell'America e del Giappone. Oggi si continuano a costruire prevalentemente generatori a 50 Hz, ma si sta osservando una forte tendenza ad utilizzare, per gli impianti navali, la frequenza di 60 Hz. Il sistema a 440 V 60 Hz, rispetto a quello a 380 V 50 Hz, è tecnicamente ed economicamente superiore in quanto richiede macchinari, reti di distribuzione, quadri ed apparecchiature elettriche meno pesanti, perciò meno costosi. Per di più il fatto di lavorare a 60 Hz consente agli ausiliari delle velocità caratteristiche più vicine alle esigenze degli impianti. È risaputo che la maggior tensione in gioco riduce i valori delle correnti nominali e di corto circuito corrispondenti, mentre la maggior frequenza di rete aumenta il valore delle impedenze caratteristiche della rete. La velocità dei macchinari viene incrementata del 20% rispetto alla frequenza di 50 Hz; quindi il sistema a 440V 60 Hz permette di realizzare motori a velocità corrispondenti a quelle sincrone di 1800 e 1200 giri al minuto, velocità gradita da pompe e ventilatori. Questo sistema prevede una ripartizione della generazione elettrica su svariati carichi che vanno dall'illuminazione, ai compressori per l'aria condizionata, ai frigoriferi, alle pompe d'esercizio e d'emergenza, ai motori di sollevamento, ai servizi nelle cabine, a quelli di comunicazione e navigazione e, per alcuni tipi di nave, anche ai motori per le eliche di propulsione e manovra. Come sopracitato, si sta verificando un notevole aumento della richiesta della potenza installata di bordo. Si raggiungono oggi comunemente potenze di 7-8 MVA per

navi mercantili, 50 MVA per navi da crociera e superiori nel caso di piattaforme di perforazione off-shore. Specialmente per gli ultimi due casi citati diviene obbligatoria la scelta per la generazione d'energia, date le potenze in gioco, di passare dalla bassa alla media tensione. Si è individuato come limite superiore per la generazione in bassa tensione la potenza di 8 MVA; per potenze maggiori occorre passare alla generazione direttamente in media tensione. Il valore più usato oggi è pari a 6600 V. Mentre la distribuzione in bassa tensione viene fatta, prevalentemente, con tensioni di 440 V per tutti gli utenti di potenza rilevante e di 220 V per piccoli utenti e per l'impianto di illuminazione.

1.3.3.1 Vantaggi derivanti dall'utilizzo dei sistemi a 440V/60 Hz

A parità di potenza trasmessa, i vantaggi dovuti all'innalzamento della tensione derivano dalla notevole riduzione della corrente. I vantaggi principali sono:

- riduzione dei costi di investimento (sezioni inferiori dei conduttori sia nei quadri che nelle linee in cavo di distribuzione);
- riduzione dei costi di esercizio (perdite per effetto joule minori, maggior contenimento dei costi di manutenzione conseguenti alle correnti inferiori in gioco);
- migliori condizioni di esercizio (cadute di tensione contenute, correnti di corto circuito inferiori, lunghezze ammissibili dei cavi più elevate);
- tendenze alla riduzione degli spazi occupati e dei pesi di quadri, cavi, ecc. (minori consumi finali).

1.3.4 Stato del neutro

Va fatta una differenziazione tra parti diverse della rete. Si considera rete primaria quella che fa capo al quadro principale, di media tensione, che alimenta le grosse utenze della nave. Si considerano invece reti secondarie quelle che derivano dalla rete primaria.

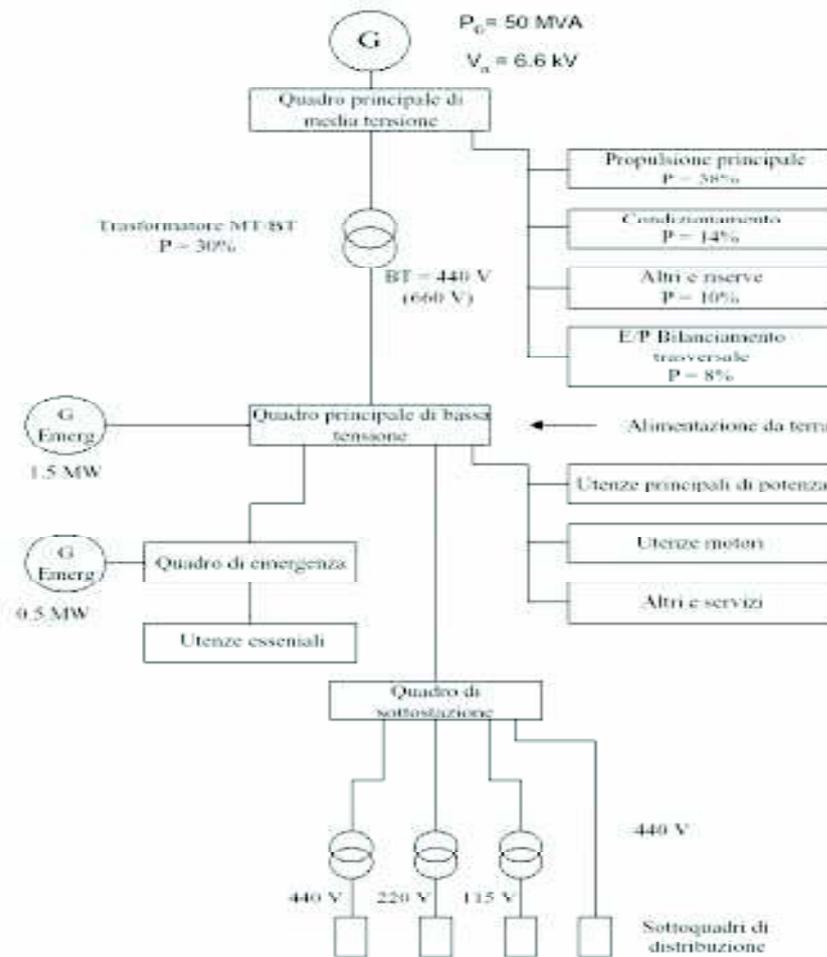


Figura 1.1 Flowchart di un tipico impianto di generazione e distribuzione per nave passeggeri

Dalla Figura 1.1 Flowchart di un tipico impianto di generazione e distribuzione per nave passeggeri, si può notare che per il 70% della potenza installata sulla nave, quella alimentante i carichi principali, si utilizza la tensione di 6600V; per il rimanente 30% si utilizza un trasformatore MT/BT con tensione secondaria di 440 V (oppure 660V).

Nelle reti primarie di forza è generalmente impiegato il sistema trifase a tre conduttori; sistema che può essere gestito in due modi:

1. Con neutro isolato, cosicché la prima andata a terra di una qualunque fase della rete primaria non costituisce corto circuito. L'immediato distacco della suddetta sezione sarebbe inopportuno, potendo essa funzionare ancora in modo soddisfacente.
2. Con neutro a terra tramite resistenza.

Le reti secondarie, ai tempi in cui gli impianti di bordo erano poco estesi e le potenze in gioco modeste, erano costituite da sistemi monofasi a due conduttori isolati o a tre conduttori con punto medio del trasformatore collegato a massa (Figura 1.5).

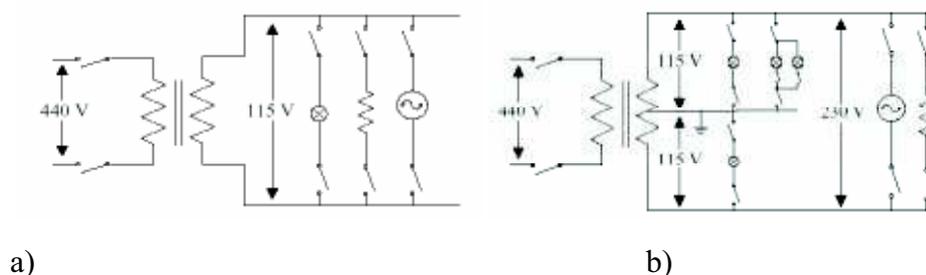


Figura 1.5.a) Sistema monofase con conduttori isolati

Figura 1.2.b) Sistema monofase a tre conduttori con punto medio del trasformatore a terra

Con l'incremento delle potenze in gioco si è preferito passare al sistema trifase con neutro riportato, così da poter alimentare sia motori trifasi di potenza ridotta che carichi monofase come forni, illuminazione e utenze generiche. In caso di impianti molto estesi (come è il caso di navi passeggeri) questo sistema fa conseguire un certo risparmio perché consente di utilizzare interruttori automatici con neutro apribile, molto meno costosi dei normali interruttori bipolari.

Per motivi di sicurezza, il neutro viene esercito a terra; una rete di bassa tensione con neutro isolato risulta essere più pericolosa. Il fatto di non avere il neutro vincolato a terra, in caso di contatto o guasto tra le fasi del sistema in media con quello in bassa tensione, comporterebbe una notevole sovratensione della rete in bassa con probabili scariche verso terra dei nodi più deboli dell'impianto, nonché introdurrebbe un grave pericolo dovuto all'innalzamento delle tensioni di passo e di contatto.

Esercendo la rete di bassa tensione con il neutro a terra, al momento del guasto si instaura una corrente di circolazione tra le fasi guaste di media e bassa tensione; questa corrente va ad elevare la tensione degli impianti di terra delle due reti. In questo modo il valore delle correnti in gioco è in grado di far intervenire le protezioni di massima corrente della rete.

Durante la permanenza del guasto, la tensione verso terra del sistema in bassa tensione assume un valore definito dai rapporti tra le impedenze in gioco nel circuito di guasto. Il valore della tensione che si va ad instaurare è:

$$E = \frac{Z_B}{Z_B + Z_M} \cdot E_A \quad (1.2)$$

dove:

E_A corrisponde alla tensione della rete primaria;

E corrisponde alla sovratensione che si instaura nella rete in bassa durante il guasto di una fase di media;

Z_B corrisponde all'impedenza di bassa tensione, costituita dalla sola resistenza del collegamento di terra R_B ;

Z_M corrisponde all'impedenza di media tensione, che con neutro isolato risulta essere pari alle capacità parassite tra terra e cavo in guasto C_M .

Essendo Z_B trascurabile rispetto a Z_M , che in modulo equivale a scrivere $R_B \ll \frac{1}{\omega c_M}$, il partitore risulta sfavorevole per il circuito di bassa tensione, quindi in caso di guasto della media l'aumento di tensione sulla bassa è limitato. Se in bassa tensione, con neutro a terra, si verifica un cortocircuito, la corrente di corto si richiude nel centro stella del trasformatore attraverso l'impedenza Z_B . In questo caso si instaurano delle sovratensioni che possono raggiungere valori importanti per l'impianto.

Le protezioni contro corto circuiti e sovraccarichi rivestono grande importanza per la conservazione dei conduttori e delle apparecchiature ad essi collegati. Esse rivestono un ruolo ancor più importante per la limitazione del pericolo di incendio che può manifestarsi a seguito dei fenomeni termici legati al passaggio di correnti maggiori delle massime sopportabili dall'impianto. Le protezioni vengono scelte seguendo il principio di selettività amperometrica che limita la durata del guasto secondo le curve dell'integrale di joule dell'energia passante. Questo perchè durante il guasto la linea è percorsa dall'intera corrente di corto circuito, che può raggiungere valori pari a dieci volte la corrente nominale. Diventa perciò rilevante l'effetto termico legato al quadrato della corrente.

1.3.5 Scelta delle protezioni

Per la protezione contro le sovracorrenti solitamente vengono utilizzati interruttori, fusibili o interruttori combinati con fusibili.

Nei sistemi in media tensione degli impianti navali vengono utilizzati interruttori ad esafluoruro di zolfo SF_6 , più efficaci, compatti ed a minore manutenzione rispetto a quelli a bagno d'olio o ad aria, usati in passato.

Nella bassa tensione si utilizzano, invece, interruttori in aria con largo impiego dei limitatori, con i quali si possono fronteggiare le elevate correnti di corto circuito che si possono verificare nei sistemi con il neutro a terra. Questi interruttori sono caratterizzati da:

- tempi totali d'interruzione molto ridotti (qualche ms);
- valori bassi dell'integrale di joule;
- poteri di interruzione assai elevati.

Per i circuiti principali, che prendono avvio dai generatori, la scelta delle protezioni si basa sulla conoscenza di:

- correnti di corto circuito;
- corrente di esercizio;
- corrente dovuta ai transitori di manovra.

La corrente di esercizio viene calcolata tenendo conto del massimo numero di utenti in funzionamento contemporaneo nel caso di servizio più gravoso. Con lo stesso criterio viene stabilita la massima corrente di esercizio durante gli avviamenti e la sovracorrente relativa. Su tali valori viene effettuata la taratura dei relè, in modo da evitarne scatti intempestivi, assicurando la simultanea protezione degli elementi connessi in serie al circuito, compresi i relativi cablaggi.

1.3.6 Taratura dei relè

Le tarature dei relè di massima corrente si attestano su correnti molto elevate, circa 5 - 10 volte la corrente nominale. Per i relè di sovraccarico questo valore scende fino a 1.2 - 1.5 volte. Nei circuiti di elevata portata viene utilizzato un relè di sovraccarico a ritardo meccanico, che ha i vantaggi di essere indipendente dalla temperatura ambiente e di non richiedere tempi di attesa per la rimessa in esercizio dopo il suo intervento.

Il relè termico a bimetallo va utilizzato per la piccola e media portata. Il suo intervento si verifica dopo 1 - 3 minuti di funzionamento sotto l'effetto di correnti che si attestano attorno a 1.5 volte il valore della massima nominale, in un ambiente alla temperatura di 45°C.

La caratteristica del relè a bimetallo è a tempo inverso, ossia la tempistica di intervento cala all'aumentare della corrente di sovraccarico. Il problema intrinseco di questo elemento sta nell'obbligo di attesa del tempo necessario al raffreddamento del bimetallo per la rimessa in servizio dell'interruttore.

1.3.7 La selettività delle protezioni

Il coordinamento delle protezioni è realizzato in funzione dalle caratteristiche dell'impianto e delle relative correnti di guasto secondo i due criteri fondamentali della selettività.

L'articolo 536.1 della Norma CEI 64-8 è dedicato alla selettività tra dispositivi di protezione contro le sovracorrenti: "Quando più dispositivi di protezione sono posti in serie e quando le necessità di esercizio lo giustificano, le loro caratteristiche di funzionamento devono essere scelte in modo da staccare dall'alimentazione solo la parte dell'impianto in cui si trova il guasto". In definitiva si dovrà fare in modo che in presenza di un guasto intervenga unicamente il dispositivo di protezione installato immediatamente a monte del punto guasto. Gli altri dispositivi di

protezione attraversati dalla corrente di guasto dovranno rimanere chiusi e consentire al resto dell'impianto sano di rimanere alimentato.

Gli interruttori automatici di bassa tensione sono suddivisi in due categorie fondamentali: interruttori in scatola isolante e interruttori di tipo aperto. Entrambe queste tipologie di dispositivi vengono a loro volta classificate in funzione del tipo di intervento, che può essere istantaneo o selettivo. A questo scopo le Norme fanno corrispondere questa classificazione a due categorie di utilizzo, rispettivamente A (istantanei) e B (selettivi).

Per meglio orientarsi tra funzioni e limiti relativi all'impiego degli interruttori selettivi si ritiene utile richiamare alcuni concetti fondamentali riguardanti la selettività. Questa si ottiene con il coordinamento tra due o più interruttori posti in serie sui diversi circuiti di un impianto e può essere o amperometrica o cronometrica.

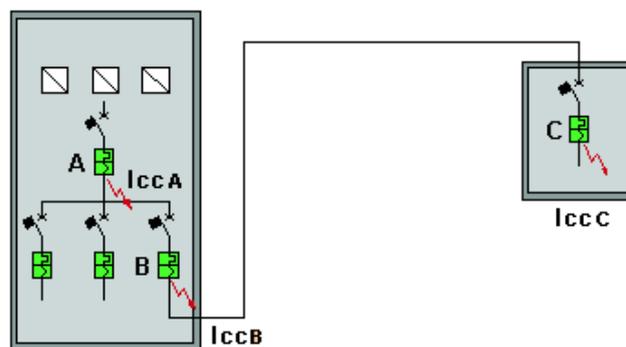


Figura 1.3 Schema esemplificativo del principio di selettività

L'interruttore A di Figura 1.3 è selettivo rispetto a B e C se interviene solo per le sovracorrenti I_{ccA} . L'interruttore B di Figura 1.3 è selettivo rispetto a C se interviene per le sovracorrenti I_{ccB} .

1.3.7.1 Selettività amperometrica naturale

Generalmente è ottenuta coordinando opportunamente i valori di corrente nominale della catena di interruttori. La caratteristica di intervento a tempo inverso dell'interruttore posto a monte, in ogni punto del diagramma, deve essere superiore a quella dell'interruttore a valle. È in genere sufficiente che tra A e B esista un

rapporto $\left(\frac{I_{ccM}}{I_{ccV}}\right)$ tra le correnti nominali pari o superiore a 2 (I_{ccM} corrisponde alla corrente nominale dell'interruttore a monte del guasto e I_{ccV} alla corrente nominale dell'interruttore a valle dello stesso).

La selettività amperometrica è piuttosto difficile da ottenere ed è generalmente garantita solo per i sovraccarichi e non per i corto circuiti. Il risultato è spesso una selettività parziale.

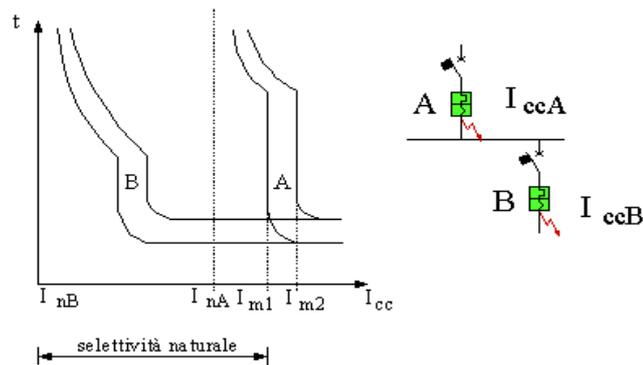


Figura 1.4 Selettività amperometrica fra interruttori automatici con diverse correnti nominali.

In Figura 1.4 l'interruttore A è selettivo rispetto a B per sovracorrenti non superiori alla sua soglia inferiore di intervento magnetico. Se per esempio $I_{nA}=250$ A e $I_{m1}=5 \cdot I_{nA}$ si ha selettività in sovraccarico fino a 1250 A.

1.3.7.2 Selettività energetica

La selettività amperometrica fra interruttori rapidi e interruttori limitatori (Figura 1.5), detta anche selettività energetica, viene ottenuta installando a monte un interruttore di tipo rapido con un tempo di prearco dell'ordine di 2-3 ms e a valle un interruttore limitatore con tempi di prearco di 0,6-1 ms.

La selettività vale se l'energia specifica di corto circuito lasciata passare dall'interruttore posto a valle è minore di quella richiesta per azionare lo sganciatore magnetico dell'interruttore posto a monte. Questo tipo di selettività, determinata mediante prove di laboratorio, deve essere dichiarata dal costruttore. Generalmente è possibile applicarla fino a prestabiliti valori di corrente di cortocircuito (10-15 kA), sempre indicati dal costruttore.

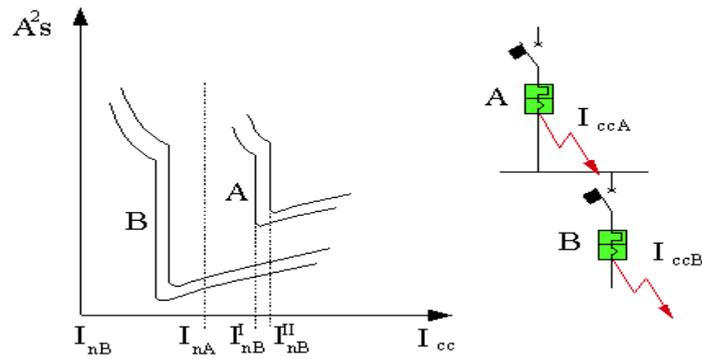


Figura 1.5 Selettività amperometrica tra interruttori rapidi ed interruttori limitatori

La selettività amperometrica viene indicata dal costruttore, la si determina mediante prove. Può essere totale o parziale (cioè fino ad un certo valore di I_{cc}).

1.3.7.3 Selettività cronometrica

Questo tipo di selettività, chiamata cronometrica, è ottenuta ritardando, con opportuni dispositivi, di 40-300 millisecondi l'intervento in corto circuito dell'interruttore posto a monte per dare il tempo all'interruttore posto a valle di completare l'interruzione.

Con questa tecnica, nel circuito fluisce un'energia specifica 6-7 volte maggiore di quella lasciata passare da un interruttore senza ritardo.

I componenti protetti e l'interruttore automatico stesso debbono sopportare delle sollecitazioni termiche dovute al cortocircuito molto elevate, motivo per cui, la selettività cronometrica viene introdotta solamente per grossi interruttori con correnti nominali superiori a 500-630 A.

I valori sopraindicati derivano dalla Norma CEI 17-5, che classifica gli interruttori in due categorie di utilizzazione.

- Categoria A - Si ottiene solo la selettività di tipo amperometrico perché non dispongono di dispositivi per il ritardo intenzionale dell'intervento per correnti di corto circuito. Gli interruttori con corrente nominale inferiore a 500-630 A appartengono a questa categoria.
- Categoria B - Sono interruttori automatici con dispositivo di ritardo intenzionale. In corto circuito si può ottenere la selettività cronometrica introducendo tempi di ritardo variabili da 0 a 300 ms. I dispositivi di ritardo

possono essere di tipo elettromeccanico, nei quali si può regolare solo il tempo di prearco, o a microprocessore, in cui si possono ottenere regolazioni più complesse. Per questi apparecchi deve essere specificata la corrente nominale di breve durata I_{cw} . Per la scelta degli interruttori da inserire nel sistema, in modo da funzionare in termini di selettività, si va a considerare la massima energia che passa attraverso di essi, al fine di evitarne la fusione.

- Il valore dell'energia specifica passante totale W_{tot} in caso di guasto del sistema protetto attraverso la selettività cronometrica è dato dalla somma dell'energia specifica passante a ritardo nullo W_i e di quella dovuta al ritardo W_r .

$$W_{tot} = W_i + W_r \quad (1.3)$$

dove:

$$W_i = \int_{t_0}^{t_i} i^2 dt \quad (1.4)$$

è ottenuta dalla caratteristica $\frac{i^2 \cdot t}{I_{cc}}$ dell'interruttore e t_i è il tempo che si frappa fra l'inizio del corto circuito e l'istante in cui l'interruzione si completa con l'annullamento della corrente.

$$t_i = t_p + t_a \quad (1.5)$$

Questo è la somma di t_p , tempo di prearco, ossia il tempo che intercorre tra l'istante iniziale del corto circuito t_0 e l'istante in cui i contatti iniziano il movimento di apertura, e t_a , tempo d'arco, cioè il tempo che passa tra l'istante in cui i contatti iniziano il movimento di apertura a quello in cui l'arco si estingue.

L'energia specifica passante nel tempo di ritardo t_p corrisponde a

$$W_r = I_{2cc} \cdot t_r \quad (1.6)$$

dove t_r è il tempo di ritardo introdotto dall'interruttore, tempo che intercorre tra il manifestarsi del corto circuito e l'istante in cui lo sganciatore riceve il consenso per l'apertura. Quindi dato il tempo di prearco:

$$t_p = t_r + t_0 \quad (1.7)$$

il tempo complessivo di interruzione t_i risulta:

$$t_i = t_r + t_0 + t_a \quad (1.8)$$

La regolazione ideale delle protezioni determina l'intervento istantaneo con correnti poco superiori alla corrente nominale di progetto. Nella pratica una tale regolazione non si esegue perché i circuiti protetti sono soggetti a degli intervalli transitori caratteristici del tipo di carico alimentato; un esempio è dato dall'assorbimento derivante dallo spunto di un motore sotto carico. La regolazione ideale, quando possibile, pone la curva di intervento nelle immediate vicinanze degli assi cartesiani, senza però interferire con la curva di corrente caratteristica dei transistori del carico e senza intersecarsi con le curve degli sganciatori posti a valle, nel caso si cerchi la selettività verticale delle protezioni. Gli interruttori selettivi di tipo elettromeccanico posseggono un dispositivo meccanico che aumenta l'inerzia del meccanismo di sgancio; attraverso questo meccanismo si riesce ad ottenere un ritardo, regolabile a gradini, che può raggiungere anche 300 ms.

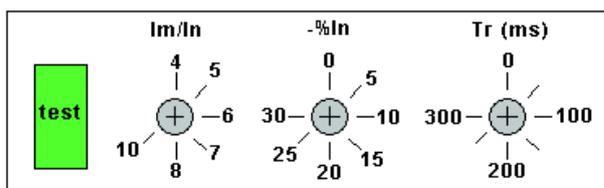


Figura 1.6 Meccanismo di regolazione soglie di intervento

Nella Figura 1.6 con la ghiera Im/In si esegue la regolazione della soglia di intervento istantaneo, con -%In si regola l'intervento differito e con Tr (ms) si imposta il ritardo per intervento differito. La massima energia specifica W_{tot} data dal transito della corrente I_{cn} per il tempo di ritardo t_r deve essere sopportabile dall'interruttore e, soprattutto, dal bimetallo del relè termico, normalmente la parte più debole dell'apparecchio. Per questo motivo non risulta realizzabile un sistema

che sia selettivo attraverso l'uso di interruttori magnetotermici con correnti nominali basse. Attraverso la conoscenza di W , ossia l'energia sopportata dal circuito tra l'interruttore selettivo e il più vicino interruttore protetto, il tempo t_r da implementare viene determinato attraverso la sequenza di operazioni seguenti.

1. Determinazione, mediante il diagramma $\frac{i^2 \cdot t}{I_{cc}^2}$ riferito a t_0 , dell'energia specifica passante W_0 , riferita alla corrente I_{cc} di corto circuito, nel punto di installazione del componente da proteggere.
2. Calcolo dell'energia massima sopportabile dal componente da proteggere, ponendo $W = (I_{cw(1s)})^2$, dove si prende I_{cw} come corrente nominale massima ammissibile di breve durata (1s) del componente. Nel caso si analizzi un tratto di cavo $W = K^2 \cdot S^2$.
3. Determinazione del tempo t massimo gestibile dalla regolazione, dove

$$t = \frac{W - W_0}{I_{cc}^2} \quad (1.9)$$

4. Impostazione della regolazione. Qualora i tempi massimi calcolati risultino inferiori a 100ms, l'interruttore selettivo di tipo elettromeccanico non può essere utilizzato per ottenere selettività cronometrica, in quanto non si riesce a ottenere un'accuratezza di regolazione ottimale.

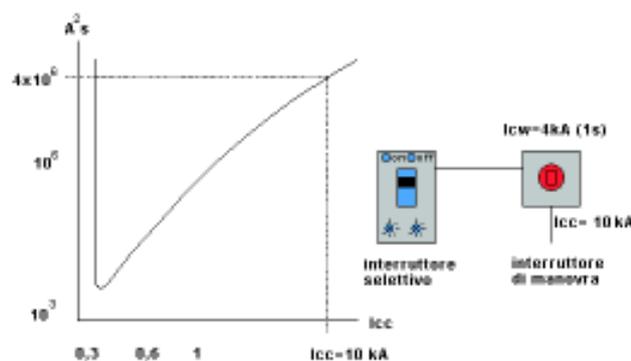


Figura 1.7 Caratteristica $(i^2 \cdot t) / I_{cc}^2$ per $T_r=0$

Ad esempio, data la caratteristica riportata in Figura 1.7, si ricava il valore da impostare per la selettività cronometrica seguendo la sequenza precedentemente indicata.

1. Energia sopportabile dall'interruttore di manovra:

$$W = I_{cw}^2 \cdot 1s = (4000)^2 \cdot 1 = 16000000A^2s \quad (1.10)$$

2. Energia specifica lasciata passare dall'interruttore per $I_{cc} = 10000A$:

$$W_0 = 4 \cdot 10^6 = 4000000A^2s \quad (1.11)$$

3. Tempo di ritardo massimo ammissibile:

$$t = \frac{W - W_0}{I_{cc}^2} = \frac{(16 - 4) \cdot 10^6}{100 \cdot 10^6} = 0.12s \cong 100ms \quad (1.12)$$

4. Scelta della regolazione da impostare: $t=100ms$

1.3.7.4 Differenze di utilizzo tra le selettività

La selettività amperometrica si adotta quando le impedenze dell'impianto sono tali da poter discriminare con buona approssimazione le correnti di guasto sui diversi livelli dell'impianto stesso. Quando questa situazione non è verificata, viene aumentata l'impedenza della linea mediante l'inserzione di reattanze, solitamente installate nella sezione di partenza delle linee o nelle sbarre di distribuzione. L'utilizzo dei reattori in serie alla linea ne modifica la tensione di rete a valle, provocando una caduta di tensione che aumenta al crescere della corrente in gioco fino a raggiungere il valore massimo durante il corto circuito. Va sempre verificato che il valore massimo di caduta reattiva non superi mai i limiti previsti per le condizioni di esercizio normale e nei periodi transitori.

La selettività cronometrica esegue una protezione selettiva totale sull'intero impianto anche quando non c'è differenza tra le correnti di corto circuito dei vari rami dell'impianto. Gli apparecchi per la protezione vengono scelti tra interruttori automatici o fusibili. I fusibili vengono utilizzati solo quando risulta economicamente conveniente sottodimensionare i sistemi di interruzione. La scelta dei fusibili viene effettuata in funzione della probabilità che una corrente di una

certa entità li attraversi per un determinato lasso di tempo prima della loro fusione; il valore di dimensionamento della corrente di corto circuito risulta inferiore a quello che si otterrebbe considerando la massima corrente del circuito. In questo modo la tempistica di intervento degli interruttori si dilata procedendo dalla periferia verso il centro dell'impianto, essendo la periferia la zona dove è più probabile che accada un guasto. Questo assicura un intervento degli interruttori, al centro dell'impianto, solamente quando risulti indispensabile. Spesso in vicinanza del nodo di partenza della distribuzione dell'impianto, tra fusibili e contattori, dato il basso potere di interruzione dei contattori e l'elevata rapidità di intervento e potere di interruzione dei fusibili, si può ricorrere alla protezione in serie. La protezione in serie è realizzata quando l'apparecchio posto a monte, dimensionato per la potenza massima di corto circuito nel punto di installazione, provvede a proteggere anche lo strumento di interruzione sottodimensionato situato a valle. L'apparecchio a monte prende il nome di elemento di back up.

La protezione in serie segue determinate condizioni:

- l'apparato a monte deve essere in grado di stabilire, sopportare, interrompere almeno la massima corrente di corto circuito nel punto di installazione, mentre quello a valle può essere notevolmente sottodimensionato;
- non è permessa la protezione in serie di più di due apparecchi;
- gli apparecchi protettori vanno scelti tra interruttori e fusibili;
- gli apparecchi protetti vanno scelti tra interruttori e contattori;
- gli apparecchi a monte devono intervenire per un valore di corrente al massimo pari al 90% di quella effettiva, ossia pari alla massima corrente transitabile durante tutto il tempo in cui l'apparecchio protettore non interviene a salvaguardia dell'apparecchio protetto.

1.4 Linee guida di progettazione

Nella progettazione della distribuzione da adottare per l'impianto elettrico di una data nave si deve cercare di ottenere con il minor costo, ingombro, peso e altezza baricentrica dell'impianto, le migliori caratteristiche di servizio e la massima sicurezza di esercizio. La selettività delle protezioni gioca un ruolo fondamentale

per assicurare una buona continuità di alimentazione delle utenze, specie se essenziali.

Le linee guida per una buona riuscita del progetto sono essenzialmente [6]:

- lunghezza minima dei cavi, cioè cercare di ottenere il massimo rapporto tra coefficiente di utilizzazione e peso, quindi costo, specifico dei cavi;
- impedenza di linea, che deve essere massima considerandola in legame con le cadute di tensione in regime stazionario e in transitorio, con le perdite di energia e con le riduzioni del fattore di potenza ammissibili;
- alimentazione dei sottoquadri di smistamento e distribuzione con sistema a scacchiera da due diversi quadri principali o sezioni distinte dell'unico quadro principale;
- alimentazione di utenti complementari tra loro con linee indipendenti derivate da sottoquadri diversi;
- strutture e passaggi progettate tra percorsi diversi per linee complementari per garantire la ridondanza di alimentazione;
- massima continuità di servizio del singolo circuito e sua integrazione con i circuiti di riserva;
- massima semplicità e facilità di manovra e manutenzione delle apparecchiature.

1.5 Azionamenti elettrici per il sistema di propulsione

Sulle navi da crociera le esigenze operative hanno reso la soluzione “propulsione elettrica” vincente sulla soluzione “propulsione meccanica” grazie ai seguenti innegabili vantaggi:

- semplicità di gestione dei flussi di potenza da e verso la centrale di generazione;
- riduzione dei livelli di rumorosità e di vibrazione con conseguente aumento del comfort per i passeggeri;
- recupero di spazio utile;
- flessibilità di gestione del layout sala macchine per assenza di vincoli di collegamento tra motore endotermico ed elica;
- riduzione dei costi di manutenzione;

- gestione ottimale della centrale elettrica di bordo con flessibilità di utilizzo e elevata affidabilità;
- funzionamento a regime ottimale dei motori (diesel) con conseguente riduzione dei consumi e delle emissioni;
- migliore risposta dinamica ai comandi della propulsione.

I convertitori attualmente utilizzati per la propulsione navale sono principalmente di quattro tipi:

- ciclo convertitori;
- convertitori a tensione impressa;
- sincroconvertitori.

I motori di propulsione sono generalmente sincroni a doppia terna per permettere ridondanza di alimentazione e funzionamento a metà potenza nominale in caso di guasto.

Un discorso a parte va fatto per i convertitori a matrice, che pur potendo essere impiegati per la propulsione elettrica navale, non sono attualmente in commercio.

1.5.1 Cicloconvertitori

Azionamenti di questo genere sono utilizzati per potenze elevate, oltre i 20 MW. La frequenza in uscita dal convertitore è sempre minore della frequenza di ingresso dello stesso. Sono indicati per motori con velocità di rotazione molto basse e quando viene richiesta una regolazione di velocità fine anche a bassi giri. Il cicloconvertitore, costituito da un convertitore a tiristori bidirezionale per ogni fase, può essere provvisto di un filtro induttivo di uscita che ha lo scopo di filtrare le armoniche della corrente di uscita. Per contenere i costi di realizzazione del convertitore il filtro, spesse volte, è costituito dall'induttanza di armatura del motore da alimentare.

Nella Figura 1.8 è rappresentato lo schema di principio del convertitore a tiristori bidirezionale monofase.

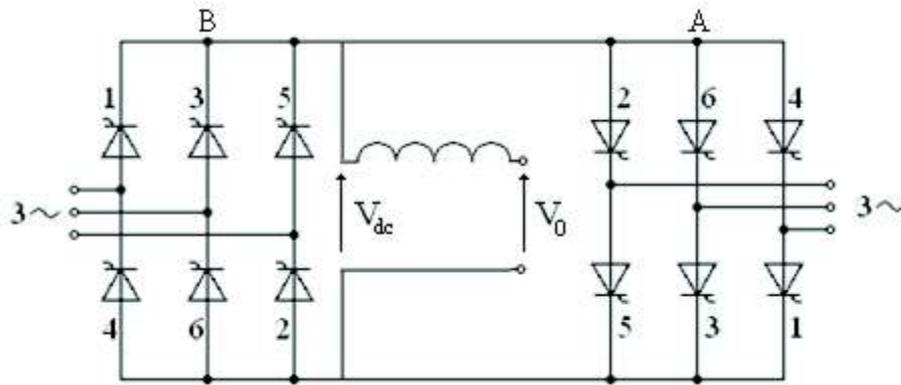


Figura 1.8 Schema di convertitore a tiristori bidirezionale monofase

La semionda positiva della corrente viene fornita dal ponte trifase A e quella negativa dal ponte trifase B (Figura 1.8). La frequenza di uscita del cicloconvertitore è strettamente legata all'angolo di ritardo di accensione dei tiristori α . L'angolo α , infatti, può essere fatto variare solo ogni T_i/p secondi, con p numero di impulsi del convertitore. Dovendo mantenere la distorsione di tensione in uscita entro ben determinati limiti, le frequenze massime ammissibili per la tensione di uscita del cicloconvertitore sono strettamente legate alla struttura dello stesso.

In configurazione a 6 impulsi la frequenza di uscita massima ottenibile vale $f_{out\ max} = \frac{1}{3}f_{in}$, mentre in 12 impulsi $f_{out\ max} = \frac{2}{3}f_{in}$, dove f_{in} è la frequenza della tensione di ingresso. La tensione di uscita V_0 può variare tra V_{d0} e $-V_{d0}$ rispettando la seguente espressione:

$$V_0 = V_{d0} \cdot \cos \alpha \quad (1.13)$$

Dalla (1.13) si nota che la tensione in uscita può venir fatta variare nel tempo regolando l'angolo di accensione dei tiristori α in modo da ottenere un andamento sinusoidale.

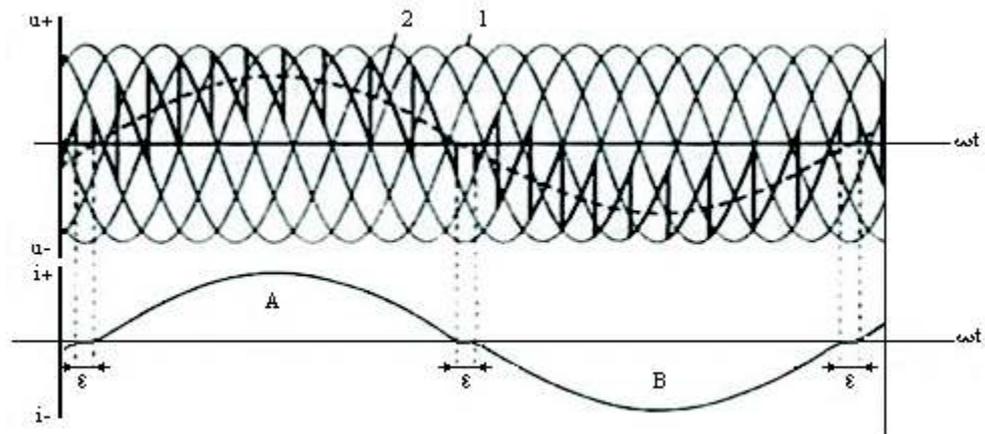


Figura 1.9 Andamento tensioni e correnti nel cicloconvertitore in condizioni di $\cos\phi=1$

1: ----- Tensione di ingresso trifase

2: - - - - Andamento del valore medio della tensione di uscita in $1/6$ del periodo della tensione di ingresso

Dalla Figura 1.9 si può notare l'andamento della terna di tensione di ingresso a frequenza maggiore della frequenza della tensione di uscita monofase $V_0(t)$, la stessa risulta essere la media derivante dalle varie parzializzazioni della tensione di ingresso.

Il sistema può funzionare su quattro quadranti permettendo la regolazione della tensione in ampiezza e frequenza. Quando c'è uno sfasamento, tra le fondamentali della tensione e della corrente di carico, durante un periodo della tensione di uscita ogni convertitore funziona da invertitore, quando tensione e corrente di carico hanno verso discorde, e da raddrizzatore, quando tensione e corrente di carico hanno verso concorde. In ogni istante di funzionamento del cicloconvertitore i due convertitori lavorano alternativamente, ossia se uno dei due è in funzione l'altro deve rimanere interdetto. Quando si inverte la polarità dell'uscita si introduce un tempo morto ε , durante il quale la corrente di uscita viene forzata a zero bloccando entrambi i convertitori. In questo modo si evita l'instaurarsi di una circolazione di corrente tra i convertitori A e B.

Il cicloconvertitore è afflitto dal problema del flicker (Figura 1.10), ossia può dar luogo a delle fluttuazioni a bassa frequenza della tensione dell'uscita. La fluttuazione in questione, circa l'1.5% del valore di picco, ha degli effetti sulla rete di bordo. L'effetto più eclatante è lo sfarfallio dell'intensità luminosa delle lampade ad incandescenza dell'impianto di illuminazione di bordo.

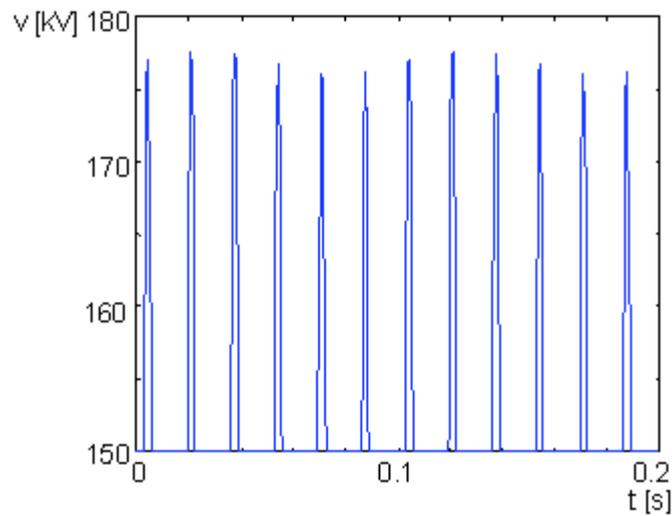


Figura 1.10 Fluttuazione della tensione di rete

In Figura 1.11 si vede quanto l'occhio umano sia influenzato da queste variazioni. La banda di maggior sensibilità dell'occhio umano può essere approssimata tra 0.05Hz e 35Hz. Con picco massimo di sensibilità a 8.8Hz, la frequenza della fluttuazione, perciò, non deve attestarsi attorno questi valori.

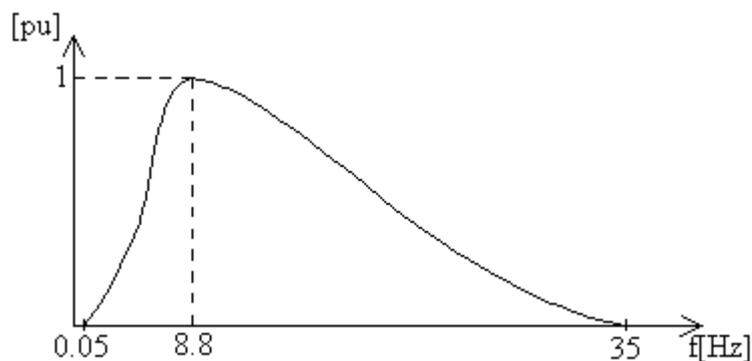


Figura 1.11 Grado di percezione visiva dell'occhio umano

Il problema del flicker è molto delicato e le tecniche per abbatterlo possono essere alquanto complesse. Un metodo molto efficace per eseguire la compensazione del flicker si basa sulla teoria delle potenze istantanee di Akagi e Nabae, sviluppata per sistemi trifase senza neutro [44].

1.5.2 Convertitori a matrice

I convertitori a matrice consentono l'accoppiamento diretto tra due sistemi trifase indipendenti senza ricorrere al collegamento in continua (DC-link). In Figura 1.12 è rappresentato lo schema di principio di un convertitore trifase a matrice.

La tensione di uscita viene regolata per mezzo della parzializzazione della tensione d'ingresso, lavorando sulla tempistica di accensione e spegnimento degli interruttori S_1, S_2, S_3 presenti su ogni fase.

Gli interruttori devono essere controllati in modo tale che almeno uno e solamente uno dei tre interruttori connessi ad una fase di uscita sia chiuso. Questo va fatto per evitare interruzioni della corrente di carico induttivo e cortocircuiti dell'alimentazione. In questo caso possono essere ottenute 27 combinazioni ammissibili degli interruttori. A differenza degli invertitori a tensione impressa, dove la tensione di uscita viene modulata su due livelli di tensione costanti, nei convertitori a matrice la tensione di uscita viene ottenuta dalla modulazione fra livelli di tensione variabili.

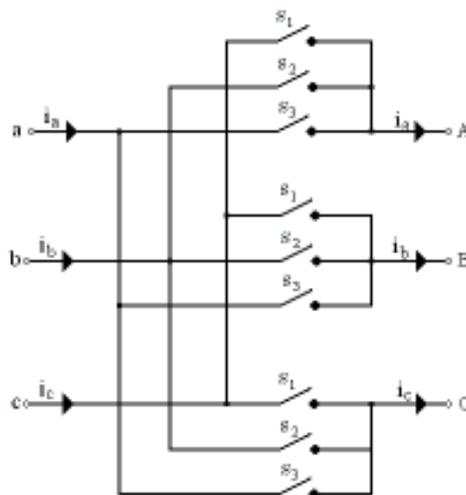


Figura 1.12 schema di principio del convertitore a matrice

Grazie alla particolare disposizione (Fig. 1.19) degli interruttori bidirezionali e bipolari di cui è dotato il convertitore a matrice (Figura 1.13), una fase qualsiasi dell'uscita può essere connessa ad una qualsiasi fase dell'ingresso e viceversa.

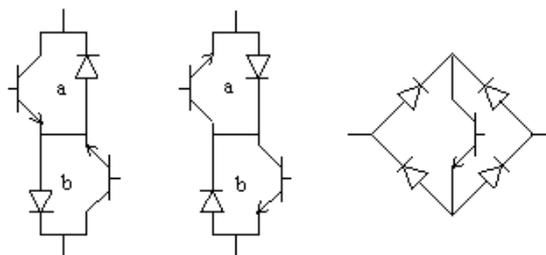


Figura 1.13 Interruttori bidirezionali e bipolari

Utilizzando interruttori bipolari e bidirezionali la corrente può scorrere in entrambi i versi, quindi il flusso della potenza può essere invertito. La tensione di ciascun morsetto di ingresso può essere riportata a qualsiasi morsetto di uscita e la corrente di ogni fase del carico può essere assorbita da ciascuna delle fasi dell'alimentazione. Usando la tecnica della PWM la commutazione ad alta frequenza consente di generare forme d'onda sinusoidali di buona qualità, ottenendo quindi un risparmio considerevole della taglia dei filtri capacitivi.

1.5.3 Sincroconvertitori

Questo convertitore di potenza, il cui schema circuitale è rappresentato in Figura 1.14, è composto da due convertitori trifasi a tiristori e da un circuito in corrente continua nel quale è inserita una induttanza L_d che, idealmente, disaccoppia i due convertitori e permette alla frequenza di alimentazione del motore, variabile, di non essere legata a quella della rete, fissata a 60 Hz.

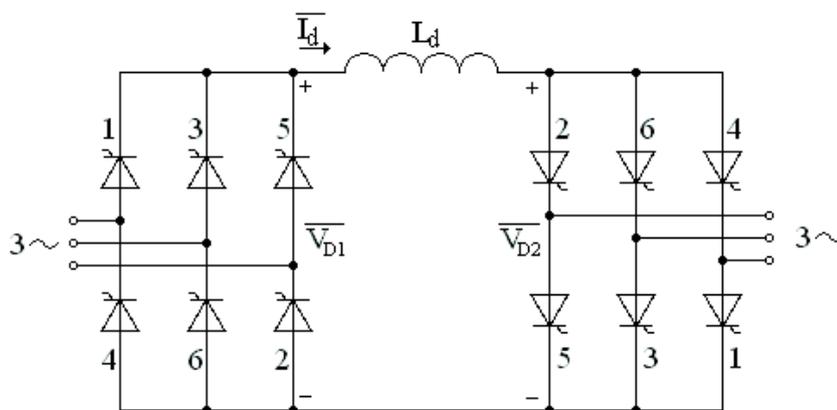


Figura 1.14 Schema circuitale sincroconvertitore

Il disaccoppiamento perfetto fra i due convertitori non è realizzabile, in quanto richiederebbe una induttanza che dovrebbe essere di valore infinito. Questo fatto giustifica la presenza di un certo ripple sulla corrente nel lato in continua, che determina un maggiore disturbo armonico immesso in rete dall'azionamento e va ad aumentare le pulsazioni di coppia del motore. Quando la macchina sincrona funziona come motore, il convertitore lato rete opera da raddrizzatore mentre quello lato macchina opera da invertitore, quando invece la macchina sincrona funziona da generatore (ad esempio durante la frenatura) la funzione dei due convertitori si inverte. In ogni caso il verso della corrente rimane fisso, mentre quello della tensione cambia. Nel funzionamento da generatore sincrono la tensione del lato continua del sincroconvertitore si inverte di polarità, quindi l'energia fluisce dalla macchina verso la rete.

Il verso di rotazione della macchina può essere invertito cambiando l'ordine di conduzione delle fasi mediante la variazione della sequenza degli impulsi.

La configurazione tipica di un sincroconvertitore prevede un ponte di Graetz a tiristori in ingresso, per raddrizzare la corrente alternata, un DC-link con reattanza ed un altro ponte di Graetz a tiristori in uscita lato motore, analogo a quello in ingresso, per convertire nuovamente la corrente continua in alternata a tensione e frequenza variabili. In quest'ultimo caso è il motore stesso a fornire la tensione di commutazione da cui l'appellativo di "load commutated".

Il sincroconvertitore si presenta in configurazioni a 6, 12, 24 impulsi secondo le esigenze della rete elettrica di bordo. Maggiore è il numero degli impulsi e minore risulta il contenuto armonico della corrente iniettata nella rete di alimentazione da parte dell'azionamento.

Questo tipo di convertitore presenta ridotte perdite di conversione ed è semplice; questo lo rende meno costoso e più concorrenziale rispetto ad altre tipologie di azionamenti. Oltre ad essere adatti ad applicazioni di elevatissima potenza in azionamenti utilizzando motori sincroni (come avviene per i cicloconvertitori), i sincroconvertitori si caratterizzano anche per la tendenza ad avere buone prestazioni ad elevata frequenza e, quindi, ad elevato numero di giri dei motori, in ciò contrapponendosi ai cicloconvertitori, adatti invece a lavorare a frequenze non superiori ad 1/3 di quella di alimentazione.

1.5.4 Convertitori a tensione impressa (VSI)

Il convertitore a tensione impressa rappresenta un generatore di tensione a frequenza variabile. L'impiego dei convertitori a tensione impressa è divenuto particolarmente vantaggioso con l'introduzione di dispositivi a semiconduttore in grado di operare ad elevate frequenze di commutazione. Con essi, infatti, si riescono ad ottenere elevate prestazioni sia nel funzionamento in regime permanente che in quello dinamico.

Lo stadio raddrizzatore dei convertitori a tensione impressa è connesso alla rete attraverso delle induttanze di commutazione (Figura 1.15 Convertitore di frequenza con inverter a tensione impressa.) o mediante l'interposizione di un trasformatore per l'adeguamento del valore di tensione. Nel VSI con raddrizzatore a diodi le variazioni di frequenza e di ampiezza della tensione sono realizzate dallo stadio invertitore.

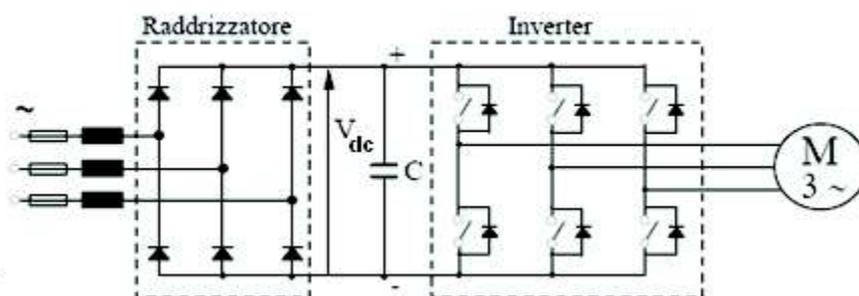


Figura 1.15 Convertitore di frequenza con inverter a tensione impressa.

Nelle prime esecuzioni, risalenti a qualche decina di anni fa, era prevista la presenza di uno stadio raddrizzatore a tiristori per regolare il valore della tensione del circuito intermedio in continua (Figura 1.16), soluzione necessaria nel caso in cui l'inverter sia del tipo ad onda rettangolare, per il quale la regolazione della tensione di uscita lato motore è ottenibile solo attraverso la regolazione della tensione continua nello stadio intermedio (modulazione di ampiezza).

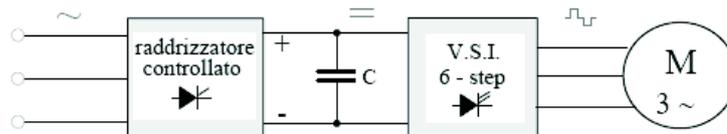


Figura 1.16 Schema di convertitore di corrente con inverter ad onda rettangolare a tiristori e tensione variabile nello stadio intermedio in continua con raddrizzatore controllato a tiristori al 1°stadio

I problemi connessi alla carica dei condensatori nei circuiti di spegnimento dei tiristori, utilizzati all'interno del convertitore (Figura 1.16Figura 1.15) e, soprattutto, l'introduzione di tecniche di modulazione più vantaggiose in termini di rapidità di risposta e di qualità della tensione fornita al motore hanno, però, fatto scemare completamente l'interesse verso tale tipo di soluzione.

Negli ultimi tempi è stato introdotto l'impiego di un primo stadio di conversione a commutazione comandata dall'esterno, utilizzando in genere dispositivi ad elevata frequenza di commutazione (ad esempio IGBT), comandati in modo da ottenere una tensione continua stabilizzata nello stadio intermedio e una forte riduzione del contenuto armonico delle correnti lato linea di alimentazione. In questo modo non è più necessaria la presenza di filtri addizionali (passivi o attivi) a monte del convertitore. Il filtro nello stadio intermedio è sovente costituito da un condensatore di capacità adatta a livellare la tensione continua V_{dc} in modo da disaccoppiare i due stadi di conversione. In condizioni ideali, il comportamento del motore e dell'inverter, al variare delle condizioni di funzionamento, non produce riflessi sulla rete di alimentazione. Il condensatore è necessario anche per consentire nel circuito intermedio in c.c. la presenza di correnti transitorie di polarità inversa, dirette, cioè, dall'inverter verso il ponte a diodi.

Nello stadio in continua, in parallelo al condensatore, può essere presente un modulo di frenatura del motore, costituito da una resistenza R_F con in serie un dispositivo di interruzione veloce IGBT (Figura 1.17), che entra in conduzione quando la tensione V_{dc} supera un prefissato valore limite. In tal modo il ramo con R_F è aperto in condizioni di funzionamento da motore, mentre è un elemento di dissipazione dell'energia durante la frenatura, impedendo un eccessivo innalzamento della tensione ai capi del condensatore.

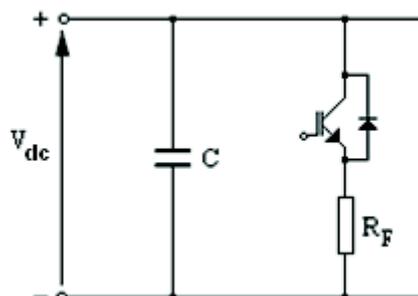


Figura 1.17 Resistenza di frenatura nello stadio intermedio

Nella configurazione base l'inverter è a ponte trifase con 6 dispositivi di interruzione genericamente indicati in Figura 1.18. Ciascun dispositivo ha in antiparallelo un diodo "veloce" che, nelle generazioni attuali di componenti, è integrato all'interno del dispositivo di interruzione. I diodi di libera circolazione (o di "freewheeling") consentono la circolazione della corrente in senso inverso a quello del componente in antiparallelo in maniera che, in ogni istante di funzionamento, ciascun terminale di armatura del motore (punti A, B, C di Figura 1.18) sia sempre connesso ad uno dei due morsetti di alimentazione in continua (punti H e K di Figura 1.18). La circolazione di corrente risulta sempre possibile in tutte le fasi di armatura indipendentemente dal valore delle tensioni indotte nelle stesse. La presenza dei diodi di free-wheeling, unita a quella della capacità nello stadio in continua, limita le sovratensioni sui dispositivi di interruzione in condizioni di blocco e rende, pertanto, possibile l'eliminazione dei circuiti di snubber, con conseguente semplificazione del progetto e della costruzione dell'inverter.

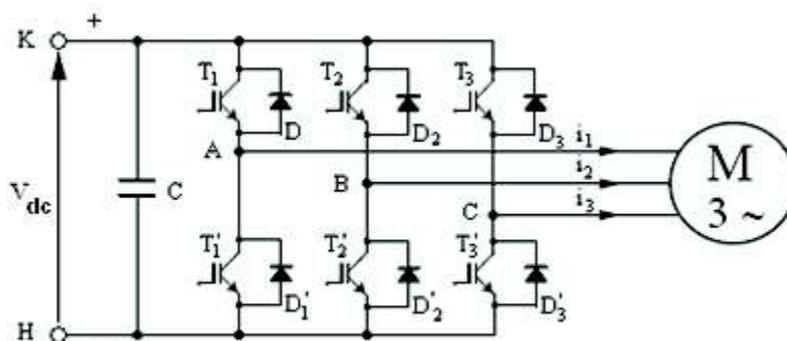


Figura 1.18 Schema di connessione di un inverter trifase a IGBT

Il sistema di propulsione, rappresentato in Figura 1.19, oggetto di studio è un azionamento elettrico di propulsione impiegato in navi militari di nuova concezione.

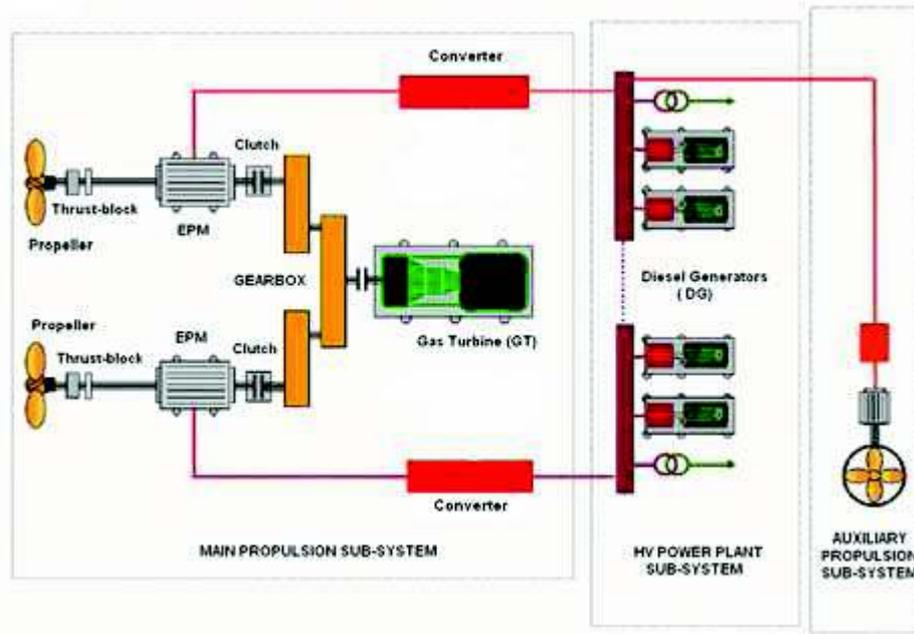


Figura 1.19 Architettura del sistema di propulsione oggetto di studio

L'azionamento di propulsione è composto da un motore sincrono a magneti permanenti connesso all'asse dell'elica. Il motore è provvisto di quattro avvolgimenti trifase di statore ciascuno sfasato di 15 gradi nello spazio rispetto a quelli ad esso contigui.

Ogni terna di statore viene alimentata da un sistema di conversione statica connesso a sua volta alla rete principale inizialmente considerata ideale. Il sistema di conversione è composto da due ponti trifase connessi tra loro tramite un dc-link, in cui è inserito un chopper, per controllare la tensione dello stesso durante la fase di frenatura dissipando in una resistenza l'energia recuperata.

I due ponti che compongono il convertitore fungono da raddrizzatore o da invertitore, in maniera complementare, a seconda della strategia di controllo implementata per gestire il flusso di potenza che transita attraverso il dc-link.

Il ponte lato motore viene comandato per mezzo della tecnica PWM a sotto oscillazione sinusoidale, le cui tensioni di riferimento sono ottenute grazie alla strategia dell'orientamento di campo.

Il ponte lato rete, controllato con la tecnica PWM a sotto oscillazione sinusoidale, viene utilizzato al posto dei più comuni raddrizzatori a diodi, perché è tale da avere un basso impatto sulla rete di alimentazione, in quanto il controllo viene fatto in modo tale da assorbire correnti sinusoidali in fase con la tensione della rete di alimentazione. Ciò permette di avere minime perdite sulla rete perché il carico viene visto dalla stessa come puramente resistivo.

Il ponte lato rete viene controllato attraverso due anelli di regolazione, uno di corrente ed uno di tensione. L'anello di corrente, con banda passante di 100Hz, è contenuto nell'anello di tensione con banda passante di 10Hz.

La scelta delle due ampiezze di banda è stata fatta in modo da considerare l'anello interno a trasferenza unitaria, in questo modo, la dinamica dell'anello interno, risulta essere trascurabile rispetto alla dinamica dell'anello esterno. Il progetto dei regolatori viene eseguito per via analitica e affinato tramite l'ausilio del tool MATLAB sisotool.

Una parte importante dello studio consiste nell'analisi della risposta del sistema a livello elettrico, che viene prevalentemente svolta attraverso simulazioni del modello costruito nell'ambiente MATLAB mediante schemi a blocchi delle librerie SIMULINK.

Capitolo 2 Analisi software e hardware

2.1 Introduzione

In questo capitolo si analizzano le problematiche relative all'interazione tra software in uso e calcolatore messo a disposizione per eseguire le simulazioni del modello matematico del sistema di propulsione navale già discusso. A tale scopo si procede innanzitutto ad esaminare il modello nella sua globalità per poi scendere più nel dettaglio nei capitoli seguenti. In seguito viene eseguita un'analisi delle potenzialità fisiche del calcolatore e di quelle sfruttabili dal sistema operativo installato, quindi si esegue una valutazione delle potenzialità dei vari sistemi operativi. Individuata la combinazione software-calcolatore più adeguata alle esigenze operative, si cercano i parametri di simulazione ottimali per ogni singola macchina. Obiettivo finale di questo capitolo è trovare un adeguato compromesso tra accuratezza della simulazione e tempo di calcolo impiegato.

2.2 Software a disposizione

Il modello è implementato sulla piattaforma Simulink, un pacchetto software che permette di modellizzare, simulare ed analizzare sistemi dinamici a tempo continuo. Questo software consente di creare modelli per via grafica, valutare le prestazioni del sistema e perfezionarle. Offre un'interfaccia grafica per la costruzione di modelli tramite diagrammi a blocchi, prelevabili da una libreria di blocchi predefiniti. Ciò permette di modellare un sistema rapidamente, con chiarezza e senza il bisogno di scrivere righe di codice con linguaggi di programmazione. Simulink consente di costruire modelli con diagrammi a blocchi tramite operazioni 'click-and-drag', modificare velocemente i parametri dei modelli e visualizzare i risultati durante la simulazione. Essendo questo un tool di Matlab, esso fa largo uso delle sue risorse; le funzionalità di animazione (allineamento automatico del blocco nel modello, organizzazione dei percorsi delle linee esterne ai blocchi, possibilità di visualizzazione numerica attraverso il blocco 'Display' o visualizzazione immediata attraverso il blocco 'Scope') migliorano la visualizzazione e offrono una visione più approfondita del comportamento del sistema col progredire della simulazione.

I metodi risolutivi, utilizzati da Simulink, per eseguire i calcoli ad ogni passo di simulazione sono raggruppati in due grosse categorie:

- Fixed-step: il passo di simulazione è fisso. L'accuratezza e il tempo di simulazione dipendono dall'impostazione iniziale di tale valore. Esiste la possibilità di demandare al software la determinazione del migliore passo di simulazione per mantenere una buona accuratezza in tempi accettabili. Il Fixed-step comprende tutti gli algoritmi di risoluzione quali: Metodo di Eulero, Metodo di Heun, Formula di Bogacki-Shampine, Formula del quarto ordine di Runge-Kutta, Formula di Dormand-Prince.

- Variable-step: il passo di simulazione è variabile in funzione della dinamica del modello. In particolare, il passo di simulazione viene ridotto quando gli stati del modello cambiano rapidamente, mentre viene incrementato quando ci sono variazioni più lente. Il tutto viene fatto per risparmiare, a parità di accuratezza, potenza di calcolo a favore di una maggior velocità di simulazione. Esso comprende algoritmi di risoluzione discreti e un sottoinsieme di algoritmi continui che usano integrazioni numeriche per elaborare i risultati del modello a tempo continuo quali:

- ODE45 (Dormand-Prince), una formula esplicita di Runge-Kutta. Il solver è di tipo one-step, ossia nell'elaborazione di $y(t_n)$ è richiesto il valore precedente $y(t_{n-1})$;
- ODE23 (Bogacki e Shampine), un'altra formula esplicita di Runge-Kutta. Essa può essere più efficiente della precedente;
- ODE113 (Adams-Bashforth-Moulton PECE), di tipo multistep, ossia richiede valori calcolati parecchi passi precedenti;
- ODE15s (NDFs), un'equazione differenziale a ordine variabile di tipo multistep. Questo metodo è il primo in grado di risolvere problemi di tipo stiff;
- ODE23s (Rosenbrock), formula del secondo ordine di tipo one-step;
- ODE23t, implementazione delle regole trapezoidali che usa interpolazione libera per ogni passo;
- ODE23tb, implementazione della TR-BDF2, una formula implicita di Runge-Kutta formata da primo stadio che sfrutta le regole trapezoidali e da un secondo stadio che sfrutta le equazioni differenziali del secondo ordine.

Questo solver fa largo uso di matrici in grado di interagire le une con le altre.

Un problema riscontrato in Simulink consiste nell'intrinseca difficoltà di creare una concatenazione di variabili legate le une alle altre. Il problema, comunque, viene facilmente eluso attraverso un blocco contenuto nella 'Library Browser'. Con il blocco 'Embedded Matlab block' si può creare, con una certa facilità, un listato Matlab con il comando che si vuole venga realizzato nel modello. Il listato viene compilato all'atto dell'avvio della simulazione dal compilatore installato nel calcolatore, senza bisogno di alcuna azione aggiuntiva da parte dell'operatore. La pre compilazione del listato viene eseguita prima dell'avvio della simulazione; ad ogni passo di simulazione viene richiamata solo la funzione contenuta nel blocco, senza eseguire passaggi intermedi, tra eventuali blocchi che costituirebbero il principio di funzionamento del listato. Utilizzando il blocco 'Embedded Matlab block' si ottengono dei lievi miglioramenti nella velocità di esecuzione della simulazione.

Il sistema elettrico navale oggetto di studio infatti, a causa della sua complessità, deve essere realizzato facendo uso di un numero elevato di sottosistemi. Ognuno di questi sottosistemi risulta, da un punto di vista della modellazione matematica, rappresentabile da un sistema, in generale non lineare, di ordine variabile.

L'ordine del sistema, variabile tra 1 e 10, dipende dal numero di elementi da rappresentare come ad esempio: motore/generatore sincrono a magneti permanenti, sistemi di controllo di tensione e frequenza di rete, di tensione/corrente e frequenza dei motori di propulsione o degli ausiliari.

La numerosità dei sottosistemi, i diversi ambiti fisici di appartenenza delle relative variabili di ingresso/uscita coinvolte, che spaziano dall'ambito meccanico, lento, a quello elettromeccanico, veloce, fino a quello elettronico di potenza, velocissimo, e le differenze, anche di alcuni ordini di grandezza, delle relative costanti di tempo dominanti, fanno sì che il mero "assemblaggio" dei blocchi costituenti, attuato tramite un'operazione di CAD grafico all'interno dell'ambiente di sviluppo e simulazione, porti inevitabilmente a grosse difficoltà di gestione a livello computazionale della simulazione del modello complessivo ottenuto.

2.2.1 Parallelizzazione computazionale

La simulazione di modelli matematici con Simulink avviene attraverso la risoluzione per via numerica di equazioni differenziali ordinarie a valore iniziale:

$$\begin{aligned} \dot{y}(t) &= f(x, y(x)) \\ y(x_0) &= y(0) \end{aligned} \quad (2.1)$$

La soluzione dell'equazione differenziale (2.1) viene quindi trovata facendo ricorso a solutori numerici che calcolano il valore della funzione per un insieme finito di punti.

Gli algoritmi normalmente utilizzati costruiscono la curva di soluzione iterando la formula:

$$y_{n+1} = y_n + h \cdot f(y_n, x_n) \quad (2.2)$$

in cui il punto successivo nel dominio del tempo, viene calcolato attraverso la conoscenza di uno o più punti antecedenti ed approssimando, per mezzo di opportuni schemi, la derivata della funzione.

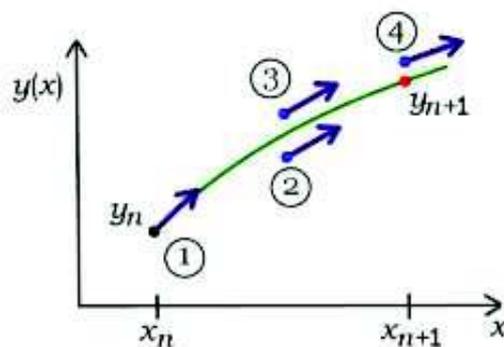


Figura 2.1 Metodo di Runge Kutta di ordine 4

Il metodo Runge-Kutta (RK) di ordine 4, per esempio, calcola la derivata quattro volte all'interno dell'intervallo chiuso $[x_n, x_{n+1}]$ e dalla combinazione di questi

quattro valori si ottiene il valore della funzione y nel punto successivo x_{n+1} (Figura 2.1) [31].

Questo tipo di operazione per il calcolo dei valori delle funzioni incognite è chiamata integrazione numerica ed è applicata da tutti gli algoritmi di risoluzione per modelli continui, sia a passo fisso che variabile.

Nei modelli completamente discreti non si può propriamente parlare di integrazione, ma rimane vero che il passo successivo viene calcolato con un algoritmo che utilizza uno o più passi precedenti.

L'algoritmo di calcolo della funzione incognita, per tutto il dominio di interesse, è quindi un ciclo che itera le operazioni di calcolo per ogni punto in maniera sequenziale.

Questo tipo di algoritmo non ottiene alcun miglioramento dalla distribuzione di calcoli su più processori, in quanto ha un carattere essenzialmente sequenziale in cui il calcolo successivo dipende dai dati precedenti.

Tutti gli algoritmi presenti in Simulink, sia a passo fisso che a passo variabile, convergono attraverso la modalità sopradescritta.

Il processo di calcolo effettuato per ogni passo può invece trarre vantaggio dalla presenza di più processori, in quanto alcune delle funzioni matematiche possono essere parallelizzate. Le librerie BLAS, acronimo utilizzato per indicare le Basic Linear Algebra Subroutines, a partire dalla versione MATLAB 2006b, sono state implementate con codice multithread e quindi possono essere trattate attraverso la modalità sopra descritta. Le librerie BLAS effettuano operazioni matematiche e matriciali di basso livello e non riguardano quindi gli algoritmi solutori delle ODE ed altre operazioni più complesse. Esse permettono di ottenere computazioni più rapide abilitando MATLAB all'utilizzo del codice multithread.

Il frammento di codice (2.3) è in grado di convergere alla soluzione, per mezzo del codice multithread, con un risparmio di tempo di calcolo anche del 60%.

$$\begin{aligned} x &= rand(1e3) \\ y &= 4*x*(\sin(x) + x^3 + \log(x)) \end{aligned} \tag{2.3}$$

E' altresì vero che nella simulazione di modelli relativi alla propulsione navale non sono presenti situazioni estreme come quella presentata e quindi il vantaggio dato dall'uso di librerie BLAS multithread è difficilmente rilevabile.

Sebbene un modello Simulink potrebbe essere suddiviso, in linea di principio, in unità distinte i cui calcoli potrebbero essere eseguiti in parallelo questo non avviene mai, in quanto Simulink costruisce una unica matrice di funzioni $y(t)$ per ogni modello e l'algoritmo di calcolo procede secondo un'unica sequenza.

Al momento attuale, un modello Simulink non può essere suddiviso in unità distinte che vengano gestite in parallelo: un modello Simulink è rappresentato da una unica equazione matriciale del tipo (1) e pertanto la presenza di più processori non è di per sé fonte di guadagni in termini di tempi di calcolo.

In generale quindi c'è una scarsa correlazione tra la velocità di simulazione di Simulink e la presenza di più Core o più processori. La presenza di più processori può dare la sensazione di maggiore velocità del sistema, questo perché le attività di MATLAB e della sessione grafica interattiva del sistema operativo possono essere suddivise fra i Core dando quindi una migliore sensazione all'utente, ma il tempo di simulazione non cambia sensibilmente.

2.2.2 Solutori

Per effettuare la scelta del miglior solutore è opportuno ricordare che esistono due grandi famiglie di solutori:

- 1) solutori a passo fisso;
- 2) solutori a passo variabile.

I modelli Simulink, a loro volta, possono essere:

- 1) di tipo discreto;
- 2) di tipo continuo;
- 3) misti.

È possibile simulare un sistema discreto con un algoritmo a passo fisso o a passo variabile ed è altrettanto possibile simulare un sistema continuo con un solutore a passo fisso o con uno a passo variabile.

I modelli continui, o misti continui e discreti, possono essere risolti utilizzando svariati solutori a passo fisso o passo variabile; le differenze risiedono nel calcolo del passo di integrazione, cioè nel modo in cui viene calcolato al passo attuale il valore del passo seguente della funzione incognita e nel numero di valori intermedi della derivata calcolati.

Esistono, invece, solo due solutori discreti, uno a passo fisso ed uno a passo variabile e sono applicabili ai soli modelli completamente discreti.

Un solutore a passo variabile ha il vantaggio di poter variare autonomamente il passo di simulazione. Questa opportunità permette quindi di diminuire il tempo di calcolo nei tratti in cui la derivata della funzione non varia rapidamente ed aumentare viceversa l'infittimento dei punti nei tratti in cui le variazioni della funzione si fanno più ampie e/o rapide. Lo svantaggio di questi algoritmi è che, tratti di particolare irregolarità della funzione, possono portare ad un accorciamento di passo di integrazione tale da dar luogo ad un sostanziale non avanzamento dell'algoritmo di simulazione.

Se la dinamica del modello rappresentato non è nota a priori, ad esempio per la presenza di transitori molto veloci in alcuni punti, è consigliabile effettuare inizialmente simulazioni con algoritmi a passo variabile. Nota la dinamica del modello nel suo complesso, quindi lo step minimo necessario per ottenere la desiderata precisione di simulazione, può essere conveniente passare ad una simulazione a passo fisso e procedere all'eliminazione di errori numerici (rilevabili dalla presenza di "spike" negli andamenti delle grandezze in funzione del tempo), causati dagli algoritmi dei solutori a passo variabile [32]).

Tra i solutori disponibili ve ne sono alcuni che sono indicati per simulare i già menzionati sistemi stiff. I sistemi di tipo "stiff" sono sistemi dinamici in cui sono presenti dinamiche "veloci" e "lente" contemporaneamente: tale circostanza rende poco efficienti, e a volte inefficaci, i tradizionali metodi di integrazione numerica usati nei pacchetti software di simulazione.

I sistemi stiff sono sistemi in cui l'applicazione di algoritmi numerici presenta problemi di stabilità, di convergenza o di oscillazioni dovuti sia alla dinamica del modello che all'algoritmo solutore scelto.

Un sistema è da considerarsi stiff quando non risultano uno o più algoritmi base di Simulink. Il più comune motivo per cui un problema risulta stiff, e quindi necessita

di un adeguato algoritmo di risoluzione numerica, è la presenza, all'interno dello stesso modello, di dinamiche veloci congiuntamente a dinamiche più lente. A causa della compresenza di diverse dinamiche, gli algoritmi a passo variabile, possono incorrere in problemi legati alla scelta del passo da utilizzare. Può accadere infatti che il solver utilizzato non estenda il passo di quanto potrebbe, risultando lento, o non lo contragga della quantità corretta dando luogo a soluzioni errate.

2.2.3 Memoria

Ulteriore problema, in questo caso appartenente al Matlab stesso, risiede nell'uso eccessivo di memoria RAM da parte del programma durante la simulazione. La quantità di memoria richiesta al calcolatore da parte di un modello dipende essenzialmente dalla quantità e dalla tipologia di blocchi utilizzati, dal volume di dati caricati, e dal volume di dati conservati negli scope per la visualizzazione, o in variabili di workspace per successive elaborazioni. Matlab infatti alloca tutti i valori delle variabili utilizzate nella RAM e solo alla fine della simulazione sposta i valori nella memoria di massa. Questo problema risulta essere più complicato del precedente. Ci sono molti fattori che incrementano il volume di dati da memorizzare. Primo tra tutti il passo di simulazione, ossia l'intervallo temporale che passa tra il calcolo di un campione ed il successivo.

Le limitazioni nell'utilizzo della quantità di memoria sono funzione delle piattaforme hardware utilizzate, nonché del sistema operativo installato.

Le piattaforme hardware a 32 bit limitano lo spazio indirizzabile al numero di byte 2^{32} , quindi 4 GB di RAM; in realtà i limiti sono inferiori a causa degli spazi di indirizzamento riservati al sistema operativo stesso.

Le architetture a 64 bit permettono di indirizzare teoricamente 2^{64} byte di memoria, quindi permettono l'utilizzo di tutta la memoria installabile attualmente su un calcolatore.

2.3 Calcolatori a disposizione

Le risorse del Dipartimento di Ingegneria e Architettura (DIA) hanno dato la possibilità di utilizzare diversi hardware per poter implementare le simulazioni in oggetto.

- *Intel^(R) Core^(TM)2* CPU 6700 con frequenza di clock di 2.67 GHz e 4.00 Gb di memoria RAM DDR 333 installata e tecnologia 32bit. Sistema operativo Microsoft Windows *Xp^(TM)* sp3.
- *Intel^(R) Xeon^(R)* CPU E5420 (quadricore) con frequenza di clock di 2.49 GHz e 3.97 Gb di memoria RAM DDR 2 installata e tecnologia 64bit. Sistema operativo Microsoft Windows *Xp64^(TM)* sp2.
- *Intel^(R) Xeon^(R)* 2 CPU E5420 (octocore) con frequenza di clock di 2.49 GHz e 16 Gb di memoria RAM DDR 2 installata e tecnologia 64-bit. Sistema operativo Microsoft Windows *Xp64^(TM)* sp2.

La grossa differenza che passa tra il primo calcolatore e i seguenti sta nella dimensione del bus d'indirizzamento e dei registri interni al processore stesso.

La maggior parte delle CPU sono progettate in modo che il contenuto di un registro unico intero può memorizzare l'indirizzo (posizione) di ogni dato nella memoria virtuale del calcolatore. Pertanto, il numero totale degli indirizzi nella memoria virtuale, ossia la massima quantità di dati che il computer è in grado di tenere nella sua area di lavoro, è determinato dalla larghezza di questi registri.

Mentre per il primo calcolatore l'informazione trasferita può avere una dimensione massima di 32 bit, per i seguenti questa viene raddoppiata. Il vantaggio principale è la possibilità di poter gestire un quantitativo di memoria RAM di molto superiore ai 3Gb canonici gestibili con un sistema operativo Microsoft Windows a 32bit.

A seconda del sistema operativo installato sui vari calcolatori si sono riscontrate delle incongruenze tra l'hardware 'visto' dal sistema e l'hardware effettivamente installato. Microsoft Windows *Xp^(TM)* a 32-bit non è in grado di utilizzare una quantità di RAM maggiore di 3.00 Gb, di conseguenza il quarto Gb installato sul calcolatore è presente fisicamente ma non viene per nulla gestito.

I dati gestiti da un calcolatore vengono contenuti fisicamente in una zona di memoria. Ogni zona di memoria è provvista di un indirizzo fisico a cui fa riferimento il sistema operativo. Il sistema operativo richiama i dati stoccati e li copia nella memoria RAM al fine di utilizzarli. Esiste il rischio che nell'allocazione di memoria RAM possa avvenire un errato indirizzamento del dato, che 'sborda' nella zona di memoria interdotta dal sistema operativo stesso, e venga a mancare l'informazione relativa al concatenamento del dato seguente. In questo caso, durante un'eventuale simulazione che richieda un massiccio utilizzo della RAM, può verificarsi il collasso del software in uso. Nel caso in esame, la versione 2007b di Matlab termina i tool in esecuzione, ossia Simulink evidenzia sullo schermo una finestra di errore con l'indicazione 'ERROR ALLOCATION MEMORY'. Tutti i dati calcolati fino a quell'istante vanno irrimediabilmente persi, senza possibilità di un loro recupero.

Vista l'enorme mole di dati da gestire nella memoria RAM, la soluzione migliore è il passaggio al sistema operativo con tecnologia a 64-bit.

La dimensione di 4 Gb di memoria RAM, considerata sufficiente per garantire "ampi spazi di crescita" per l'indirizzamento a 32-bit, è rimasta la norma fino a primi anni 1990; anni in cui, grazie alle continue riduzioni del costo della memoria, i calcolatori hanno fatto un uso di RAM sempre più vicino al valore massimo di 4 Gb. Un uso degli spazi di memoria virtuale maggiore di 4 Gb era auspicabile solo per la gestione di limitate applicazioni.

2.4 Confronto tra architettura a 32-bit e architettura a 64-bit

Il passaggio da un'architettura a 32-bit ad una a 64-bit è una modifica fondamentale. La maggior parte dei sistemi operativi devono essere ampiamente modificati per trarre vantaggio dalla nuova architettura. Un nuovo software deve essere progettato per sfruttare al massimo le nuove potenzialità del calcolatore. Le versioni precedenti del software di solito sono sostenute con 2 principali tecniche:

- attraverso la 'Modalità di compatibilità hardware' (in cui i nuovi processori contengono le vecchie versioni a 32-bit del set di istruzioni come pure quelle della neo versione a 64-bit), tramite un software di emulazione, proprio di ogni programmatore;

- attraverso l'effettiva attivazione a 32-bit di un core del processore a 64-bit relativo (ad esempio i processori Itanium di Intel includono un core x86 per eseguire le operazioni x86 a 32-bit).

I sistemi operativi per le architetture a 64-bit in generale supportano le richieste software di funzionamento a 32-bit e 64-bit. Una significativa eccezione a questo è l'AS/400, il cui software gira su un virtuale ISA, chiamato TIMI (Technology Independent Machine Interface). Esso viene tradotto in codice macchina nativo dal software di basso livello, prima di essere eseguito. Il software di basso livello è tutto ciò che deve essere riscritto per spostare l'intero sistema operativo e tutti i software per una nuova piattaforma hardware.

Mentre le architetture a 64-bit rendono il lavoro indiscutibilmente più facile quando si ha a che fare con grandi insiemi di dati in applicazioni come video digitale, calcolo scientifico e banche dati di grandi dimensioni, vi è stato un notevole dibattito sulla loro reale compatibilità con la richiesta del 32-bit e sulla differente velocità di esecuzione rispetto a quella dei meno costosi sistemi a 32-bit. Va ribadito che su un'architettura x86-64 (AMD64) la maggior parte dei sistemi operativi e delle applicazioni a 32-bit sono in grado di funzionare senza problemi su hardware a 64-bit. La velocità non è l'unico fattore da prendere in considerazione in un confronto fra processori a 32-bit e processori a 64-bit. Per applicazioni come multi-tasking, stress testing e clustering per l'HPC (high-performance computing) può essere più adatta una architettura a 64-bit, quando impiegata in modo appropriato. I calcolatori a 64-bit in cluster sono stati ampiamente utilizzati in grandi organizzazioni come IBM, HP e Microsoft, proprio per questo motivo.

Un'idea diffusa è che le architetture a 64-bit non sono migliori delle architetture a 32-bit a meno che il computer non necessiti di un utilizzo di RAM maggiore di 4 Gb. Questo non è del tutto vero; infatti:

1. Nei sistemi a 32-bit alcune parti dei sistemi operativi di riserva, come processo o spazio di indirizzamento per l'uso del sistema operativo stesso, riducono lo spazio totale disponibile per la mappatura di indirizzi di memoria per i programmi utente. Ad esempio, Windows XP DLL e altri componenti del sistema operativo in modalità utente vengono mappati nello spazio di memoria indirizzi e permettono solo da 2 a 3 Gb (a seconda delle

impostazioni) di spazio di indirizzi disponibili all'utente. Questa restrizione non è presente nei sistemi operativi a 64-bit;

2. I file mappati in memoria stanno diventando sempre più difficili da attuare in architetture a 32-bit, in particolare a causa dell'introduzione di un costo relativamente basso della tecnologia DVD registrabili. Un file dalle dimensioni di 4 Gb non è più cosa rara quindi i file di grandi dimensioni non possono essere mappati totalmente in memoria per architetture a 32-bit;
3. Alcuni programmi come i software di crittografia dei dati possono trarre grandi vantaggi da registri a 64-bit (se il software è compilato a 64-bit) e possono essere eseguiti a 64-bit dalle 3 alle 5 volte più velocemente che a 32-bit.

Alcuni complessi algoritmi di analisi numerica sono limitati nella loro precisione da errori derivanti dal fatto che non tutti i numeri in virgola mobile possono essere rappresentati con elevata precisione con un piccolo numero di bit. Imprecisioni tipo "Creeping", cioè variazioni molto sentite per valori piccoli, possono portare a risultati errati, che spesso conducono a tentativi di divisione per zero.

Il principale svantaggio delle architetture a 64-bit è che, rispetto alle architetture a 32-bit, gli stessi dati occupano più spazio in memoria a causa di puntatori più ampi e di codici di comando più ampi. Questo aumenta il dispendio di memoria di un determinato processo e può introdurre complicazioni per l'utilizzo efficiente della cache del processore.

Il mantenimento di un modello parziale a 32-bit è un modo per gestire queste situazioni e, in generale, è ragionevolmente efficace. In realtà, per prestazioni altamente orientate, il sistema operativo richiede che il codice del programma risieda in spazi di indirizzi a 32-bit, mentre i dati possono (facoltativamente) risiedere in regioni a 64-bit.

Attualmente la maggior parte del software x86 è compilato in codice a 32-bit, non in codice a 64-bit, in modo da non approfittare del maggiore spazio di indirizzamento a 64-bit o dei più ampi registri a 64-bit sui processori x86.

Il termine generico x86 si riferisce a una famiglia di set di istruzioni articolate basate sull'Intel 8086. Il termine 86 deriva dal fatto che inizialmente molti processori retro-compatibili con l'8086 terminavano la loro sigla in "86". Molti

aggiornamenti ed estensioni sono stati aggiunti al set di istruzioni iniziali del x86 nel corso degli anni, quasi sempre con la piena compatibilità all'indietro.

Sebbene la maggior parte dei processori x86 usati nei nuovi personal computer e server abbiano capacità a 64-bit, per evitare problemi di compatibilità con sistemi o calcolatori più vecchi, i termini *x86-64* e *x64* vengono utilizzati per indicare software a 64-bit, mentre il termine *x86* indica il solo utilizzo a 32-bit.

2.5 Problemi nei compilatori a 64-bit

La conversione di un software applicativo scritto in un linguaggio di alto livello da una architettura a 32-bit a una 64-bit risulta essere difficoltosa. Un problema abbastanza ricorrente è che alcune interfacce di programmazione, al momento della compilazione del programma, danno per scontato che i puntatori abbiano la stessa lunghezza di altri tipi di dati. Queste interfacce assumono che i contenuti possono essere trasferiti tra questi tipi di dati senza perdere informazioni. Tale ipotesi risulta essere vera solo su alcuni calcolatori a 16 e a 32 bit, ma non sono più vere su calcolatori a 64-bit.

Il linguaggio di programmazione C e il suo discendente C++ rendono particolarmente facile compiere questo tipo di errore. Per evitare questo errore in C e C++ si può utilizzare il comando 'sizeof', per determinare la dimensione di tali tipi primitivi. Le decisioni in base alle dimensioni dei puntatori e dei dati devono essere effettuate sia in fase di compilazione che di esecuzione. Per evitare problemi di compatibilità delle strutture dei dati si utilizza il compilatore esterno Visual Studio C++ 2008. Questo compilatore è ottimamente supportato da Matlab 2009 installato in modalità 64-bit perché pur essendo un compilatore a 32-bit emula il funzionamento a 64-bit. Compilatori più'anziani' non vengono riconosciuti dalla ricerca automatica di Matlab. Il compilatore interno fornito con il prodotto 2009 non è in grado di competere in termini prestazionali con il nuovo software di visual studio C++.

Su architetture a 32-bit i puntatori e le variabili "int" e "long" sono tutti a 32-bit. Tuttavia, in molti ambienti di programmazione a 64-bit, le variabili "int" sono ancora a 32-bit, mentre i puntatori e le variabili "long" sono a 64-bit. Queste sono descritte come modello di dati LP64.

Un'altra alternativa è il modello LLP64, che mantiene la compatibilità con il codice a 32-bit, lasciando entrambe le int a 32-bit. "LL" si riferisce al tipo "long long", che è di almeno 64-bit su tutte le piattaforme, compresi ambienti a 32-bit.

Molti compilatori a 64-bit oggi utilizzano il modello LP64. Il compilatore di Microsoft Visual C++ utilizza il modello LLP64. Lo svantaggio del modello LP64 sta nel fatto che l'immagazzinamento di una variabile long in una variabile int potrebbe trascinare. Nel modello LLP è vero il contrario.

2.6 Combinazione software-calcolatore

Per risolvere il problema dell'immagazzinamento momentaneo del considerevole volume di dati in gioco, in modo da portare a termine la simulazione, sono state individuate varie strade:

1. ampliamento della RAM virtuale attraverso il settaggio in modo automatico della dimensione dei file di 'paging'. I file di paging sono delle allocazioni di memoria create dal sistema operativo (Windows). Essi sono richiamati dal sistema operativo stesso quando il funzionamento dei suoi processi risulta troppo gravoso per la RAM;
2. scrittura diretta su file dei risultati di simulazione. Per alleggerire il processo di simulazione si eliminano tutti i blocchi 'scope' dal modello e si inserisce al loro posto il blocco 'to file'. Questa tecnica mantiene i dati calcolati in formato 'stringa' nella RAM e, a fine simulazione, salva tutti i risultati nella cartella di destinazione, sul disco rigido;
3. utilizzo di un sistema operativo open source che permetta un uso più elastico della memoria RAM;
4. incremento significativo della quantità di RAM installata nel calcolatore in uso. Questa è la via più dispendiosa, in quanto richiede di disporre di una tecnologia di livello superiore a quella comunemente in vendita. Va ribadito che si può attuare questa scelta solo disponendo di una struttura hardware a 64-bit.

Seguendo la prima strada, ossia utilizzando massicciamente i file di 'paging', si nota una dilatazione del tempo di simulazione. Questo deriva dal fatto che la velocità di lettura e scrittura su disco rigido è di molto inferiore a quella su RAM

fisica. La RAM, essendo una memoria allo stato solido, permette una maggior velocità di accesso ai suoi dati. I dischi rigidi, invece, sono composti da organi meccanici in movimento, chiamati testine, che eseguono la scrittura magnetica su disco solo dopo aver individuato la corretta posizione, su quest'ultimo, del primo settore libero.

Questa strada introduce nuove problematiche. La differenza di velocità di scrittura e lettura dei file tra RAM e disco rigido nel corso della simulazione può non sopportare eccessive velocità nella richiesta da parte del simulatore di dati allocati in precedenza. Questo causa errori nella simulazione con relativo blocco del software e comparsa della finestra d'errore: 'ERROR ALLOCATION MEMORY'.

Elementi quali gli scope per la visualizzazione in tempo reale dei dati calcolati caricano in memoria un valore per ogni passo di simulazione del sistema. Questo aumenta ancora di più la richiesta di RAM da parte della simulazione. Per ridurre questo dispendio di memoria si può seguire la seconda strada. In questo caso si eliminano i dati da inviare alla scheda video per visualizzare sullo schermo il grafico relativo, andando quindi a ridurre il volume dei dati caricati in RAM destinati a quest'applicazione.

L'altro lato della medaglia è l'impossibilità di controllare in tempo reale l'evoluzione dello specifico parametro della simulazione. Per di più questo metodo non abbatte di molto la richiesta di RAM da parte del simulatore, perché i blocchi 'to file' mantengono i dati caricati in memoria RAM per tutto la durata della simulazione e solo alla fine provvedono al salvataggio dei dati su disco.

Una buona strategia potrebbe essere quella di automatizzare lo stop della simulazione ad intervalli regolari, dando modo al simulatore di salvare i risultati nella cartella dedicata, in modo da tenere la RAM sempre poco utilizzata. Il problema di questo metodo risiede nell'impossibilità di re-inizializzare tutti i parametri relativi al nuovo punto di partenza della simulazione.

È risaputo che i sistemi operativi della famiglia Microsoft limitano fortemente le azioni attuabili dagli utenti. Questo perché i produttori cercano di limitare le possibilità di danneggiare gli elementi hardware con azioni scorrette da parte degli utenti meno esperti, costituenti la maggior parte del loro bacino di utenza.

La terza strada prevede l'uso di un sistema operativo che permetta una maggiore gestione hardware da parte dell'utente. La scelta del sistema operativo appartenente

alla famiglia Unix chiamato Suse. Questa scelta permette di sfruttare tutta il quantitativo di memoria RAM installata nel calcolatore, quindi permette di sorpassare lo scoglio dei 3Gb massimi accettabili dalla versione di windows a 32-bit. L'utilizzo di un sistema operativo complesso e di nicchia come Suse introduce però notevoli problematiche. Non esiste, ad esempio, piena compatibilità tra i tool dell'ambiente Microsoft e quelli dell'ambiente Unix. Questo perché il più delle volte Mathworks, la società produttrice e distributrice di Matlab, demanda ad enti terzi la produzione dei tool di supporto al Matlab stesso. Questi produttori costruiscono il programma sorgente, in modo che sia compatibile o meno con i vari sistemi operativi, in funzione delle direttive del committente. Se le specifiche richiedono una piena compatibilità con il sistema operativo Microsoft, i produttori compilano il listato sorgente in modo da garantire assenza di errori di interfacciamento con Windows.

La quarta strada da poter intraprendere, visti gli esiti infruttuosi delle strade precedenti, è quella di utilizzare il software di simulazione in un ambiente Microsoft a 64-bit. Questa scelta permette ad ogni programma di far uso di tutto il quantitativo di memoria RAM installato fisicamente nel calcolatore. In questo modo la finestra temporale di simulazione risulta essere più ampia permettendo di studiare l'evoluzione del modello per tutta la durata richiesta. In queste condizioni la visualizzazione dei risultati, attraverso gli appositi blocchi 'scope', risulta alquanto lenta e poco elastica. In questo frangente si possono utilizzare i blocchi 'to file', già menzionati in precedenza, prestando sempre attenzione al dispendio di RAM che questi ne fanno. Va detto che il calcolatore a disposizione possiede 16 Gb di memoria RAM. Questo valore, per quanto grande, può o meno soddisfare la richiesta di immagazzinamento del modello soprattutto in funzione della quantità di blocchi di visualizzazione o salvataggio inseriti.

La compatibilità con un 64-bit di un tool scritto per un ambiente a 32-bit, come citato in precedenza, può non essere garantita. Infatti questo si è rivelato essere un ulteriore problema. Vari tools prodotti nell'era a 32-bit, non compaiono nella finestra di installazione di Matlab in versione 64-bit. Matlab non è in grado neppure di utilizzare parte del tool forzandone l'installazione manualmente nell'apposita cartella di sistema. Il problema deve essere aggirato optando per l'utilizzo limitato di tools a fronte di uno studio cartaceo più accurato del modello matematico.

La scelta ricade sull'utilizzo di Matlab, in versione 64-bit installato sul calcolatore *Intel^(R)Xeon^(R) 2 CPU E5420* (octocore) provvisto di 16 Gb di memoria RAM.

Il MATLAB 2007b, utilizzato per realizzare le simulazioni relative al sistema oggetto di studio, presenta i seguenti limiti nell'utilizzo di memoria RAM:

Windows XP/32 bit	3GB
Linux/32 bit	3-4 GB
Windows 7-Linux/64 bit	Tutta la RAM installata + spazio virtuale su Hard Disk

Le piattaforme a 32 bit ammettono quindi di allocare al massimo un blocco delle dimensioni di 2 GB, anche se in totale sono allocabili circa 3 GB.

Le differenze esistenti in passato tra sistemi equipaggiati con Windows Xp/32 bit (sostanzialmente limitato a 3 GB) e Linux/32 bit sono scomparse nelle architetture a 64 bit equipaggiate con Windows 7 e MATLAB a 64 bit. Al momento attuale quindi non ci sono limiti importanti circa la RAM per le piattaforme a 64 bit.

Esistono solo alcune marginali differenze nell'uso della memoria fra Windows 7 e Windows XP: in entrambi i casi è comunque possibile per MATLAB allocare spazio in memoria in quantità uguale alla RAM installata.

MATLAB a 32 bit può essere installato anche su CPU e SO a 64 bit: in questo caso MATLAB dispone solamente di 4GB fisici con cui lavorare, con il già citato limite di allocazione di 2 GB.

Installare la versione MATLAB a 32 bit in un sistema operativo a 64 bit non mantiene le prestazioni della versione a 64 bit dello stesso introducendo i limiti di memoria che affliggono le architetture a 32 bit. Questa configurazione va preferibilmente limitata ai casi in cui la presenza di moduli compilati o tool sviluppati esclusivamente per architettura a 32 bit lo richieda.

ODE 23 tb stiff, solver a passo di simulazione variabile, si è rivelato essere il solver più adatto a soddisfare le specifiche del progetto. Grazie alla capacità di utilizzare congiuntamente due algoritmi di soluzione, è in grado di ottenere risultati soddisfacenti, con i tempi di calcolo più bassi tra tutti i solver, per dinamiche totalmente differenti, quali quelle associate alle correnti e alle velocità degli organi meccanici. L'obbligo di utilizzare un 'solver', o metodo risolutivo, a passo variabile

deriva dal fatto che il modello è composto da una serie di elementi con dinamica variabile; questi elementi richiedono un infittimento di campioni in misura maggiore laddove altri non lo richiederebbero. L'interfaccia di configurazione del solver ODE 23 tb stiff permette di stabilire i limiti minimi e massimi per il passo di simulazione.

Capitolo 3 Definizione e rappresentazione del modello del motore di propulsione

3.1 Introduzione

Quando si deve simulare numericamente, con l'uso del calcolatore, un sistema dinamico per prevedere come esso si comporta in determinate condizioni di funzionamento o in risposta a determinati stimoli, è necessario, sostanzialmente, risolvere nel dominio del tempo le equazioni, solitamente di tipo differenziale, governanti la fisica del sistema. Per poter essere risolte, le equazioni differenziali devono essere implementate, ossia opportunamente “scritte”, nel linguaggio di simulazione che si intende impiegare.

Nel seguente capitolo viene fornita una descrizione in termini matematici dei motori elettrici di propulsione.

3.2 Descrizione della macchina elettrica di propulsione

Nel sistema elettrico navale oggetto di studio, modellizzazione e simulazione, la funzione di propulsione delle eliche principali è affidata a motori elettrici alimentati da convertitori statici. Il motore elettrico in questione è una macchina sincrona a magneti permanenti superficiali, cioè con rotore di forma cilindrica sulla cui superficie sono montati, con polarità alternate, i magneti permanenti che ne rappresentano i poli. Ciascun magnete permanente esercita la funzione che, in una macchina sincrona tradizionale, compete al polo avvolto, più comunemente noto col nome di salienza. Il vantaggio dell'uso dei magneti permanenti consiste nella possibilità di eliminare i circuiti di eccitazione rotorica (avvolgimenti di campo) con conseguente risparmio in termini di ingombro e di perdite per effetto Joule. Questo risparmio permette di sopperire al maggior costo che affligge le terre rare utilizzate per realizzare magneti [45].

La particolarità progettuale dello statore della macchina elettrica consiste invece nel numero di fasi. Mentre, infatti, le normali macchine elettriche in corrente alternata sono dotate di un singolo avvolgimento trifase, il motore in oggetto presenta quattro avvolgimenti tra loro indipendenti. Gli avvolgimenti sono assemblati per risultare tra loro galvanicamente isolati, seppure magneticamente accoppiati. A livello

progettuale gli avvolgimenti, tutti uguali tra loro, sono fisicamente ruotati di 15 gradi elettrici (angolo pari a un dodicesimo del passo polare) rispetto all'avvolgimento precedente. Questa distribuzione fisica (spaziale) fa sì che, quando la macchina viene fatta funzionare a vuoto, le forze elettromotrici indotte negli avvolgimenti originano terne a loro volta sfasate di 15 gradi elettrici. La composizione di sfasamento elettrico e meccanico porta le forze elettromotrici ad essere sfasate complessivamente di un ventiquattresimo di periodo dell'onda di alimentazione.

I quattro avvolgimenti di macchina sono connessi ciascuno ad un convertitore trifase capace di fornire in uscita una tensione ed una frequenza variabili. I convertitori sono controllati in modo tale da permettere al motore di funzionare in condizioni di flusso desiderato per diverse velocità di rotazione.

La struttura dell'azionamento, con quattro convertitori ed altrettanti avvolgimenti di macchina, è preferita a quella trifase tradizionale in quanto consente di mantenere il sistema in funzionamento, benché a potenza ridotta e con prestazioni leggermente degradate, anche nell'ipotesi che si verifichi un guasto ad uno o più dei convertitori di alimentazione.

3.2.1 Equazioni di tensione nel riferimento di statore

Le equazioni in grado di esprimere il bilancio delle tensioni per le dodici fasi di statore possono essere scritte in forma matriciale compatta come in (3.1), (3.2), (3.3), dove l'apice "t" indica l'operatore di trasposizione.

$$v_{abc} = R_{abc}i_{abc} + \frac{d}{dt}(L_{abc}i_{abc}) + e_{abc} \quad (3.1)$$

$$v = (v_{0,0} \ v_{1,0} \ v_{2,0} \ | \ \dots \ | \ v_{0,3} \ v_{1,3} \ v_{2,3})^t \quad (3.2)$$

$$i_{abc} = (i_{0,0} \ i_{1,0} \ i_{2,0} \ | \ \dots \ | \ i_{0,3} \ i_{1,3} \ i_{2,3})^t \quad (3.3)$$

$$e_{abc} = (e_{0,0} \ e_{1,0} \ e_{2,0} \ | \ \dots \ | \ e_{0,3} \ e_{1,3} \ e_{2,3})^t \quad (3.4)$$

$$e_{abc} = \frac{d}{dt}(L_{sf}i_f) \quad (3.5)$$

La seguente nomenclatura si applica ai simboli utilizzati in (3.1), (3.2), (3.3):

v_{abc}	vettore delle dodici tensioni di fase statoriche;
i_{abc}	vettore delle dodici correnti di fase statoriche;
e_{abc}	vettore delle forze elettromotrici di statore dovute all'effetto dei magneti permanenti;
$v_{0,j} v_{1,j} v_{2,j}$	tensioni delle fasi (0, 1, 2) che costituiscono la terna j-esima (con $j=0,1,2,3$);
$i_{0,j} i_{1,j} i_{2,j}$	correnti delle fasi (0, 1, 2) che costituiscono la terna j-esima (con $j=0,1,2,3$);
$e_{0,j} e_{1,j} e_{2,j}$	f.e.m. delle fasi (0, 1, 2) che costituiscono la terna j-esima (con $j=0,1,2,3$);
i_f	corrente di eccitazione equivalente alla f.m.m. rotorica, riportata a statore;
R_{abc}	matrice delle resistenze di fase di statore;
L_{abc}	matrice delle induttanze di fase di statore;
L_{sf}	vettore delle mutue induttanze tra circuito di eccitazione equivalente e fasi di statore.

3.2.2 Modellizzazione della FMM rotorica

L'effetto dei magneti permanenti rotorici viene modellizzato seguendo quanto precisato in letteratura. I magneti, infatti, svolgono la medesima funzione del circuito di eccitazione presente su motori a rotore avvolto. E' sufficiente realizzare un circuito di eccitazione equivalente percorso da una corrente i_f e disporlo lungo l'asse diretto (d). Per semplicità la FMM equivalente i_f può essere considerata costante nel funzionamento normale, benché il suo valore, nella realtà, sia influenzato dalla temperatura del magnete in modo più o meno sensibile a seconda della tecnologia del magnete stesso. Per macchine dalle performance più spinte, una serie di sonde di temperatura (tipo PT100) installate tra avvolgimento di statore e bietta, unite ad una opportuna strategia di controllo, permettono di effettuare una compensazione della deriva dei magneti in funzione della temperatura. Questo permette di considerare i_f costante al variare della temperatura [45].

3.2.3 Matrici del modello nel riferimento di statore

3.2.3.1 Matrice delle resistenze

La matrice delle resistenze R_{abc} è una matrice diagonale avente per elementi diagonali le 12 resistenze di fase.

La matrice R_{abc} è suddivisa in 4 sottomatrici diagonali R_s di dimensione 3 x 3 aventi per elementi diagonali le resistenze della terna di statore a cui si riferiscono

$$R_{abc} = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s \end{pmatrix} \quad (3.6)$$

3.2.3.2 Matrice delle induttanze di statore

La matrice delle induttanze L_{abc} è una matrice 12×12 che può essere partizionata come segue:

$$L_{abc} = \begin{pmatrix} L_{0,0} & L_{0,1} & L_{0,2} & L_{0,3} \\ L_{1,0} & L_{1,1} & L_{1,2} & L_{1,3} \\ L_{2,0} & L_{2,1} & L_{2,2} & L_{2,3} \\ L_{3,0} & L_{3,1} & L_{3,2} & L_{3,3} \end{pmatrix} \quad (3.7)$$

Ogni sottomatrice $L_{w,w'}$ contiene le mutue induttanze tra le fasi della terna w e le fasi della terna w' :

$$L_{w,w'} = \begin{pmatrix} L_{(0,w),(0,w')} & L_{(0,w),(1,w')} & L_{(0,w),(2,w')} \\ L_{(1,w),(0,w')} & L_{(1,w),(1,w')} & L_{(1,w),(2,w')} \\ L_{(2,w),(0,w')} & L_{(2,w),(1,w')} & L_{(2,w),(2,w')} \end{pmatrix} \quad (3.8)$$

Il simbolo $L_{(p,w),(p',w')}$ rappresenta la mutua induttanza tra la fase p della terna w e la fase p' della terna w'. Ogni induttanza sopra descritta può essere espressa inoltre come somma del termine di dispersione ($L\sigma$), dovuto al flusso disperso, ossia il flusso che non attraversa il traferro, e del termine di magnetizzazione (Lm), dovuto al flusso che attraversa il traferro:

$$L_{(p,w),(p',w')} = L\sigma_{(p,w),(p',w')} + Lm_{(p,w),(p',w')} \quad (3.9)$$

Il termine di dispersione è esprimibile in forma analitica con una certa difficoltà. La prassi è quella di determinarlo in base a prove specifiche effettuate sulla macchina oggetto dell'analisi oppure facendo ricorso a dati progettuali, nel caso siano disponibili. Se sia i dati sperimentali che di progetto non sono disponibili, il valore delle mutue induttanze è approssimabile considerando esclusivamente le auto-induttanze di dispersione di macchina e disinteressandosi delle mutue induttanze:

$$L_{(p,w),(p',w')} = \begin{cases} L_{\sigma 0} & \text{se } p = p' \wedge w = w' \\ 0 & \text{altrimenti} \end{cases} \quad (3.10)$$

In questo caso $L_{\sigma 0}$ risulta essere l'unico parametro incognito e può essere determinato per mezzo della prova a rotore estratto.

Il termine di magnetizzazione, esprimibile in forma analitica, è funzione della posizione del rotore ϑ (3.11).

La posizione del rotore è espressa in radianti elettrici ed è calcolata assumendo come riferimento l'asse della prima fase della terna $w=0$.

$$Lm_{(p,w),(p',w')} = \frac{2}{3} \frac{L_{md} + L_{mq}}{2} \cos[\vartheta_{(p,w)} - \vartheta_{(p',w')}] + \frac{2}{3} \frac{L_{md} + L_{mq}}{2} \cos[2(\vartheta - \frac{\vartheta_{(p,w)} + \vartheta_{(p',w')}}{2})] \quad (3.11)$$

con:

$$\vartheta_{p,w} = p \frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{12} \quad (3.12)$$

dove:

- ϑ è la posizione del rotore in radianti elettrici misurata rispetto alla fase (0,0);
- $\vartheta_{(p,w)}$ è la posizione della fase (p,w) rispetto alla fase (0,0) (3.11).

L_{md} e L_{mq} rappresentano le induttanze di magnetizzazione di asse d e q riferite ad una singola terna di macchina. Esse sono utilizzate per rappresentare il valore dell'ampiezza del flusso concatenato con una fase quando una sola terna di statore è alimentata con correnti sinusoidali di ampiezza unitaria e sfasate tra loro di 120°. Il coefficiente 2/3 che compare in (3.11) è dovuto alla definizione convenzionale ed usualmente impiegata per L_{md} e L_{mq} come induttanze appartenenti ad una terna.

3.2.3.3 Matrice delle induttanze tra statore e rotore

L'effetto magnetizzante, prodotto dai magneti permanenti incollati sul rotore della macchina sincrona, viene rappresentato per mezzo di una corrente di eccitazione rotorica equivalente i_f che, opportunamente riportata allo statore e orientata lungo l'asse diretto (d), origina nelle fasi di statore le forze elettromotrici indotte a vuoto e_{abc} (3.5).

La derivata del prodotto della matrice delle mutue induttanze L_{sf} (3.13), vettore di dimensioni 12×1, per lo scalare della corrente di eccitazione rotorica i_f dà origine quindi alla forza elettromotrice a vuoto e_{abc} .

$$L_{sf} = L_{md} \begin{pmatrix} \cos(0\frac{2}{3}\pi + 0\frac{1}{12}\pi - \vartheta) \\ \cos(1\frac{2}{3}\pi + 0\frac{1}{12}\pi - \vartheta) \\ \cos(1\frac{2}{3}\pi + 0\frac{1}{12}\pi - \vartheta) \\ \vdots \\ \cos(0\frac{2}{3}\pi + 3\frac{1}{12}\pi - \vartheta) \\ \cos(1\frac{2}{3}\pi + 3\frac{1}{12}\pi - \vartheta) \\ \cos(2\frac{2}{3}\pi + 3\frac{1}{12}\pi - \vartheta) \end{pmatrix} \quad (3.13)$$

La mutua induttanza tra la fase (p,w) ed il circuito di eccitazione rotorica equivalente è proporzionale all'angolo che si instaura tra i due circuiti, cioè $(\frac{\pi}{12})w + (\frac{2\pi}{3})p - \vartheta$, dove ϑ è la posizione angolare del rotore misurata rispetto all'asse della fase (0,0) presa quale riferimento.

Il coefficiente L_m viene inserito in quanto la corrente di eccitazione rotorica equivalente i_f è riportata allo statore. Ciò significa che una corrente i_f di ampiezza unitaria produce lo stesso effetto, in termini di flusso al traferro e quindi di f.e.m. indotta nello statore, rispetto ad una terna di correnti di ampiezza unitaria circolanti in una delle quattro terne statoriche.

Questa scelta permette di ottenere istantaneamente un riscontro tra variazione di i_f e variazione di f.e.m. senza dovere forzatamente utilizzare, come accade per le macchine a rotore avvolto, il rapporto spire tra statore e rotore.

3.2.4 Trasformazione nel sistema di riferimento sincrono d-q-0

Il modello della macchina descritto dal sistema composto dalle equazioni (3.1), (3.2), (3.3), (3.4), (3.5) contiene matrici tempo-varianti, funzione della posizione rotorica ϑ . È possibile ottenere un modello in forma tempo-invariante ricorrendo alla trasformazione bifase stazionaria d-q-0, detta anche "trasformazione di Park-Clark". La trasformazione può essere rappresentata sia in forma matriciale che in forma vettoriale. La forma matriciale, rispetto a quella vettoriale, consente una maggiore semplicità nella trattazione matematica del modello in esame. Attraverso la forma matriciale è possibile partizionare le operazioni da eseguire sul modello, ossia è possibile far interagire tra loro le diverse terne degli avvolgimenti sottoposti

istantaneamente alla medesima terna di alimentazione. La trasformata di Park-Clark (3.14) da applicare al modello del motore quadri terna risulta essere quindi diagonale di dimensione 12×12 :

$$T(\vartheta) = \begin{pmatrix} P(\vartheta)C & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & P(\vartheta - \frac{\pi}{12})C & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & P(\vartheta - \frac{2\pi}{12})C & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & P(\vartheta - \frac{3\pi}{12})C \end{pmatrix} \quad (3.14)$$

dove:

$$C = \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \quad (3.15)$$

$$P(\vartheta) = \begin{pmatrix} \cos \vartheta & \sin \vartheta & 0 \\ -\sin \vartheta & \cos \vartheta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (3.16)$$

$$0_{3 \times 3} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.17)$$

La matrice T, di dimensioni 12×12 , applicata alle variabili di fase (3.2), (3.3), (3.4), le trasforma in nuove variabili come segue:

$$v_{dqo} = (v_{d,0} \ v_{q,0} \ v_{o,0} \ | \ \dots \ | \ v_{d,3} \ v_{q,3} \ v_{o,3})^t = T(\vartheta)v_{abc} \quad (3.18)$$

$$i_{dqo} = (i_{d,0} \ i_{q,0} \ i_{o,0} \ | \ \dots \ | \ i_{d,3} \ i_{q,3} \ i_{o,3})^t = T(\vartheta)i_{abc} \quad (3.19)$$

$$e_{dqo} = (e_{d,0} \ e_{q,0} \ e_{o,0} \ | \ \dots \ | \ e_{d,3} \ e_{q,3} \ e_{o,3})^t = T(\vartheta)e_{abc} \quad (3.20)$$

Dove i simboli utilizzati indicano:

- $v_{d,j} \ v_{q,j} \ v_{o,j}$ componente secondo gli assi d, q e omopolare della terna j-esima di tensioni (con $j=0,1,2,3$);

- $i_{d,j}$ $i_{q,j}$ $i_{o,j}$ componente secondo gli assi d, q e omopolare della terna j-esima di correnti (con $j=0,1,2,3$);
- $e_{d,j}$ $e_{q,j}$ $e_{o,j}$ componente secondo gli assi d, q e omopolare della terna j-esima di f.e.m. (con $j=0,1,2,3$).

Il sistema di riferimento ora adottato è passato da trifase stazionario a bifase rotante alla pulsazione ω . In termini elettrici il sistema è di tipo ortogonale con assi d e q orientati rispettivamente secondo l'asse polare e interpolare del rotore. In condizioni di regime stazionario a pulsazione ω , le coppie $(v_{d,j}, v_{q,j})$ per $j=0,1,2,3$ originano vettori spaziali rotanti a velocità angolare ω , tutti in fase tra di loro. Le correnti e le f.e.m. assumono le stesse caratteristiche spaziali in termini di componenti dirette, in quadratura e omopolari.

3.2.5 Modello nel riferimento d-q-0 e relative matrici

Applicando le trasformazioni (3.14) all'equazione di tensione (3.1) si ottiene:

$$\begin{aligned} T v_{abc} = v_{dq0} &= T R_{abc} i_{abc} + T \frac{d}{dt} \{L_{abc} i_{abc}\} + T e_{abc} \\ &= T R_{abc} T^{-1} i_{dq0} + T \frac{d}{dt} \{L_{abc} T^{-1} i_{dq0}\} + T \frac{d}{dt} (L_{abc} i_f) \end{aligned} \quad (3.21)$$

Sviluppando le derivate e considerando che $\frac{di_f}{dt} = 0$, sotto l'ipotesi che i magneti originino f.m.m. costanti, si ottiene:

$$v_{dq0} = T R_{abc} T^{-1} i_{dq0} + T \frac{d}{dt} (L_{abc} T^{-1}) i_{dq0} + T L_{abc} T^{-1} (i_{dq0}) + T \left(\frac{d}{dt} L_{abc} \right) i_f \quad (3.22)$$

Date le proprietà di trasposizione delle matrici si ha che:

$$L_{dq0} = T L_{abc} T^{-1} \quad (3.23)$$

$$R_{dq0} = T R_{abc} T^{-1} \quad (3.24)$$

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (3.25)$$

$$T \frac{d}{dt} (L_{abc} T^{-1}) = \omega J L_{dq0} \quad (3.26)$$

$$T \left(\frac{d}{dt} L_{abc} \right) = \omega J L_{dq0f} \quad (3.27)$$

Sviluppando i prodotti nelle (3.23), (3.24), (3.25), (3.26), (3.27) si trovano per le matrici introdotte le seguenti espressioni esplicite tempo-invarianti, ossia che non dipendono da ϑ :

$$R_{dqo} = R_{abc} = \begin{pmatrix} R_s & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & R_s \end{pmatrix} \quad (3.28)$$

$$\mathbf{L}_{dqo} = \begin{pmatrix} L_{md}+L_0 & 0 & 0 & L_{md}+L_1 & M_1 & 0 & L_{md}+L_2 & 0 & 0 & L_{md}+L_1 & -M_1 & 0 \\ 0 & L_{mq}+L_0 & 0 & -M_1 & L_{mq}+L_1 & 0 & 0 & L_{mq}+L_2 & 0 & M_1 & L_{mq}+L_1 & 0 \\ 0 & 0 & H_0 & 0 & 0 & H_1 & 0 & 0 & H_2 & 0 & 0 & -H_1 \\ \hline L_{md}+L_1 & 0 & 0 & L_{md}+L_0 & 0 & 0 & L_{md}+L_1 & M_1 & 0 & L_{md}+L_2 & 0 & 0 \\ 0 & L_{mq}+L_1 & 0 & 0 & L_{mq}+L_0 & 0 & -M_1 & L_{mq}+L_1 & 0 & 0 & L_{mq}+L_2 & 0 \\ 0 & 0 & H_1 & 0 & 0 & H_0 & 0 & 0 & H_1 & 0 & 0 & H_2 \\ \hline L_{md}+L_2 & -M_2 & 0 & L_{md}+L_1 & 0 & 0 & L_{md}+L_0 & 0 & 0 & L_{md}+L_1 & M_1 & 0 \\ M_2 & L_{mq}+L_2 & 0 & 0 & L_{mq}+L_1 & 0 & 0 & L_{mq}+L_0 & 0 & -M_1 & L_{mq}+L_1 & 0 \\ 0 & 0 & H_2 & 0 & 0 & H_1 & 0 & 0 & H_0 & 0 & 0 & H_1 \\ \hline L_{md}+L_1 & M_1 & 0 & L_{md}+L_2 & -M_2 & 0 & L_{md}+L_1 & 0 & 0 & L_{md}+L_0 & 0 & 0 \\ -M_1 & L_{mq}+L_1 & 0 & M_2 & L_{mq}+L_2 & 0 & 0 & L_{mq}+L_1 & 0 & 0 & L_{mq}+L_0 & 0 \\ 0 & 0 & -H_1 & 0 & 0 & H_2 & 0 & 0 & H_1 & 0 & 0 & H_0 \end{pmatrix} \quad (3.29)$$

$$\mathbf{J} = \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.30)$$

$$\mathbf{L}_{dqof} = \begin{pmatrix} L_{md} \\ 0 \\ 0 \\ \dots \\ L_{md} \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ \dots \\ L_{md} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{JL}_{dqof} = \begin{pmatrix} 0 \\ L_{md} \\ 0 \\ \dots \\ 0 \\ L_{md} \\ 0 \\ \vdots \\ \dots \\ 0 \\ L_{md} \\ 0 \end{pmatrix}. \quad (3.31)$$

Le matrici realizzate seguendo la trasformata di Park-Clark (3.14) sono ora composte dalle induttanze magnetizzanti di asse d e q (L_{md} , L_{mq}), dalle resistenze di fase R_s e dai parametri induttivi L_0 , L_1 , L_2 , M_1 , H_0 , H_1 . I parametri induttivi sono parametri dipendenti dai flussi di dispersione di macchina. Applicando in particolare l'approssimazione (3.10), in cui è possibile trascurare le mutue induttanze di dispersione considerando esclusivamente le auto-induttanze di dispersione di macchina, il valore dei parametri induttivi risulta:

$$L_0 = H_0 = L\sigma_0, \quad L_1 = L_2 = M_1 = H_1 = H_2 = 0 \quad (3.32)$$

L'equazione di tensione nel sistema di riferimento d-q-o grazie alle nuove matrici appena introdotte può essere scritta:

$$\mathbf{v}_{dqo} = \mathbf{R}_{dqo}\mathbf{i}_{dqo} + \mathbf{L}_{dqo} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{dqo} + \omega \mathbf{JL}_{dqo}\mathbf{i}_{dqo} + \omega \mathbf{JL}_{dqof} i_f \quad (3.33)$$

in cui tutte le matrici sono tempo-invarianti e nel modo appena descritto.

3.2.6 Equazione di coppia

L'equazione di tensione (3.33) lega tra loro le variabili elettriche (tensioni e correnti), mentre l'equazione di coppia lega la velocità angolare rotorica ω con

l'equazione di tensione attraverso parte delle variabili elettriche utilizzate per la sua composizione. Per ricavare l'equazione di coppia è sufficiente moltiplicare la (3.33) per il trasposto del vettore delle correnti \mathbf{i}_{dqo}^t ottenendo:

$$\mathbf{i}_{dqo}^t \mathbf{v}_{dqo} = \mathbf{i}_{dqo}^t \mathbf{R}_{dqo} \mathbf{i}_{dqo} + \mathbf{i}_{dqo}^t \mathbf{L}_{dqo} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{dqo} + \mathbf{i}_{dqo}^t \omega \mathbf{J} \mathbf{L}_{dqo} \mathbf{i}_{dqo} + \mathbf{i}_{dqo}^t \omega \mathbf{J} \mathbf{L}_{dqof} \mathbf{i}_f \quad (3.34)$$

Il membro $\mathbf{i}_{dqo}^t \mathbf{v}_{dqo}$ rappresenta il valore della potenza elettrica entrante nel motore, o assorbita da esso, attraverso i morsetti di alimentazione; il termine $\mathbf{i}_{dqo}^t \mathbf{R}_{dqo} \mathbf{i}_{dqo}$ rappresenta la potenza dissipata nello statore per effetto joule; il termine $\mathbf{i}_{dqo}^t \mathbf{L}_{dqo} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{dqo}$ corrisponde alla variazione di energia magnetica immagazzinata all'interno della macchina. Effettuando il bilancio energetico, la somma $\mathbf{i}_{dqo}^t \omega \mathbf{J} \mathbf{L}_{dqo} \mathbf{i}_{dqo} + \mathbf{i}_{dqo}^t \omega \mathbf{J} \mathbf{L}_{dqof} \mathbf{i}_f$ rappresenta la potenza meccanica uscente, o resa disponibile, dalla macchina attraverso il suo albero di trasmissione. Dividendo tale potenza per la velocità meccanica di rotazione, data da ω/p con p numero di coppie polari, si ottiene l'espressione della coppia elettromagnetica C_{em}

$$C_{em} = p \left(\mathbf{i}_{dqo}^t \mathbf{J} \mathbf{L}_{dqo} \mathbf{i}_{dqo} + \mathbf{i}_{dqo}^t \mathbf{J} \mathbf{L}_{dqof} \mathbf{i}_f \right) \quad (3.35)$$

I due termini che compongono l'equazione della coppia elettromagnetica (3.35) sono rispettivamente:

- la coppia di riluttanza C_{ril} , funzione delle sole correnti statoriche e presente nell'ipotesi di effetti magnetici di rotore inesistenti ($i_f=0$);
- l'interazione tra correnti statoriche e forza magnetomotrice rotorica che rappresenta la coppia principale C_{pr} .

Sviluppando opportunamente i prodotti dell'equazione di coppia (3.35), attenendosi alla struttura delle matrici \mathbf{L}_{dqo} e \mathbf{L}_{dqfo} è possibile ottenere un'espressione scalare delle coppie di riluttanza e principale:

$$C_{ril} = p \sum_{j=0}^3 \sum_{k=0}^3 i_{dj} i_{qk} (L_{md} - L_{mq}) \quad (3.36)$$

$$C_{pr} = p \sum_{j=0}^3 i_{qj} i_f L_{md} \quad (3.37)$$

Sottraendo alla coppia elettromagnetica (3.35) quella resistente C_r si ottiene infine la coppia accelerante che entra nell'equazione di moto rotatorio dell'albero:

$$C_{em} - C_r = J \frac{d}{dt} \left(\frac{\omega}{p} \right) + B \frac{\omega}{p} \quad (3.38)$$

dove :

J è il momento di inerzia dell'intero albero di rotore;

B è il coefficiente di attrito viscoso dovuto agli attriti agenti sull'albero.

La coppia accelerante deve variare proporzionalmente alla velocità meccanica di rotazione della macchina, perciò le grandezze in gioco sono funzione della pulsazione meccanica ω/p .

3.3 Implementazione numerica del modello

Le equazioni che governano la dinamica elettromagnetica e meccanica della macchina, scritte nel riferimento dqo, possono essere implementate numericamente all'interno di un ambiente di simulazione, ad esempio in ambiente Matlab/Simulink. Lo schema di principio, utilizzato per realizzare il modello in ambiente Matlab/Simulink, è riportato in Figura 3.1.

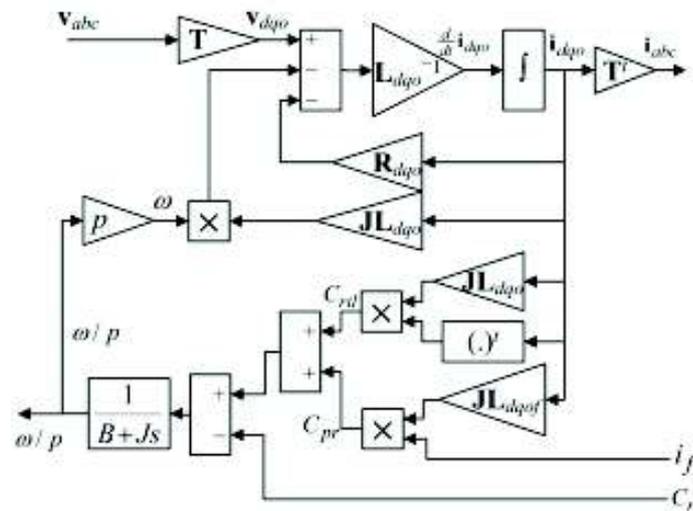


Figura 3.1 Schema di principio per la realizzazione del modello della macchina

Lo schema a blocchi prevede di ricevere come valore di ingresso:

- A. il vettore delle 4 terne di tensione trifase v_{abc} impresse ai morsetti di alimentazione di macchina, espresse secondo il riferimento stazionario trifase scelto;
- B. la corrente equivalente di rotore i_f ;
- C. la coppia resistente C_r proveniente dal modello matematico che implementa l'interazione tra elica-scafo-fluido.

Le grandezze di uscita sono:

- A. il vettore delle 4 terne di corrente trifase i_{abc} assorbite ai morsetti di alimentazione, espresse nel riferimento stazionario trifase scelto;
- B. la velocità di rotazione meccanica ω/p espressa in [rpm] (giri al minuto);

Il modello del motore deve interfacciarsi con quello dell'elica-scafo attraverso l'interscambio delle grandezze meccaniche messe in gioco, ossia attraverso la coppia resistente C_r e la velocità di rotazione meccanica ω/p ;

Il modello del convertitore lato macchina si interfaccia con quello del motore attraverso le grandezze elettriche, tensione di alimentazione trifase v_{abc} e corrente trifase assorbita i_{abc} . [45]

Capitolo 4 Studio e modellizzazione del convertitore di propulsione

4.1 Introduzione

Nel seguente capitolo viene fornita una descrizione in termini matematici dei singoli componenti, completi del set (simbolico), dei parametri progettuali e di collaudo caratterizzanti il sistema, nell'ipotesi di avere accesso alle usuali documentazioni progettuali dei costruttori, quali data-sheet e factory acceptance test. Tale attività mira alla deduzione dei modelli matematici dei principali componenti del sistema elettrico, con particolare riferimento ai convertitori elettronici di potenza degli azionamenti di propulsione.

4.2 Generalità

I motori degli azionamenti elettrici di propulsione sono di tipo sincro a magneti permanenti con quattro terne di avvolgimenti di statore, come precedentemente descritto. Ogni terna della macchina sincrona viene alimentata da un convertitore controllato a tensione impressa ed interfacciato alla rete elettrica di bordo mediante un raddrizzatore a commutazione forzata, come rappresentato in Figura 4.1.

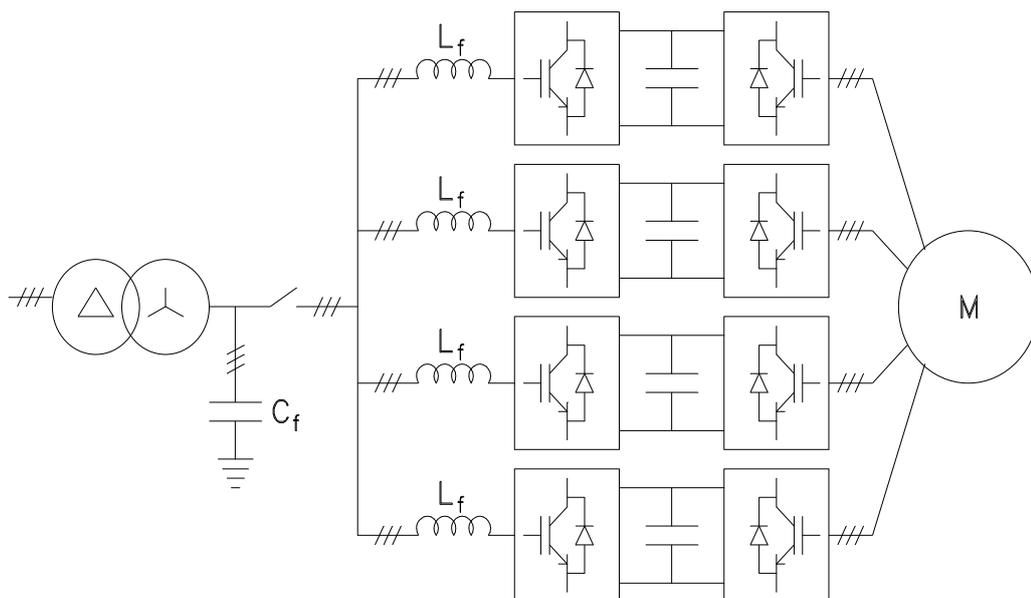


Figura 4.1 Schema circuitale di principio di un azionamento elettrico di propulsione

Ogni convertitore è connesso in serie ad una terna di induttanze di interfaccia L_f .

I raddrizzatori a commutazione forzata sono così chiamati perché dotati di componenti a semiconduttore comandati sia in apertura che in chiusura. Gli interruttori sono comandabili attraverso una tecnica di modulazione, per cui comunemente vengono identificati come raddrizzatori a PWM. Un'altra denominazione molto comune per questo tipo di interfaccia con la rete elettrica è quella di "Active Front-End" (AFE). Questa si contrappone a "Diode Front-End" (DFE), con il quale si indicano i ponti raddrizzatori a diodi.

Gli AFE sono caratterizzati da un ridotto impatto sulla rete di alimentazione in quanto vengono controllati in modo da assorbire correnti sinusoidali in fase con la tensione di alimentazione.

Allo scopo di assorbire dalla rete correnti sinusoidali, la tensione di ingresso dell'AFE viene regolata mediante una tecnica di controllo a PWM, così da ottenere una forma d'onda costituita da una tensione sinusoidale a 50Hz e da armoniche di tensione in alta frequenza. Queste ultime danno origine ad armoniche di corrente sulla rete, la cui presenza può essere trascurata dal momento che la loro ampiezza è notevolmente ridotta grazie all'utilizzo delle induttanze di filtro L_f poste nel lato in alternata.

Nell'azionamento di Figura 4.1 ogni AFE è provvisto di induttanze L_f di ingresso, al fine di evitare il ricircolo di armoniche di corrente fra i 4 AFE, causate dalle armoniche di tensione prodotte dalla PWM, nonché di consentire un controllo di corrente indipendente per ognuno di essi. Infatti ogni L_f , oltre al compito di filtraggio della corrente, ha anche il fondamentale compito di consentire il controllo della corrente assorbita dal singolo AFE a cui è collegata.

Il condensatore C_f ha lo scopo di filtrare le armoniche di tensione prodotte dall'AFE. Per comprendere l'azione di C_f è possibile applicare il principio di sovrapposizione degli effetti. Questo principio permette di analizzare separatamente ciascuna delle armoniche di tensione prodotte dal controllo PWM, così da poter studiare gli effetti della generica armonica di tensione di ordine h (v_{hPWM}). A questo scopo conviene utilizzare il circuito equivalente di Figura 4.2, dove L_t e L_s sono rispettivamente l'induttanza di dispersione del trasformatore e l'induttanza equivalente del sistema elettrico navale riportate al secondario del trasformatore. Le

resistenze possono essere trascurate in quanto il loro contributo non è rilevante ai fini dello studio delle armoniche.

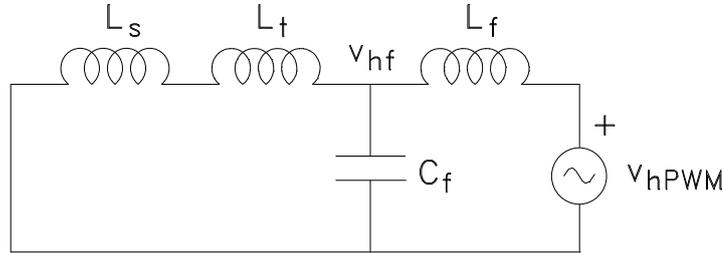


Figura 4.2 Circuito equivalente per l'armonica di tensione di ordine h prodotta dalla PWM

Il valore della tensione presente ai capi della capacità C_f , seguendo il circuito di Figura 4.2, è ottenibile applicando il principio del partitore di tensione:

$$V_{hf} = \frac{\frac{1}{j\omega h C_f} j\omega h(L_s + L_t)}{\frac{1}{j\omega h C_f} + j\omega h(L_s + L_t)} \cdot V_{hPWM} \quad (4.1)$$

$$j\omega h L_s + \frac{1}{\frac{1}{j\omega h C_f} + j\omega h(L_s + L_t)}$$

indicando con ω la pulsazione della fondamentale della tensione di rete, risulta:

$$V_{hf} = \frac{L_s + L_t}{L_s + L_t + L_f [1 - h^2 \omega^2 C_f (L_s + L_t)]} V_{hPWM} \quad (4.2)$$

Dalla (4.2) si comprende come C_f consenta di rendere elevato il modulo del denominatore per h grande e quindi di rendere piccola V_{hf} . Se invece $C_f = 0$ è necessaria una L_f molto più grande di $L_s + L_t$ per rendere piccola V_{hf} .

4.3 Modello del sistema di conversione

Lo schema circuitale dettagliato del sistema di conversione che alimenta una terna di avvolgimenti di statore di uno dei motori di propulsione è rappresentato in Figura 4.3. Ciascuno degli interruttori che fanno parte del sistema di conversione sono di tipo unipolare e bidirezionale.

Il termine unipolare viene utilizzato per discriminare gli interruttori in grado di sostenere tensione solamente in un verso quando sono spente.

Il termine bidirezionale viene utilizzato per discriminare gli interruttori in grado di condurre corrente in entrambe le direzioni quando sono accesi.

L'interruttore utilizzato, avente le caratteristiche sopra descritte, è costituito da un IGBT con un diodo di ricircolo posto in antiparallelo, con la funzione di rendere bidirezionale l'interruttore.

In parallelo al "dc-link", che collega il raddrizzatore trifase all'invertitore trifase, è collegato un chopper alla cui uscita è connessa una resistenza di frenatura. Il chopper ha la funzione di controllare la tensione del "dc-link" (V_{dc}) in fase di frenatura, dissipando l'energia recuperata.

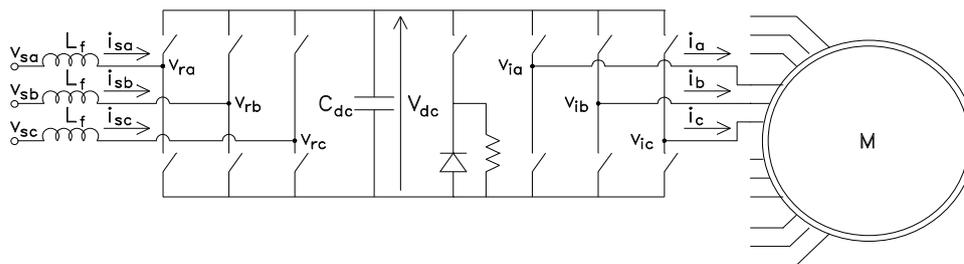


Figura 4.3 Schema circuitale del sistema di conversione che alimenta una terna di avvolgimenti di statore di uno dei motori di propulsione

Il modello del sistema di conversione di Figura 4.3 verrà impiegato per la simulazione degli azionamenti di propulsione della nave. Lo scopo della simulazione è quello di comprendere a fondo il funzionamento degli azionamenti di propulsione per capirne limiti e potenzialità e soprattutto per valutare le interazioni tra gli azionamenti di propulsione ed il sistema elettrico integrato della nave.

Il motore di propulsione è un motore sincrono a magneti permanenti con quattro terne di avvolgimenti di statore, per cui un singolo azionamento di propulsione è costituito da quattro sistemi di conversione come quello rappresentato in Figura 4.3. L'utilizzo di un modello dettagliato per gli interruttori, appesantisce notevolmente il carico computazionale della simulazione, ma la necessità di osservare gli effetti che le commutazioni causano sulle terne degli avvolgimenti della macchina, nonché l'interazione tra le terne stesse, ha portato questo studio a realizzare un modello completo dell'azionamento.

La necessità di ottenere risposte sugli effetti che le armoniche prodotte dalla PWM originano, all'interno del circuito magnetico della macchina e ancor più sul comportamento dinamico dell'azionamento, porta la simulazione ad essere sviluppata utilizzando un passo di simulazione di un ordine di grandezza inferiore al periodo della portante utilizzata per originare il segnale PWM.

Il modello del sistema di conversione rappresentato in Figura 4.3 può essere implementato unendo i modelli dei singoli elementi (resistenze, condensatori, induttori, componenti elettronici di potenza) presenti nella libreria SimPowerSystems di Simulink.

Per la modellizzazione degli interruttori esistono diverse possibilità offerte dalla libreria SimPowerSystems. Il modello più completo si può realizzare connettendo un blocchetto "Diode" in antiparallelo ad un blocchetto "IGBT", come rappresentato in Figura 4.4.

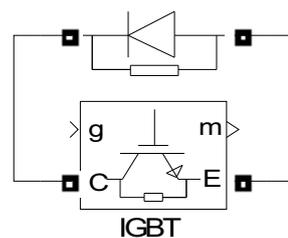


Figura 4.4 Modello di interruttore elettronico bidirezionale costituito collegando in antiparallelo i blocchetti "Diode" e "IGBT" della libreria SimPowerSystems di Simulink

L'IGBT [28] è simulato dal collegamento in serie di una resistenza R_{on} , un'induttanza L_{on} , un generatore di tensione continua V_f e un interruttore ideale comandato da un segnale logico. Viene inoltre simulato anche il transitorio di spegnimento. La caratteristica di spegnimento viene approssimata con due

segmenti: la corrente di collettore diminuisce fino al 10% del suo valore prima dello spegnimento durante l'intervallo di tempo T_f e poi fino a zero durante l'intervallo di tempo T_t . Nella maschera di inserimento dei parametri, oltre a R_{on} , L_{on} , V_f , T_f , T_t , sono richiesti anche i valori della capacità C_s e della resistenza R_s , che costituiscono il circuito smorzatore, detto snubber, il cui scopo principale è quello di ridurre le sovratensioni transitorie, specialmente in fase di spegnimento.

Il diodo [28] è simulato dal collegamento in serie di una resistenza R_{on} , un'induttanza L_{on} , un generatore di tensione continua V_f e un diodo ideale. Nella maschera di inserimento dei parametri, oltre a R_{on} , L_{on} , V_f , sono richiesti anche i valori della capacità C_s e della resistenza R_s di snubber.

Un modello adatto agli scopi della simulazione è quello fornito dal blocchetto di SimPowerSystems "IGBT/Diode", rappresentato in Figura 4.5.

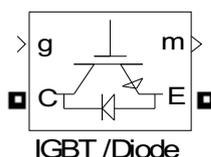


Figura 4.5 Blocchetto "IGBT/Diode" della libreria SimPowerSystems di Simulink

Il blocchetto "IGBT/Diode" è il modello semplificato di un IGBT con un diodo in antiparallelo. Gli unici parametri richiesti nella maschera di inserimento dati sono R_{on} , C_s ed R_s . Pertanto, rispetto al modello di Figura 4.4 viene tralasciata la caduta di tensione V_f e la modellizzazione del transitorio di spegnimento. Tuttavia anche il circuito di snubber, costituito da C_s ed R_s , non produce effetti significativi sulle armoniche della PWM e ancor meno sulla dinamica dell'azionamento; pertanto la sua introduzione nel modello dell'interruttore elettronico appesantisce inutilmente la simulazione. Secondo quanto indicato dall'help di Matlab/Simulink per eliminare lo snubber dal modello è sufficiente porre $R_s = \text{inf}$.

In previsione dell'elevata mole di dati da dover gestire durante una singola simulazione, un'ipotesi è quella di valutare l'implementazione in proprio di un modello semplificato degli interruttori elettronici per valutare se ciò possa portare ad una significativa riduzione dei tempi di simulazione o meno.

In tal caso il modello di un interruttore elettronico dovrà implementare la caratteristica di un interruttore ideale, le cui peculiarità sono elencate in Tab.I, o al

massimo di un interruttore ideale a cui sono collegati in serie una resistenza R_{on} e un generatore di tensione continua V_f (Figura 4.6), responsabili delle perdite per conduzione e di una modesta caduta di tensione.

Stato	ON	OFF	COMMUTAZIONE
Tensione/corrente	$v_s = 0$	$i_s = 0$	$T_{ON} = T_{OFF} = 0$
Potenza dissipata	$P_d = 0$	$P_d = 0$	$p_d = 0$
Proprietà elettriche	Bidirezionale	Bipolare	
Proprietà comando	Chiusura	Apertura	

Tab.I: Proprietà di un interruttore ideale.

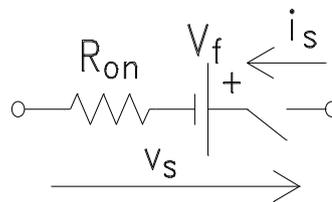


Figura 4.6 Modello semplificato di interruttore elettronico, costituito dal collegamento in serie di un interruttore ideale, una resistenza R_{on} e un generatore di tensione continua V_f

4.4 Controllo di tensione dei convertitori

Il controllo di tensione dei convertitori viene eseguito con la tecnica della PWM [29]. La tecnica più moderna è la PWM vettoriale, tuttavia, il sistema considerato impiega la tecnica della PWM a sott'oscillazione sinusoidale.

Nella PWM a sott'oscillazione sinusoidale il segnale *modulante* sinusoidale, proporzionale alla tensione di riferimento, viene confrontato con un segnale *portante* triangolare ad alta frequenza per generare gli impulsi di accensione degli IGBT, come rappresentato nello schema di Figura 4.7. Negli istanti in cui le due forme d'onda si intersecano vengono imposte le inversioni della tensione di fase in uscita dall'invertitore agendo sugli interruttori del corrispondente ramo.

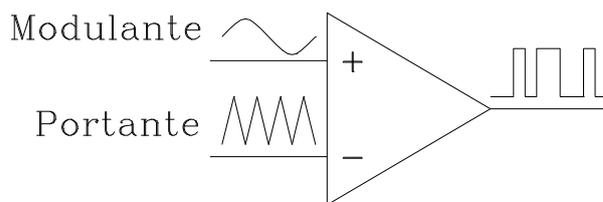


Figura 4.7 Schema del controllo di tensione di un convertitore secondo la tecnica della PWM a sott'oscillazione sinusoidale

L'obiettivo della tecnica sopradescritta è quello di ottenere una tensione di fase in uscita dall'invertitore, detta *tensione modulata*, con un contenuto armonico che alle "basse frequenze" (cioè in una banda nell'intorno della modulante) sia uguale a quello della modulante. La tensione modulata dunque ricostruisce, alle "basse frequenze", il segnale modulante.

Poiché in ogni periodo di portante si hanno due commutazioni di ciascun interruttore del ramo, una in "salita" ed una in "discesa", tale periodo si chiama anche *periodo di modulazione* e il suo inverso *frequenza di modulazione* ovvero di *commutazione*.

Il rapporto fra la frequenza della portante e quella della modulante è detto *rapporto di frequenza*. Quanto più elevato è il rapporto di frequenza tanto maggiore è la separazione fra il contenuto armonico in "bassa frequenza" e quello in "alta frequenza", che quindi risulta più facilmente filtrabile.

Il rapporto fra il valore di picco della modulante sinusoidale e quello della portante è detto *indice di modulazione di ampiezza* m_a . Normalmente si lavora con $m_a \leq 1$, detta condizione di funzionamento in "zona lineare", così denominata perché è caratterizzata da un rapporto di linearità fra il valore di picco della prima armonica della tensione modulata e quello della modulante. Tale rapporto è uguale al rapporto fra il valore di picco della tensione modulata, che è pari a $V_{dc}/2$, e quello della portante triangolare. Di conseguenza il valore di picco della tensione modulata, cioè il valore di picco della tensione di uscita del convertitore a meno delle armoniche prodotte dalla PWM, è uguale a $m_a V_{dc}/2$. Qualora fosse necessario elevare la tensione di uscita del convertitore oltre questo valore, è possibile ricorrere alla cosiddetta *sovramodulazione*, cioè lavorare con $m_a > 1$, nella cosiddetta "zona non lineare". In questo caso però, oltre a perdere il rapporto di linearità fra l'ampiezza della tensione di uscita e quella della modulante, vengono introdotte armoniche di

bassa frequenza nella tensione di uscita del convertitore che ne peggiorano notevolmente il contenuto armonico.

Da un convertitore a tre rami si ottiene un sistema trifase di tensioni se le tre modulanti sinusoidali sono sfasate di 120° una rispetto all'altra e se ogni ramo (fase) è comandato in maniera indipendente dagli impulsi ottenuti dal processo di modulazione (confronto) di ciascuna modulante con un'unica portante.

La modulazione a sott'oscillazione può essere implementata utilizzando il blocchetto "PWM Generator" di SimPowerSystems. Nella maschera di inserimento dei parametri è sufficiente indicare la frequenza della portante, "Carrier frequency (Hz)", e il tipo di circuito (nel nostro caso "3-arm bridge"), in base al quale viene determinato il numero di impulsi da generare. La modulazione vettoriale è una tecnica di modulazione che si presta ad essere realizzata con sistemi a microprocessore; essa ricava gli istanti di commutazione considerando l'invertitore nel suo insieme, a differenza della modulazione a sottoscillazione in cui essi sono ricavati separatamente per ciascuna fase (ramo).

La modulazione vettoriale si basa sul concetto di vettore spaziale, definito con la seguente espressione:

$$\bar{g}(t) = K \left(g_a e^{j0} + g_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + g_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (4.3)$$

dove $g_a(t)$, $g_b(t)$, $g_c(t)$ sono tre grandezze variabili nel tempo e K è una costante. In un istante t $g_a(t)$, $g_b(t)$, $g_c(t)$ possono essere viste come le tre coordinate di un punto nello spazio. Il punto può muoversi nello spazio al variare del tempo. Se la somma delle tre grandezze è nulla in ogni istante, il punto può essere descritto solamente con due coordinate e quindi geometricamente significa che si muove su un piano.

Applicando la definizione di vettore spaziale alla terna simmetrica equilibrata di tensioni sinusoidali

$$\begin{aligned}
 v_a(t) &= V_M \cos(\omega t + \varphi) \\
 v_b(t) &= V_M \cos\left(\omega t + \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 v_c(t) &= V_M \cos\left(\omega t + \varphi - \frac{4\pi}{3}\right)
 \end{aligned} \tag{4.4}$$

si ottiene un vettore spaziale di tensione di ampiezza costante che giace in un piano e ruota a velocità ω , indicato mediante la seguente notazione complessa:

$$\bar{v} = K \frac{3}{2} V_M e^{j(\omega t + \varphi)} \tag{4.5}$$

La prassi più comune è quella di scegliere $K=2/3$, in modo che l'ampiezza del vettore spaziale sia la stessa del sistema trifase di partenza. In questo caso quindi l'ampiezza del vettore spaziale di tensione è uguale a V_M .

Il generico vettore spaziale, riproducibile all'uscita di un convertitore a ponte trifase, è determinato dalla combinazione degli stati dei rami del convertitore ed è indicato con la seguente espressione:

$$\bar{V}_n = (S_{na} \quad S_{nb} \quad S_{nc}) \tag{4.6}$$

dove S_{na} , S_{nb} , S_{nc} sono gli stati dei rami rispettivamente della fase a , della fase b e della fase c . Tenendo conto che i due interruttori di un ramo di un convertitore a ponte non possono essere né entrambi chiusi, per evitare cortocircuiti, né entrambi aperti, per evitare la perdita di controllo della tensione di uscita. Ogni ramo di detto convertitore può assumere due stati, indicati con 1, quando è chiuso l'interruttore collegato alla sbarra positiva del lato in continua, e 0, quando è chiuso l'interruttore collegato alla sbarra negativa [44].

A questo punto si comprende come in uscita, da un convertitore a ponte trifase, siano riproducibili otto vettori, rappresentati in Figura 4.8, sei dei quali sono attivi e due nulli. Ponendo $K=2/3$ nella (4.3) si dimostra che i vettori attivi hanno ampiezza $2V_{dc}/3$.

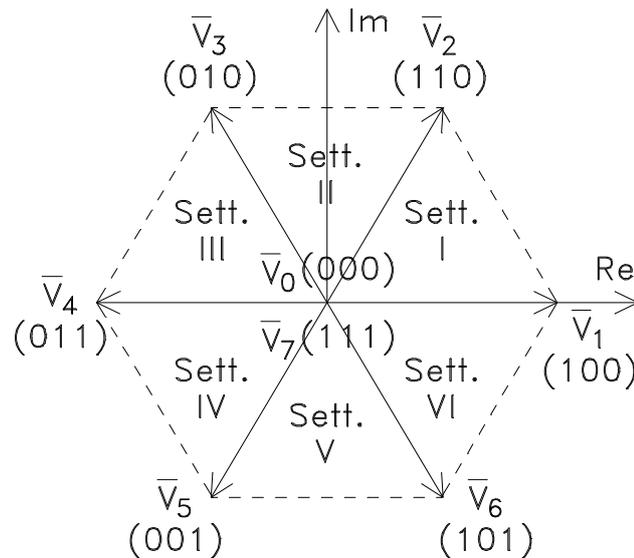


Figura 4.8 Vettori spaziali nel piano complesso riproducibili in uscita da un convertitore a ponte trifase

L'obiettivo della modulazione vettoriale è la realizzazione, in uscita dal convertitore trifase, di un predeterminato vettore spaziale di tensione utilizzando gli otto vettori spaziali rappresentati in Figura 4.8.

Il vettore spaziale di riferimento, ad esempio quello indicato dalla (4.5), viene campionato ad intervalli regolari di ampiezza pari al periodo di modulazione T_c , che, nella modulazione vettoriale, viene anche detto periodo di campionamento.

Nell'istante di campionamento il vettore di riferimento si trova in uno dei sei settori, indicati in Figura 4.8, compresi fra due vettori attivi. La tecnica della PWM vettoriale consiste nel ricostruire il vettore di riferimento campionato in un determinato istante mediante i due vettori che delimitano il settore in cui si trova.

Si supponga ad esempio che nell'istante di campionamento il vettore di riferimento \mathbf{v}_R si trovi nel primo settore, come rappresentato in Figura 4.9. \mathbf{v}_R viene ottenuto come somma vettoriale dei due vettori componenti \mathbf{v}_{R1} e \mathbf{v}_{R2} , disposti lungo le direzioni di \mathbf{V}_1 e \mathbf{V}_2 . Poiché però i due vettori \mathbf{V}_1 e \mathbf{V}_2 in uscita dall'invertitore non possono essere presenti contemporaneamente, la ricostruzione del vettore di riferimento può essere fatta solo tramite una media temporale nel periodo T_c .

All'interno del periodo T_c i due vettori \mathbf{V}_1 e \mathbf{V}_2 vengono tenuti per i tempi T_1 e T_2 tali che

$$\bar{v}_R T_c = \bar{V}_1 T_1 + \bar{V}_2 T_2 \quad (4.7)$$

con $T_1+T_2 \leq T_c$. Dalla (4.7) risulta

$$\bar{v}_R = \bar{V}_1 \frac{T_1}{T_c} + \bar{V}_2 \frac{T_2}{T_c} \quad (4.8)$$

e quindi si ha

$$\bar{v}_{R1} = \bar{V}_1 \frac{T_1}{T_c}, \quad \bar{v}_{R2} = \bar{V}_2 \frac{T_2}{T_c} \quad (4.9)$$

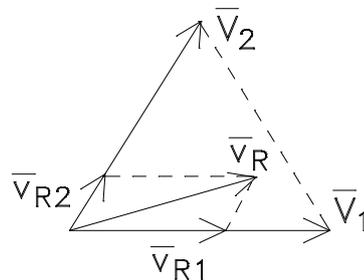


Figura 4.9 Ricostruzione del vettore spaziale di riferimento nel primo settore

Poiché tutti i vettori attivi hanno ampiezza $2V_{dc}/3$, risulta

$$T_1 = \frac{v_{R1}}{\frac{2}{3}V_{dc}} T_c, \quad T_2 = \frac{v_{R2}}{\frac{2}{3}V_{dc}} T_c \quad (4.10)$$

In generale la somma dei tempi T_1 e T_2 non esaurisce tutto T_c . Per completare T_c si introduce un intervallo $T_0 = T_c - (T_1 + T_2)$ durante il quale si applica uno dei vettori nulli prodotti dall'invertitore. Per cui in definitiva si ha [44]:

$$\bar{v}_R = \bar{V}_1 \frac{T_1}{T_c} + \bar{V}_2 \frac{T_2}{T_c} + V_{0/7} \frac{T_0}{T_c} \quad (4.11)$$

4.4.1 Controllo del convertitore lato rete nel funzionamento da motore

Il sistema di controllo del raddrizzatore a commutazione forzata è concettualmente illustrato dallo schema a blocchi di Figura 4.10. In fase di marcia il sistema di controllo ha il compito di determinare la corrente che deve essere assorbita dal convertitore lato rete in modo da poter fornire al motore l'energia richiesta.

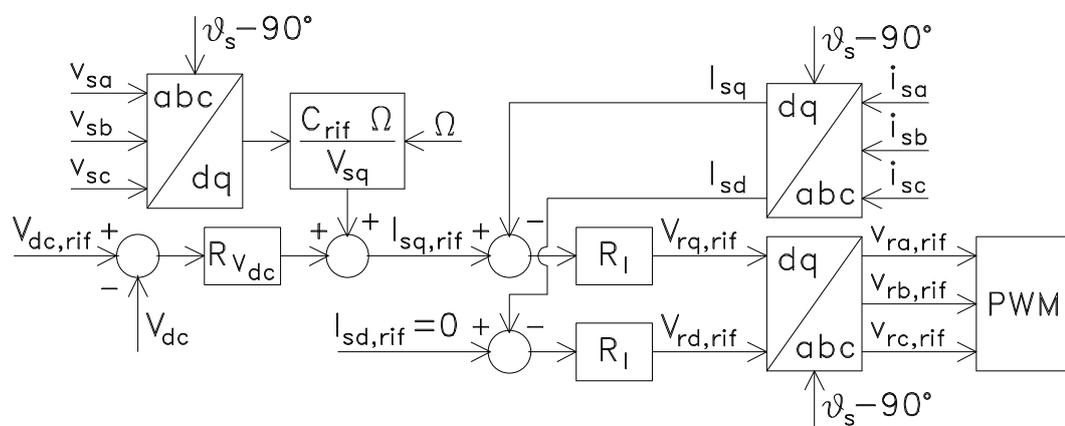


Figura 4.10 Schema a blocchi del sistema di controllo del convertitore lato rete

La corrente da assorbire potrebbe essere teoricamente determinata dividendo la potenza di uscita del motore per la tensione misurata di linea. Tuttavia il valore calcolato in questo modo sarebbe troppo impreciso a causa del fatto che il rendimento del motore non è unitario e i calcoli sono affetti da ritardi ed errori di misura.

Un metodo ben più preciso, per determinare la corrente da far assorbire alla macchina per produrre la coppia accelerante voluta, consiste nel controllo in catena chiusa della tensione del “dc-link”, V_{dc} . Infatti, controllando la tensione sul condensatore del “dc-link” (C_{dc}) si assicura il bilancio perfetto fra l'energia in ingresso e l'energia in uscita al sistema di conversione. In questo caso il valore della corrente che deve essere assorbita da parte del convertitore lato rete viene determinato da un regolatore di tensione ($R_{V_{dc}}$). L'inconveniente di questo metodo risiede nel fatto che il sistema di controllo risponde con una certa lentezza ad una

variazione repentina del carico, in quanto quest'ultima deve produrre un effetto sulla V_{dc} prima che il sistema di controllo possa intervenire.

Per rendere il sistema di controllo preciso e veloce, il valore di riferimento della componente di asse q della corrente da assorbire ($I_{sq,rif}$) viene determinato come somma di due termini: un primo termine costituente una stima approssimativa calcolata con il primo metodo sopra descritto e un secondo termine costituente una correzione determinata in base al secondo metodo.

Il primo termine è calcolato dividendo la potenza di uscita del motore ($C_{rif} \cdot \Omega$) per la tensione misurata di linea (V_{sq}). Si noti che la tensione di linea coincide con la sua componente lungo l'asse q in quanto, al fine di riprodurre lato rete uno schema di controllo simile all'orientamento di campo realizzato dal controllo del motore, la trasformazione secondo Park viene eseguita orientando l'asse q lungo la direzione del vettore spaziale della tensione di linea, di modulo V_s e argomento θ_s . Questo significa che l'angolo richiesto per eseguire la trasformazione di Park, cioè l'angolo dell'asse d, è $\theta_s - 90^\circ$. θ_s viene determinato mediante un PLL (phase locked loop) sincronizzato con la tensione della fase "a" di rete.

Il secondo termine viene calcolato dal regolatore della tensione del "dc-link" ($R_{V_{dc}}$), che processa l'errore dato dalla differenza fra la tensione di riferimento ($V_{dc,rif}$) e la tensione misurata (V_{dc}). Il valore di $V_{dc,rif}$ è calcolato secondo la caratteristica di Figura 4.11, dove per velocità al di sotto di un certo valore $V_{dc,rif}$ è costante, mentre al di sopra di quel valore $V_{dc,rif}$ aumenta all'aumentare della velocità secondo una legge proporzionale. Il motivo per cui $V_{dc,rif}$ non viene mantenuto costante per tutto l'intervallo di velocità non è noto.

Per ottenere il funzionamento a $\cos\phi$ unitario, il valore di riferimento della corrente di asse d ($I_{sd,rif}$) viene posto uguale a zero.

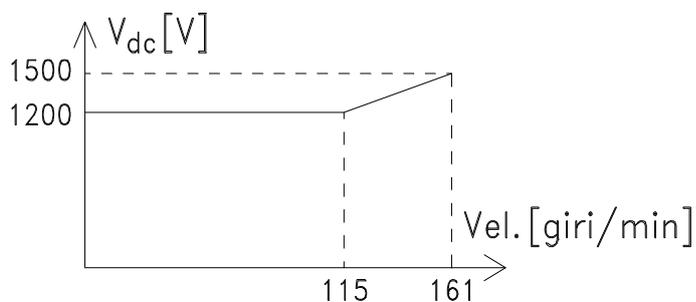


Figura 4.11 Valore di riferimento della tensione del "dc-link" in funzione della velocità del motore

Ai valori di riferimento delle componenti di corrente lungo gli assi d e q vengono sottratte rispettivamente le componenti lungo gli assi d (I_{sd}) e q (I_{sq}) delle correnti misurate assorbite dal raddrizzatore. L'errore così ottenuto viene processato dai regolatori di corrente (R_I) per determinare i valori di riferimento della tensione di ingresso ($V_{rd,rif}$, $V_{rq,rif}$) che, sottoposti all'antitrasformata di Park e opportunamente scalati, costituiscono le modulanti per la PWM a sott'oscillazione sinusoidale del convertitore lato rete.

4.5 Regolatori PID

I regolatori presenti nello schema a blocchi di Figura 4.10, come anche nei successivi schemi a blocchi degli altri sistemi di controllo, svolgono sia un'azione proporzionale che integrale, cioè sono di tipo PID.

I regolatori più usati in ambito industriale, infatti, sono i regolatori di tipo PID, acronimo per identificare le tre azioni sviluppabili dai regolatori: Proporzionale, Integrale, Derivativa. Il loro largo utilizzo proviene dall'elevata elasticità di controllo, derivante dalla possibilità di eseguire una rapida taratura su sistemi in cui non sia utilizzabile un modello matematico preciso, e dalla grande disponibilità commerciale.

La filosofia della struttura PID è quella di considerare la variabile di controllo u generata come la somma di tre contributi. Il primo contributo è proporzionale all'errore e tra il segnale di riferimento ω e la variabile di uscita y del sistema controllato. Il secondo contributo è proporzionale all'integrale di e , ossia al valor medio di e , per imporre che l'errore si annulli asintoticamente a fronte di segnali di riferimento o disturbi additivi costanti. Il terzo contributo è proporzionale alla derivata di e per tentare di anticipare l'andamento dell'errore negli istanti futuri. Ad esempio, se la derivata dell'errore è positiva, con un guadagno positivo del sistema, aumentando u si provoca un aumento di y con conseguente diminuzione di e .

4.5.1 Struttura di un regolatore PID ideale

Qualsiasi sia la forma scelta per un PID ideale, questo è rappresentato da una funzione di trasferimento con 1 polo fisso nell'origine e 2 zeri funzione dei parametri. Gli zeri sono vincolati ad essere la parte reale negativa; il regolatore PID deve avere perciò funzione di trasferimento a fase minima. I regolatori PID ideali possono essere rappresentati attraverso due forme [24].

1. Forma non interagente: in questa forma le azioni Proporzionale, Integrale e Derivativa, sono rappresentate da tre blocchi connessi in parallelo il cui unico ingresso è comune a tutti e tre i blocchi componenti. Questa forma (Figura 4.12) prende anche il nome di Forma parallela.

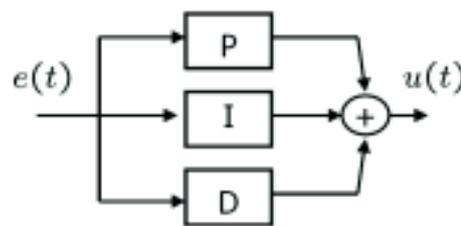


Figura 4.12 PID in forma non interagente

Dal punto di vista del formalismo dell'espressione analitica esiste una differenza tra la Forma non interagente e la Forma parallela, che risiede nella maniera con cui vengono indicati i parametri nella funzione di trasferimento. Infatti nella funzione di trasferimento della Forma non interagente (4.12) vengono utilizzate le costanti di tempo dei blocchi, mentre per la Forma parallela (4.13) si utilizzano i coefficienti moltiplicativi delle rispettive azioni rappresentate dai singoli blocchi.

$$R(s) = K_p \cdot \frac{1 + sT_i + s^2T_iT_d}{sT_i} \quad \text{con} \quad \begin{matrix} K_p > 0 \\ T_i, T_d > 0 \end{matrix} \quad (4.12)$$

$$R(s) = \frac{K_i + sK_p + s^2K_d}{sT_i} \quad \text{con} \quad \begin{matrix} K_p, K_i, K_d > 0 \\ T_i > 0 \end{matrix} \quad (4.13)$$

I legami contenuti nella (4.14) permettono di effettuare in termini analitici il passaggio dalla Forma parallela alla Forma non interagente e viceversa.

$$\begin{cases} T_i = \frac{K_p}{K_i} \\ T_d = \frac{K_d}{K_p} \end{cases} \quad (4.14)$$

2. Forma interagente: in questa forma l'ingresso delle azioni Proporzionale e Integrale non è più costituito dal segnale di errore da compensare, ma dal segnale di errore precompensato dalla somma dell'azione derivativa con l'errore stesso.

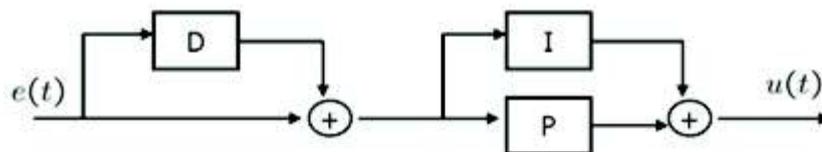


Figura 4.13 PID in forma interagente

Questa forma, che secondo molti testi è la più semplice da tarare manualmente, è stata storicamente la prima ad essere implementata nei regolatori pneumatici. La taratura risulta più semplice in quanto, in termini analitici, T'_i e T'_d esprimono direttamente le costanti di tempo degli zeri della funzione di trasferimento in forma interagente, rappresentata dalla seguente espressione:

$$R(s) = K'_p \cdot \left(\frac{1 + sT'_i}{sT'_i} \right) \cdot (1 + sT'_d) \quad \text{con} \quad \begin{matrix} K'_p > 0 \\ T'_i, T'_d > 0 \end{matrix} \quad (4.15)$$

I legami contenuti nella (4.16) permettono di effettuare in termini analitici il passaggio dalla Forma interagente alla Forma non interagente.

$$\begin{cases} K_p = K'_p \cdot \frac{T'_i + T'_d}{T'_i} \\ T_i = T'_i + T'_d \\ T_d = \frac{T'_i \cdot T'_d}{T'_i + T'_d} \end{cases} \quad (4.16)$$

I legami contenuti nella (4.17) permettono di effettuare in termini analitici il passaggio dalla Forma non interagente alla Forma interagente a patto che $T_i \geq 4 \cdot T_d$.

$$\begin{cases} K'_p = \frac{K_p}{2} \cdot \left(1 + \sqrt{1 - \frac{4 \cdot T_d}{T_i}} \right) \\ T'_i = \frac{T_i}{2} \cdot \left(1 + \sqrt{1 - \frac{4 \cdot T_d}{T_i}} \right) \\ T'_d = \frac{T_i}{2} \cdot \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4 \cdot T_d}{T_i}} \right) \end{cases} \quad (4.17)$$

4.6 Modello degli anelli di regolazione in Simulink

Nella realizzazione pratica dei regolatori, e in particolare dei regolatori PID, vengono adottati vari accorgimenti volti a migliorare le prestazioni del sistema di controllo e soprattutto ad eliminare possibili cause di errore di regolazione.

4.6.1 Fenomeno del wind-up

I regolatori sono dotati di una limitazione dell'uscita per evitare sia valori eccessivi delle grandezze che funzionamenti non lineari e saturazioni degli attuatori. Ad esempio nel caso in esame è buona norma limitare l'uscita di R_{Vdc} per evitare il rischio di sovracorrenti e l'uscita dei regolatori di corrente R_I per evitare che la PWM possa operare in zona non lineare.

Limitando l'uscita dei regolatori PI è opportuno prevedere una limitazione anche della parte integrale per evitare il cosiddetto fenomeno del "windup".

La compresenza dell'azione integrale e di una saturazione propria dell'attuatore provoca delle non linearità nel sistema che possono deteriorare in modo significativo le prestazioni del sistema di controllo [24]. Si consideri lo schema a blocchi di Figura 4.14, in cui per semplicità si ipotizza che il regolatore, puramente integrale, comandi un attuatore la cui legge di saturazione sia descritta dalla seguente relazione:

$$m(t) = \begin{cases} -u_M, & u(t) < -u_M \\ u(t), & |u(t)| \leq u_M \\ u_M, & u(t) > u_M \end{cases} \quad (4.18)$$

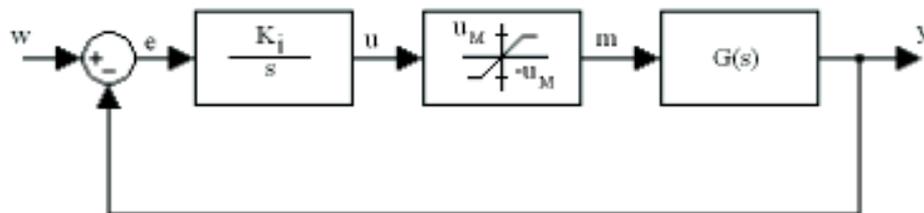


Figura 4.14 Schema di controllo I con attuatore saturante

Quando il segno dell'errore e rimane costante per un certo periodo, lo stato dell'integratore, ossia la sua uscita, cresce in modulo e continua a crescere fino al raggiungimento della soglia di saturazione dell'attuatore. Fino a questo punto non si riscontra alcun problema nella gestione del sistema.

Nel caso in cui il segno dell'errore non cambi, l'integratore continua ad accrescere il suo modulo e quindi u continua ad aumentare mentre m rimane costante al valore di soglia raggiunto. Questo fatto implica che, quando il segno dell'errore cambia, è necessario attendere che l'integratore si scarichi, ossia che il suo stato u ritorni ad assumere valori in modulo inferiori alla soglia u_M oltrepassata in precedenza, prima che l'attuatore ricominci a lavorare in zona lineare [23]. Questo fenomeno, detto 'wind-up', rende la risposta del regolatore tanto lenta quanto maggiore è il divario tra stato dell'integratore e limite di saturazione, una volta superato il limite stesso.

Il fenomeno del 'wind-up' del regolatore è esportabile a tutti i regolatori che applicano un'azione integrale all'errore senza essere influenzati dalla presenza di limitazioni sulla variabile di uscita. In queste condizioni si definisce il regolatore *non congruente* con l'effettiva variabile m . Il fenomeno del 'wind-up' viene

attenuato utilizzando degli schemi di desaturazione che alimentano il regolatore attraverso la variabile di uscita m in modo da far evolvere l'integratore secondo l'andamento della stessa.

Una delle più semplici e più diffuse è nota in letteratura con il nome "back calculation and tracking", il cui schema a blocchi è rappresentato in Figura 4.15. In questo schema quando il controllore (dotato di parte proporzionale K_p e parte integrale K_p/T_i) satura, il termine integrale viene ricalcolato, diminuendolo di una quantità proporzionale alla profondità di saturazione. La Figura 4.15 mostra, infatti, che l'azione integrale viene ridotta in maniera inversamente proporzionale alla costante di tempo T_t (detta tracking time constant) in funzione della differenza tra l'uscita non limitata (a monte del limitatore) e l'uscita limitata u del regolatore. La rapidità con cui avviene la desaturazione dell'azione integrale è dettata dal valore assunto dalla costante di tempo T_t . Nei regolatori PI la scelta più comune è quella di porre tale costante di tempo pari alla costante di tempo integrale T_i .

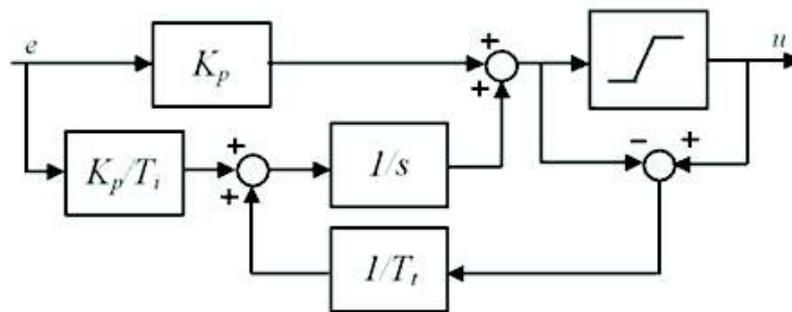


Figura 4.15 Schema a blocchi di PI con anti-windup

4.6.1.1 Anti windup

In presenza di saturazione della variabile di controllo, il termine integrale può raggiungere valori molto elevati: è quindi richiesto, come illustrato in Figura 4.16, che l'errore presenti segno opposto per un lungo periodo prima che si esca dalla saturazione.

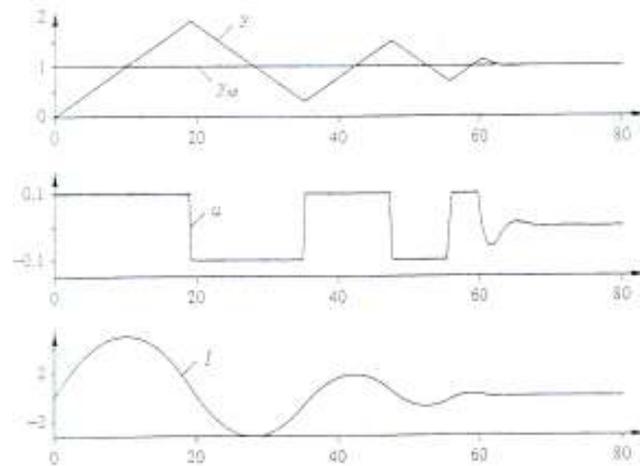


Figura 4.16 Schema della saturazione integrale

Le possibili soluzioni a questo inconveniente sono:

- **Limitazione del segnale di setpoint:** consiste nell'evitare che variazioni troppo brusche del setpoint mandino al limite della saturazione la variabile di controllo. Se, ad esempio, il setpoint deve passare da 0 a 1, si può pensare di scomporre questa transizione in tante piccole transizioni a gradino. Tale scelta è comunque sconsigliabile, in quanto porta ad un decadimento delle prestazioni e non evita il windup in seguito a disturbi esterni (anche se i disturbi vengono in realtà filtrati dal processo prima di arrivare al controllore).
- **Integrazione condizionata:** consiste nella possibilità di spegnere l'integratore in determinate condizioni, ovvero quando si è lontani dal valore di regime o quando si è in saturazione. Ancora meglio risulta spegnerlo quando si è in saturazione ed il termine integrale renderebbe il controllore ancora più saturato; tale condizione si verifica quando errore e variabile di controllo presentano lo stesso segno.
- **Back calculation:** quando il controllore satura il termine integrale viene ricalcolato, diminuendo la sua azione di una quantità proporzionale alla profondità di saturazione. La Figura 4.17 mostra, infatti, che più la differenza tra il segnale di comando dell'attuatore e l'uscita effettiva del controllore è elevata e più l'azione integrale viene diminuita, attraverso la costante di tempo T_t (detta tracking time constant); tale costante può essere

posta pari a $\sqrt{T_i T_d}$ nel caso di PID, oppure a T_i nel caso l'azione derivativa manchi.

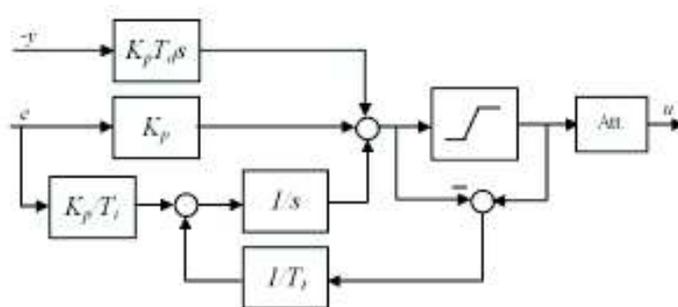


Figura 4.17 Schema a blocchi della Back calculation

Nel caso di configurazione in serie, è possibile utilizzare uno dei due schemi riportati in Figura 4.18 (nei quali la parte derivativa è stata omessa), dove il blocco saturatore serve ad evitare che la variabile di controllo u ecceda un certo valore limite.

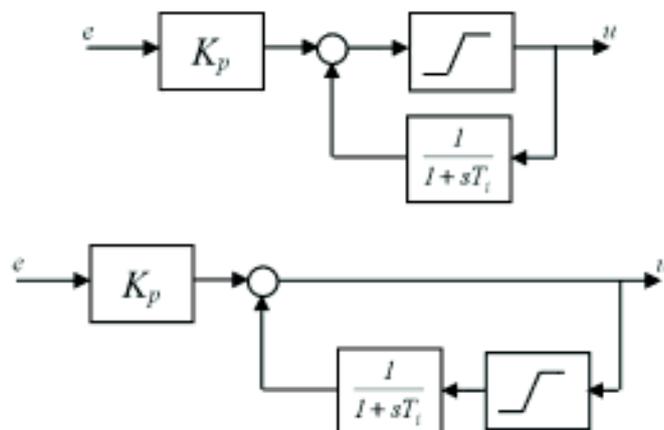


Figura 4.18 Schema a blocchi della Back calculation serie senza azione derivativa

- **Preload:** durante la saturazione il termine integrale assume un valore predefinito, in genere minore del valore di regime per evitare sovraelongazioni; quando si esce dalla saturazione, poi, viene attribuito il valore integrato attuale.

4.6.2 Controllo del convertitore lato macchina nel funzionamento da generatore

I motori elettrici di propulsione possono anche funzionare da generatori. In questo caso il motore primo è costituito da una turbina a gas, che è il motore principale di propulsione.

Il sistema di controllo è concettualmente simile a quello del convertitore lato rete quando la macchina sincrona funziona in modalità “motore”. Il controllo di corrente della macchina viene eseguito seguendo la tecnica dell’orientamento di campo e quindi l’asse d del sistema di riferimento bifase rotante (dq) viene orientato secondo il vettore di flusso, di modulo λ_s e argomento θ_λ . In questo modo la componente di asse q della corrente di uscita della macchina (I_q) è la sola responsabile del trasferimento di energia dalla macchina al “dc-link”, mentre la componente di asse d (I_d) viene regolata a zero.

Lo schema a blocchi, del sistema di controllo della macchina elettrica funzionante da generatore, è rappresentato in Figura 4.19.

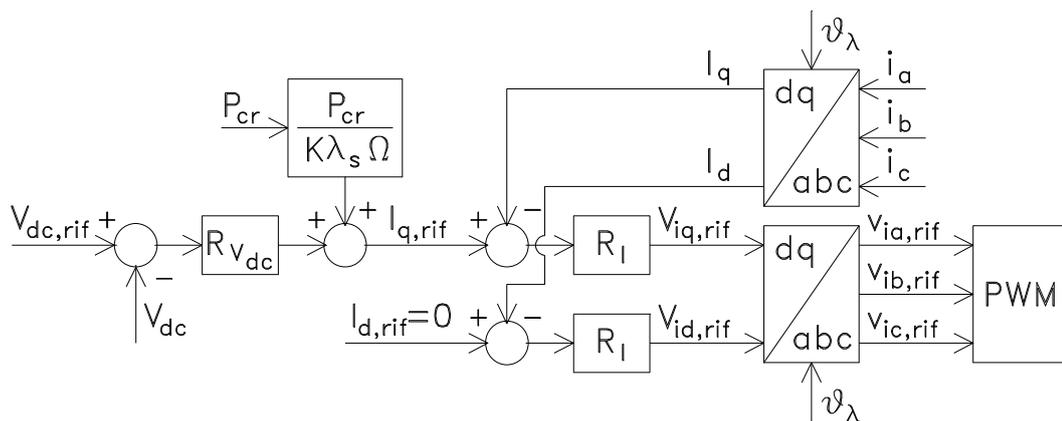


Figura 4.19 Schema a blocchi del sistema di controllo della macchina nel funzionamento da generatore

Il valore di riferimento della corrente di asse q ($I_{q,rif}$) viene anche in questo caso determinato come somma di due termini: un primo termine costituente una stima approssimativa calcolata dividendo la potenza misurata erogata dal convertitore lato

rete (P_{cr}) per la forza elettromotrice della macchina ($K\lambda_s \cdot \Omega$) e un secondo termine costituente una correzione basata sul controllo in catena chiusa della tensione del “dc-link”, in base al quale la tensione del “dc-link” misurata (V_{dc}) viene sottratta al suo valore di riferimento ($V_{dc,rif}$), calcolato secondo la caratteristica di Figura 4.11, per determinare l’errore che viene poi processato dal regolatore di tensione (R_{Vdc}).

Ai valori di riferimento delle componenti di corrente lungo gli assi d e q vengono sottratte rispettivamente le componenti lungo gli assi d (I_d) e q (I_q) delle correnti di statore misurate. L’errore così ottenuto viene processato dai regolatori di corrente (R_I) per determinare i valori di riferimento delle componenti lungo gli assi d e q della tensione di uscita del convertitore lato macchina ($V_{id,rif}$, $V_{iq,rif}$).

4.6.3 Controllo del convertitore lato rete nel funzionamento da generatore

Nel funzionamento da generatore il controllo del convertitore lato rete viene eseguito in modo che, il sistema dal punto di vista della rete, assuma la funzione di generatore regolato in tensione e frequenza in “droop mode”.

Lo schema a blocchi del sistema di controllo è rappresentato in Figura 4.20. I regolatori di tensione e frequenza processano l’errore, derivante dal confronto fra i valori di riferimento e il valore misurato, e danno in uscita l’ampiezza V_r e la pulsazione ω_r della tensione lato alternata del convertitore lato rete. La composizione dei valori sopra descritti genera rispettivamente i 3 segnali modulanti sinusoidali m_a , m_b , m_c da fornire come riferimento al blocco PWM.

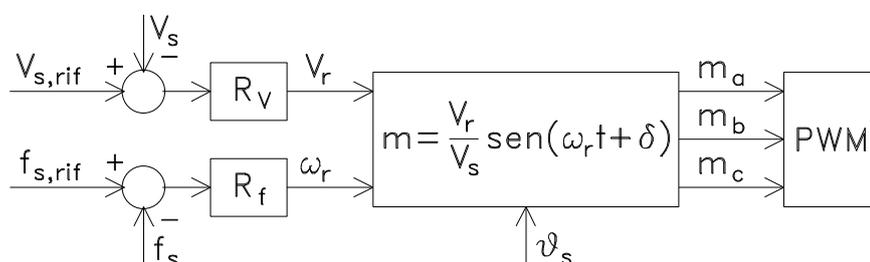


Figura 4.20 Schema a blocchi del sistema di controllo del convertitore lato rete nel funzionamento da generatore

4.7 Modellizzazione del controllo ad orientamento di campo per motore di propulsione principale

Il motore di propulsione principale è alimentato mediante 4 inverter a tensione impressa, ciascuno dei quali implementa un controllo ad orientamento di campo applicato all'avvolgimento statorico trifase di sua competenza.

Lo schema complessivo dell'azionamento al netto di induttanze e filtri è rappresentato in Figura 4.21.

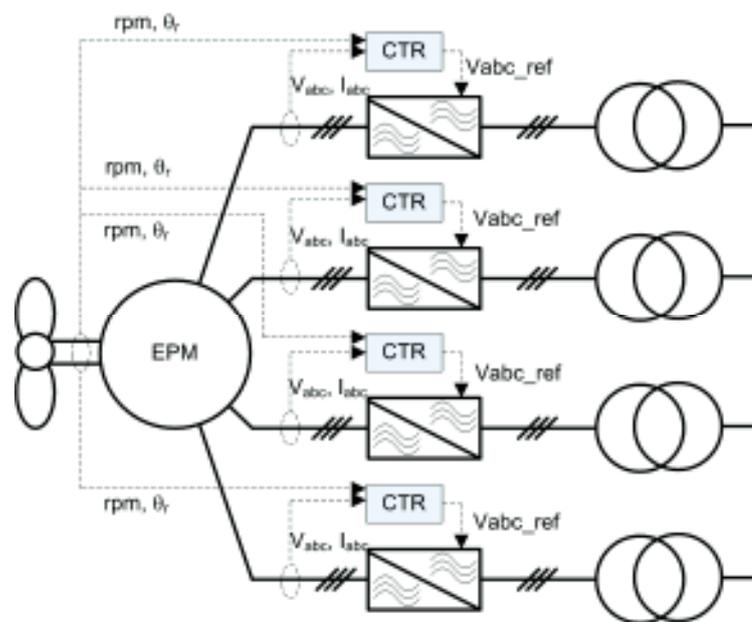


Figura 4.21 Schema funzionale complessivo dell'azionamento (motore, inverter, blocchi di controllo CTR)

Con riferimento allo schema di Figura 4.21, ciascun blocco designato come “CTR” realizza un controllo ad orientamento di campo utilizzando le grandezze elettriche (tensioni V_{abc} e correnti I_{abc}) misurate sulla sua terna di competenza e generando i comandi di tensione di riferimento (V_{abc_ref}) per il corrispondente inverter.

Lo schema concettuale del sistema di controllo, rappresentato nello schema tramite i blocchi “CTR”, è illustrato in Figura 4.22. Il blocco si riferisce ad una singola

terna di macchina ed all'inverter che la alimenta, lo stesso schema si intende replicato per le altre terne ed i rispettivi inverter.

Sulla terna di fasi vengono misurate le correnti (I_{abc}) e le tensioni (V_{abc}), oltre alla velocità (rpm) e la posizione angolare del rotore (θ_r). Attraverso l'equazione di tensione viene stimato il flusso λ_s concatenato con la terna, flusso inteso come vettore (o equivalentemente come variabile complessa) nel piano $\alpha\beta$ [30]. L'orientazione del flusso concatenato fornisce la direzione dell'asse d, cioè la sua posizione corrente θ_d nel sistema di riferimento di statore. In base alla posizione θ_d , viene effettuata la trasformazione di coordinate (secondo Park, [30]) della corrente di terna dal sistema di riferimento stazionario (I_{abc}) a quello rotante e solidale con il flusso statorico (I_{dq0}). Le componenti Id e Iq sono quindi confrontate con i relativi valori di riferimento e gli errori che ne risultano sono inviati all'ingresso dei regolatori di corrente. I regolatori forniscono le relative tensioni di uscita di riferimento, V_d_ref e V_q_ref , da applicare alla terna di macchina, espresse nel riferimento rotante dqo. Facendo ulteriormente uso della posizione stimata del flusso di statore θ_d e imponendo la condizione di tensione omopolare nulla, è infine possibile ricavare il valore delle tensioni di fase istantanee V_{abc_ref} , espresse nel riferimento stazionario, che l'inverter deve generare in uscita attraverso la modulazione PWM per far assorbire al motore la corrente voluta.

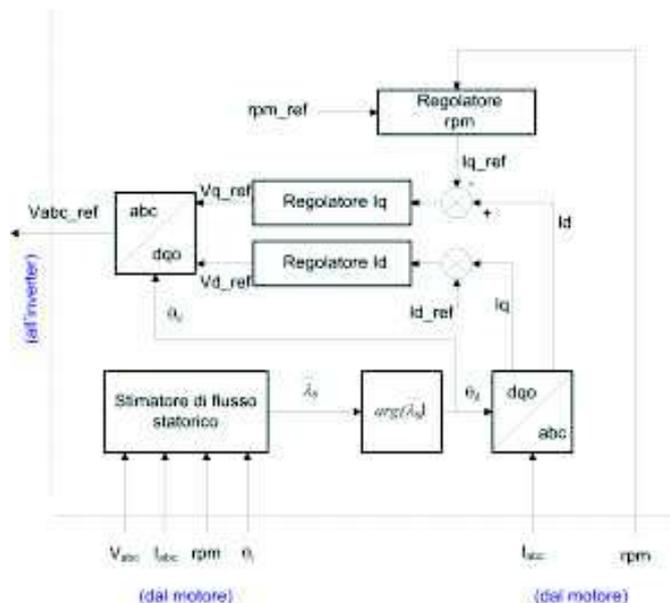


Figura 4.22 Schema a blocchi del controllo ad orientamento di campo relativo ad una singola terna di statore

Il riferimento di corrente di asse d (I_{d_ref}) è usualmente impostato a $I_d=0$, in modo che il vettore di corrente di statore, per ogni terna, si trovi, in condizioni di regime, in fase con il corrispondente vettore di flusso concatenato. Ciò determina il funzionamento a regime con fattore di potenza unitario (trascurando cadute di tensione dovute alle resistenze di fase). Va notato che, qualora sia implementata una caratteristica di deflussaggio o surflussaggio in funzione della velocità, questa fa sì che il riferimento di corrente I_{d_ref} sia imposto diverso da zero e determinato in base alla misura di velocità attuale.

Il riferimento di corrente di asse q (I_{q_ref}) è invece fornito in uscita dal regolatore di velocità.

I blocchi indicati come regolatori, nello schema di Figura 4.22, si intendono comprensivi di eventuali limitatori e blocchi di condizionamento del segnale, nonché di eventuali logiche di ridimensionamento parametrico.

4.8 Anelli di regolazione

La struttura del sistema di controllo, come detto in precedenza, prevede di gestire gli impulsi da fornire agli IGBT componenti i rispettivi ponti convertitori attraverso la tensione modulata ottenuta con la tecnica della PWM.

La scelta, per i regolatori degli anelli di controllo, è ricaduta su regolatori di tipo PID. Gli anelli di regolazione si basano sulla conoscenza delle funzioni di trasferimento degli elementi del sistema.

Il sistema prevede di sfruttare due complessi di regolazione distinti:

- Regolazione lato motore
- Regolazione lato rete

4.8.1 Regolazione lato motore

La regolazione lato motore prevede di agire su due grandezze distinte, corrente e velocità, per mezzo di due anelli di regolazione; quello più interno, con banda più ristretta, effettua la regolazione della corrente secondo i due assi di riferimento di

macchina, mentre quello più esterno effettua la regolazione di velocità con banda di regolazione più ampia.

L'anello di velocità sfrutta la funzione di trasferimento dell'equazione meccanica del modello del motore nel dominio di Laplace (4.19), trascurando il contributo apportato dal coefficiente di attrito B. L'anello di corrente sfrutta la dinamica che determina il funzionamento del dc-link (4.20).

$$f(s) = \frac{1}{sj + B} \quad (4.19)$$

$$v = L \cdot \frac{di}{dt} + R \cdot i \quad (4.20)$$

4.8.1.1 Progetto del regolatore di velocità lato motore

In una macchina a magneti permanenti l'espressione della coppia è funzione della corrente di asse q

$$C_m = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \Delta_m \cdot I_q \quad (4.21)$$

Raccogliendo i termini costanti presenti nella (4.21) si ottiene:

$$C_m = K_1 \cdot I_q \quad (4.22)$$

Dai dati a disposizione si può ricavare il valore di K_1

$$K_1 = \frac{3}{2} \cdot 20 \cdot 0.8 \cdot 1.67 \cdot I_q = 42I_q \quad (4.23)$$

Lo schema a blocchi del controllo di velocità è rappresentato in Figura 4.23. Cc rappresenta la coppia di carico ed è vista come un disturbo dal regolatore e la Ω_{rif}

viene fornita dal blocco ‘RIFERIMENTO DI VELOCITÀ’. Il regolatore deve garantire la reiezione ai disturbi quindi, in base ad una regola empirica, il margine di fase di quest’ultimo non deve essere inferiore a 75°.

Nello schema di Figura 4.23, per semplicità, si considera l’anello di corrente a trasferimento unitaria. Questo è ragionevole solo se la banda passante dell’anello interno è pari a almeno 10 volte la banda passante dell’anello esterno. In questo caso infatti gli effetti sulla regolazione esterna sono pressoché trascurabili.

Sulla base di questo principio si impone una banda passante per il regolatore di velocità di 1Hz e per il regolatore di corrente di 10Hz.

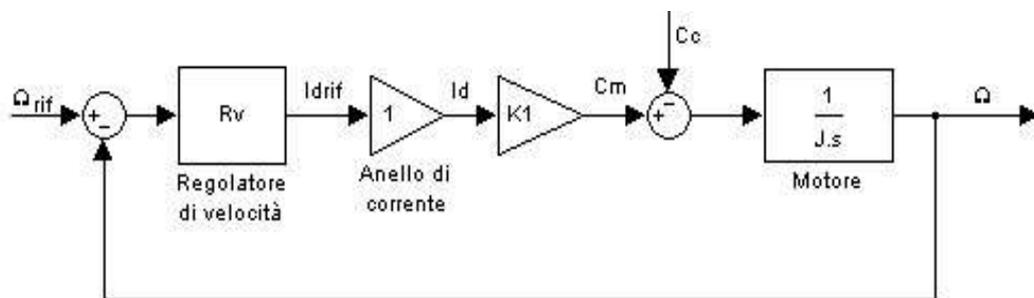


Figura 4.23 Schema a blocchi dell'anello di velocità

Adottando un regolatore di velocità di tipo PI la funzione di trasferimento dell’anello di velocità diventa:

$$F(s) = \mu \cdot \frac{x + s}{s} \cdot K_1 \cdot \frac{1}{sJ} \quad (4.24)$$

Per il controllo di velocità viene imposta una banda passante di 1Hz che corrisponde a 6.28 rad/sec . Il progetto del regolatore viene eseguito per via analitica imponendo alla funzione di trasferimento globale un margine di fase prossimo ai 90°, onde garantire la stabilità asintotica e sovra elongazione inferiore al 5% del valore massimo.

Si procede nel modo seguente:

- si impone l’uguaglianza $s = j\omega$,
- si parte dalla funzione di trasferimento in catena aperta lasciando incogniti i parametri del regolatore

$$F(s) = \mu \cdot \frac{x+s}{s} \cdot \frac{40}{43.95 + 2000s} \quad (4.25)$$

- si impone che il valore della fase della funzione di trasferimento, per la pulsazione di taglio desiderata, sia vicina a 90° , ad esempio 89° . Il margine di fase risulta perciò di 91° .

$$\arg(F(j62.8)) \geq -91^\circ \Rightarrow \arg\left(\mu \cdot \frac{x+j6.28}{j6.28} \cdot \frac{40}{43.95 + 12560j}\right) \geq -91^\circ \quad (4.26)$$

Va ricordato che:

1. $\arg(\mu) = 1$
2. $\arg(jx) = 90^\circ$ per ogni $x > 0$ e -90° per ogni $x < 0$
3. $\arg\left(\frac{1}{jx}\right) = -90^\circ$ per ogni $x > 0$ e 90° per ogni $x < 0$
4. $\arg(x + jy) = \arctan\left(\frac{y}{x}\right) + 2\pi k$ per $x > 0$ con $k \in \mathbb{N}$
5. $\arg(x + jy) = \pi + \arctan\left(\frac{y}{x}\right) + 2k\pi$ per $x < 0$ con $k \in \mathbb{N}$

Quindi, sviluppando l'equazione (4.26) tenendo conto di quanto appena richiamato, si ricava il valore della parte reale dello zero del regolatore in modo da soddisfare il vincolo relativo al margine di fase.

$$\arg(x + j6.28) \geq -91^\circ + 90^\circ + 89.98^\circ \Rightarrow \arg(x + j6.28) \geq 89^\circ \quad (4.27)$$

Dalla disequazione (4.27), per approssimazioni successive, si ricava il valore dell'incognita x in grado di soddisfare la suddetta, come indicato nell'equazione seguente:

$$\arg(1.1 + j6.28) = 89.9^\circ \geq 89^\circ \quad (4.28)$$

Si impone che il valore del modulo della funzione di trasferimento sia unitario alla pulsazione di taglio desiderata, ossia per $\omega = 6.28 \text{ rad/sec}$

$$|F(j62.8)| = \left| \mu \cdot \frac{1.1 + j6.28}{j6.28} \cdot 40 \cdot \frac{1}{43.95 + 12560j} \right| = 1 \quad (4.29)$$

Va ricordato che:

1. $|jx| = x \cdot \text{sign}(x)$ per ogni x
2. $\left| \frac{1}{jx} \right| = \frac{1}{x} \cdot \text{sign}(x)$ per ogni x
3. $|x + jy| = \sqrt{x^2 + y^2}$ per ogni x, y
4. $\left| \frac{1}{x+jy} \right| = \frac{1}{|x+jy|} = \frac{1}{\sqrt{x^2+y^2}}$ per ogni x, y

Quindi, sviluppando l'equazione (4.29) tenendo conto di quanto appena richiamato, si ricava il valore del guadagno del regolatore in modo da soddisfare il vincolo relativo al modulo alla pulsazione di taglio.

$$\mu \cdot \frac{6.29}{6.28} \cdot 40 \cdot \frac{1}{12560} = 1 \quad (4.30)$$

Il valore del guadagno μ per questo regolatore vale $1.30 \cdot 10^5$.

La funzione di trasferimento del regolatore di velocità così calcolato è quindi

$$R_V(s) = 1.35e5 \cdot \frac{1 + 0.9s}{0.9s} \quad (4.31)$$

Esso garantisce una banda passante dell'anello di velocità di 1Hz come illustrato nei grafici di Figura 4.24. Procedendo in senso orario, nel primo grafico è rappresentata la posizione di ogni polo e zero nel piano complesso, nel secondo e nel terzo il diagramma di Bode di modulo e fase del sistema in anello aperto, nel quarto e quinto il diagramma di Bode di modulo e fase del sistema in anello chiuso.

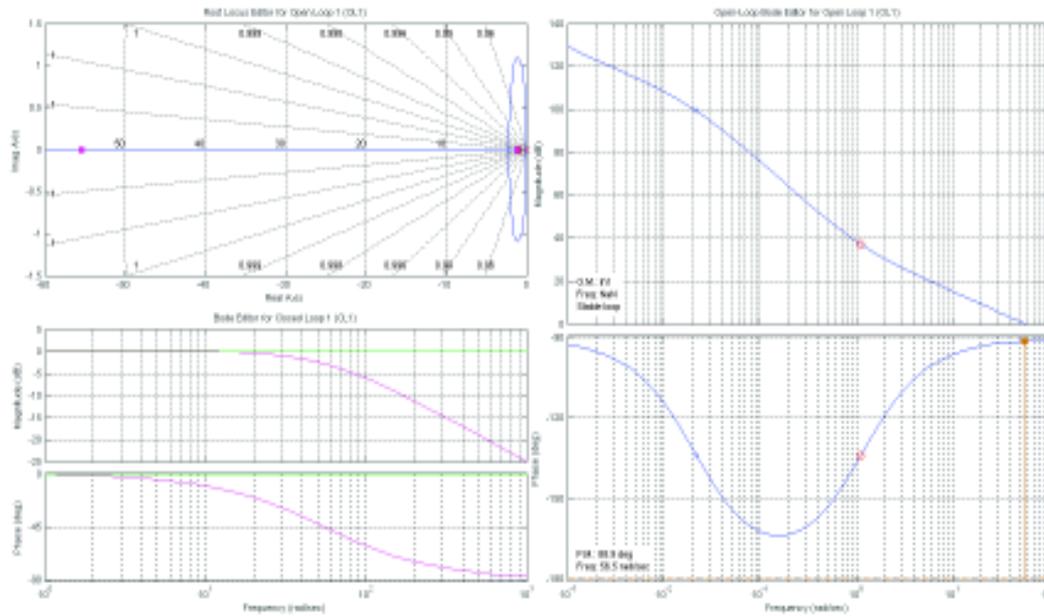


Figura 4.24 Risposta in frequenza dell'anello di velocità considerando l'anello di corrente a trasferenza unitaria

In Figura 4.25 sono riportate le risposte dell'anello di velocità allo scalino di ampiezza unitaria. I transitori si estinguono dopo 2 secondi. A fronte di una variazione netta dell'ingresso, l'uscita del regolatore risponde con un'azione energetica, dovuta al valore elevato del guadagno proporzionale, che si affievolisce in 200 ms grazie alla presenza dell'azione integrale.

Dal grafico si può notare come la presenza dell'integratore garantisca errore a regime nullo, quindi stabilità asintotica.

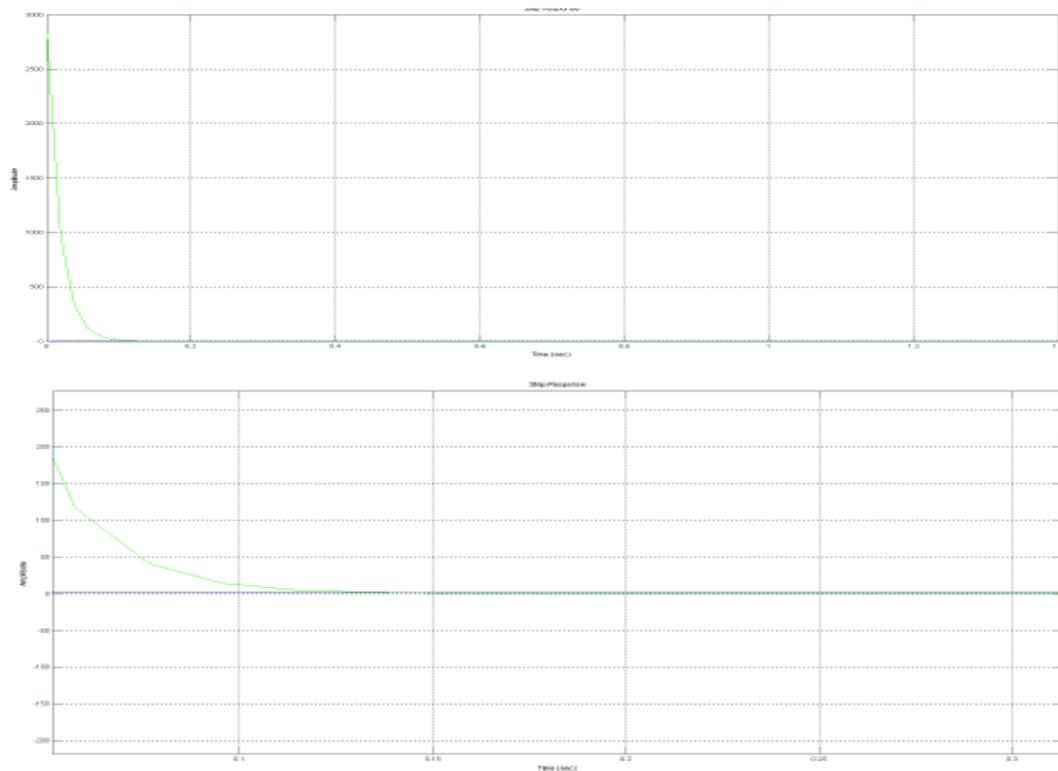


Figura 4.25 Risposta allo scalino dell'anello di velocità e suo ingrandimento
 (Ω_{rif}/Ω curva blu, Ω_{rif}/C_m curva verde)

Nella Figura 4.25 è illustrata la massima sovra elongazione dell'uscita del regolatore in risposta all'applicazione dello scalino. La sovra elongazione è da considerarsi nulla, quindi sono state rispettate le specifiche di progetto. Viene anche illustrato come l'andamento dell'uscita del regolatore, a seguito dell'applicazione dello scalino, sia contenuto e non presenti oscillazioni.

4.8.1.2 Progetto del regolatore di corrente lato motore

Lo schema a blocchi dell'anello di regolazione della corrente è rappresentato in Figura 4.26, dove sono presenti i poli dovuti alla risposta dinamica del circuito equivalente della macchina sincrona (4.20) e l'eventuale ritardo di commutazione introdotto dal convertitore.

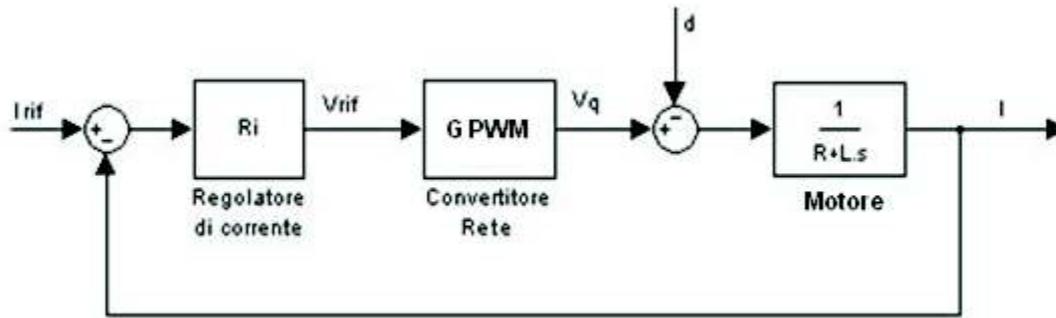


Figura 4.26 Schema a blocchi dell'anello di regolazione di corrente

La funzione di trasferimento del convertitore si riferisce al ritardo di commutazione introdotto dalla PWM ed è strettamente funzione della frequenza della portante utilizzata per originare il segnale modulato.

In questo caso però la sua funzione di trasferimento può essere considerata unitaria perché il valore della banda di passante del regolatore di corrente è presa pari a 10 Hz per ottenere una differenza di banda superiore alla decade.

I_{rif} proviene dall'anello di regolazione di velocità, mentre con d viene considerato il disturbo esterno proveniente dal regolatore dell'altro asse. Il regolatore deve garantire la reiezione ai disturbi, quindi il margine di fase di quest'ultimo non deve essere inferiore a 75° .

Si impone che il regolatore di corrente sia di tipo PI. La funzione di trasferimento dell'anello di corrente risultante diventa:

$$F(s) = \mu \cdot \frac{x + s}{s} \cdot \frac{1}{R + sL} \quad (4.32)$$

Per il controllo di corrente viene imposta una banda passante di 10Hz che corrisponde a 62.8 rad/sec . Anche in questo caso il progetto del regolatore viene eseguito per via analitica, imponendo un margine di fase prossimo agli 80° . Si procede come in precedenza, imponendo l'uguaglianza $s = j\omega$ e ricordando che $s = \frac{d}{dt}$, l'equazione (4.20) nel dominio di Laplace diventa:

$$V = L \cdot sI + RI \quad (4.33)$$

Si parte dalla funzione di trasferimento ad anello aperto lasciando incogniti i parametri del regolatore:

$$F(s) = \mu \cdot \frac{x + s}{s} \cdot \frac{1}{1.37^{-3} + s4.79^{-4}} \quad (4.34)$$

Si impone poi che il valore del margine di fase della funzione di trasferimento, per la pulsazione di taglio desiderata, sia superiore a 80° :

$$\begin{aligned} \arg(F(j62.8)) \geq -100^\circ &\Rightarrow \arg\left(\mu \cdot \frac{x + j62.8}{j62.8} \cdot \frac{1}{1.37^{-3} + 0.03j}\right) \\ &\geq -100^\circ \end{aligned} \quad (4.35)$$

Quindi, sviluppando la disequazione (4.35) tenendo conto dei criteri richiamati nel calcolo dei parametri del regolatore di velocità, si ricava il valore della parte reale dello zero del regolatore in modo da soddisfare il vincolo relativo al margine di fase:

$$\arg(x + j62.8) \geq -100^\circ + 90^\circ + 89.74^\circ \Rightarrow \arg(x + j62.8) \geq 79.74^\circ \quad (4.36)$$

Dalla disequazione (4.36), per approssimazioni successive, si ricava il valore dell'incognita x in grado di soddisfare la suddetta, come indicato nell'equazione (4.37).

$$\arg(5 + j62.8) = 89.54^\circ \geq 79.74^\circ \quad (4.37)$$

Si impone che il valore del modulo della funzione di trasferimento sia unitario alla pulsazione di taglio desiderata, ossia per $\omega = 62.8 \text{ rad/sec}$

$$|F(j62.8)| = \left| \mu \cdot \frac{5 + j62.8}{j62.8} \cdot \frac{1}{1.37^{-3} + 0.03j} \right| = 1 \quad (4.38)$$

Quindi, sviluppando l'equazione (4.38) tenendo conto dei criteri richiamati nel calcolo dei parametri del regolatore di velocità, si ricava il valore del modulo del

regolatore in modo da soddisfare il vincolo relativo al modulo alla pulsazione di taglio:

$$\mu \cdot \frac{62.8}{62.8} \cdot \frac{1}{0.03} = 1 \quad (4.39)$$

da cui si ottiene che il valore del guadagno μ per questo regolatore vale 0.238.

La funzione di trasferimento del regolatore di corrente è quindi

$$0.238 \cdot \frac{1 + 0.2s}{0.2s} \quad (4.40)$$

Esso garantisce una banda passante dell'anello di corrente di 10Hz come illustrato in Figura 4.27.

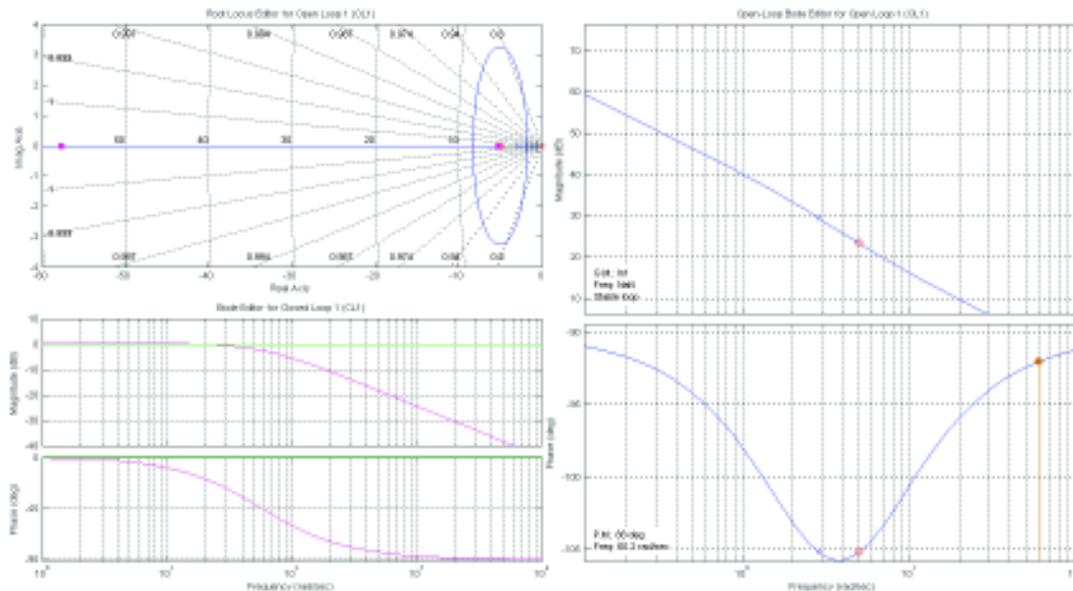


Figura 4.27 Risposta in frequenza dell'anello di corrente

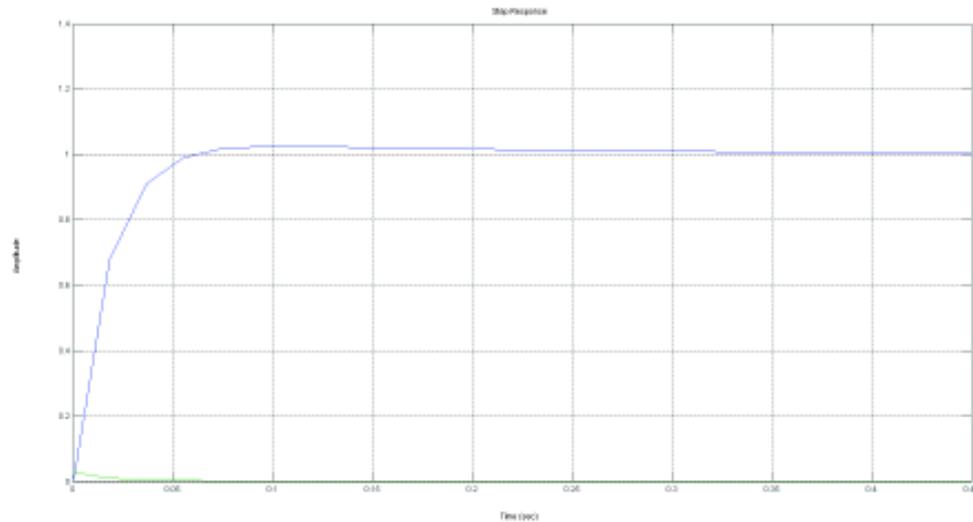


Figura 4.28 Risposta allo scalino dell'anello di corrente
 (I_{rif}/I curva blu, I_{rif}/V_{rif} curva verde)

Nella Figura 4.28 è riportato l'andamento dell'uscita della catena di regolazione in risposta all'applicazione dello scalino.

4.8.2 Regolazione lato rete

La regolazione lato rete prevede di agire su due grandezze distinte, corrente e tensione, per mezzo di due anelli di regolazione. L'anello più interno, con banda più ampia, regola la corrente assorbita dalla rete secondo i due assi di riferimento di Park; quello più esterno, contenente il primo, regola l'ampiezza della tensione del dc-link con banda di regolazione più ristretta.

L'anello di tensione sfrutta la funzione di trasferimento dell'equazione elettrica del lato in continua del convertitore nel dominio di Laplace (4.41). L'anello di corrente sfrutta la dinamica della corrente che fluisce nell'induttanza di filtro del convertitore (4.42).

$$\begin{cases} 3v_s i_s = V_{dc} I_{dc} \\ I_{dc} = C \cdot \frac{dV_{dc}}{dt} + i_L \end{cases} \quad (4.41)$$

$$v_r = L_f \cdot \frac{di}{dt} + v_s \quad (4.42)$$

4.8.2.1 Progetto del regolatore di tensione lato rete

Sostituendo la seconda equazione nella prima del sistema (4.41) si ottiene:

$$\begin{cases} 3v_s i_s = c \cdot \frac{dV_{dc}}{dt} V_{dc} + i_L V_{dc} \\ I_{dc} = c \cdot \frac{dV_{dc}}{dt} + i_L \end{cases} \quad (4.43)$$

Sfruttando la proprietà della derivata seconda dell'integrale si ottiene

$$\frac{c}{2} \cdot \frac{dV_{dc}^2}{dt} = 3v_s i_s - i_L V_{dc} \quad (4.44)$$

Portando in evidenza V_{dc} nell'equazione (4.44) si ottiene

$$V_{dc}^2 = \frac{3v_s i_s(s)}{\frac{c}{2}} - \frac{1}{\frac{s}{2}} P_L(s) \quad (4.45)$$

Lo schema a blocchi del controllo di tensione è rappresentato in Figura 4.29. P_1 rappresenta la potenza che fluisce attraverso il DC-link ed è vista come un disturbo dal regolatore. $V_{dc_{rif}^2}$ viene fornita dal blocco 'RAMPA RIF'. Il regolatore deve garantire la reiezione ai disturbi quindi, in base ad una regola empirica, il margine di fase di quest'ultimo non deve essere inferiore a 80° .

Nello schema di Figura 4.30 si considera l'anello interno di corrente a trasferenza unitaria. Questo è ragionevole solo se la banda passante dell'anello interno è pari ad almeno 10 volte la banda passante dell'anello esterno. In questo caso infatti gli effetti sulla regolazione esterna sono pressoché trascurabili.

Sulla base di questo principio si impone una banda passante per il regolatore di tensione di 10Hz e per il regolatore di corrente di 100Hz.

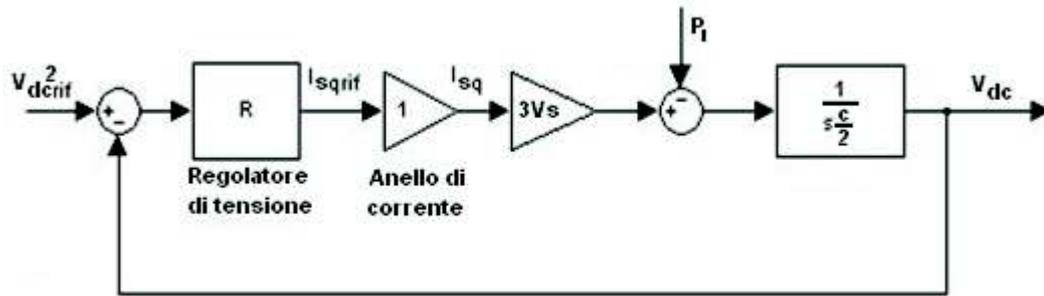


Figura 4.29 Schema a blocchi dell'anello di tensione

Si impone che il regolatore di tensione sia di tipo PI. La funzione di trasferimento dell'anello di tensione risultante diventa

$$F(s) = \mu \cdot \frac{x + s}{s} \cdot 3Vs \cdot \frac{1}{s \frac{c}{2}} \quad (4.46)$$

Per il controllo di tensione viene imposta una banda passante di 10Hz che corrisponde a 62.8 rad/sec . Il progetto del regolatore viene eseguito per via analitica imponendo alla funzione di trasferimento globale un margine di fase prossimo ai 90° onde garantire la stabilità asintotica e sovra elongazione inferiore al 5% del valore massimo.

Si procede nel modo seguente:

- si impone l'uguaglianza $s = j\omega$;
- si parte dalla funzione di trasferimento in catena aperta lasciando incogniti i parametri del regolatore

$$F(s) = \mu \cdot \frac{x + s}{s} \cdot \frac{1195}{0.5 \cdot 10^{-3}s} \quad (4.47)$$

- si impone che il valore della fase della funzione di trasferimento, per la pulsazione di taglio desiderata, sia vicina a 90° , ad esempio 85° . Il margine di fase risulta perciò di 95° .

$$\arg(F(j62.8)) \geq -95^\circ \Rightarrow \arg\left(\mu \cdot \frac{x + j62.8}{j62.8} \cdot \frac{1195}{0.0314j}\right) \geq -95^\circ \quad (4.48)$$

Va ricordato che:

6. $arg(\mu) = 1$
7. $arg(jx) = 90^\circ$ per ogni $x > 0$ e -90° per ogni $x < 0$
8. $arg\left(\frac{1}{jx}\right) = -90^\circ$ per ogni $x > 0$ e 90° per ogni $x < 0$
9. $arg(x + jy) = \arctan\left(\frac{y}{x}\right) + 2\pi k$ per $x > 0$ con $k \in \mathbb{N}$
10. $arg(x + jy) = \pi + \arctan\left(\frac{y}{x}\right) + 2k\pi$ per $x < 0$ con $k \in \mathbb{N}$

Quindi, sviluppando l'equazione (4.48) tenendo conto di quanto appena richiamato, si ricava il valore della parte reale dello zero del regolatore in modo da soddisfare il vincolo relativo al margine di fase.

$$arg(x + j62.8) \geq -95^\circ + 90^\circ + 89.98^\circ \Rightarrow arg(x + j62.8) \geq 85^\circ \quad (4.49)$$

Dalla disequazione (4.27), per approssimazioni successive, si ricava il valore dell'incognita x in grado di soddisfare la suddetta, come indicato nell'equazione (4.28).

$$arg(5 + j62.8) = 85.5^\circ \geq 85^\circ \quad (4.50)$$

Si impone che il valore del modulo della funzione di trasferimento sia unitario alla pulsazione di taglio desiderata, ossia per $\omega = 62.8 \text{ rad/sec}$.

$$|F(j62.8)| = \left| \mu \cdot \frac{5 + j62.8}{j62.8} \cdot 1195 \cdot \frac{1}{0.0314j} \right| = 1 \quad (4.51)$$

Va ricordato che:

5. $|jx| = x \cdot sign(x)$ per ogni x
6. $\left|\frac{1}{jx}\right| = \frac{1}{x} \cdot sign(x)$ per ogni x
7. $|x + jy| = \sqrt{x^2 + y^2}$ per ogni x, y
8. $\left|\frac{1}{x+jy}\right| = \frac{1}{|x+jy|} = \frac{1}{\sqrt{x^2+y^2}}$ per ogni x, y

Quindi, sviluppando l'equazione (4.51) tenendo conto di quanto appena richiamato, si ricava il valore del guadagno del regolatore in modo da soddisfare il vincolo relativo al modulo nella pulsazione di taglio.

$$\mu \cdot \frac{62.9}{62.8} \cdot 1195 \cdot \frac{1}{0.0314} = 1 \quad (4.52)$$

Il valore del guadagno μ per questo regolatore vale $2.5 \cdot 10^{-5}$.

La funzione di trasferimento del regolatore di tensione così calcolato è quindi

$$R_V(s) = 2.5 \cdot 10^{-5} \cdot \frac{1 + 0.2s}{0.2s} \quad (4.53)$$

Esso garantisce una banda passante dell'anello di tensione di 10Hz, come illustrato nei grafici di Figura 4.30. Procedendo in senso orario, nel primo grafico è rappresentata la posizione di ogni polo e zero nel piano complesso, nel secondo e nel terzo il diagramma di Bode di modulo e fase del sistema in anello aperto, nel quarto e quinto il diagramma di Bode di modulo e fase del sistema in anello chiuso.

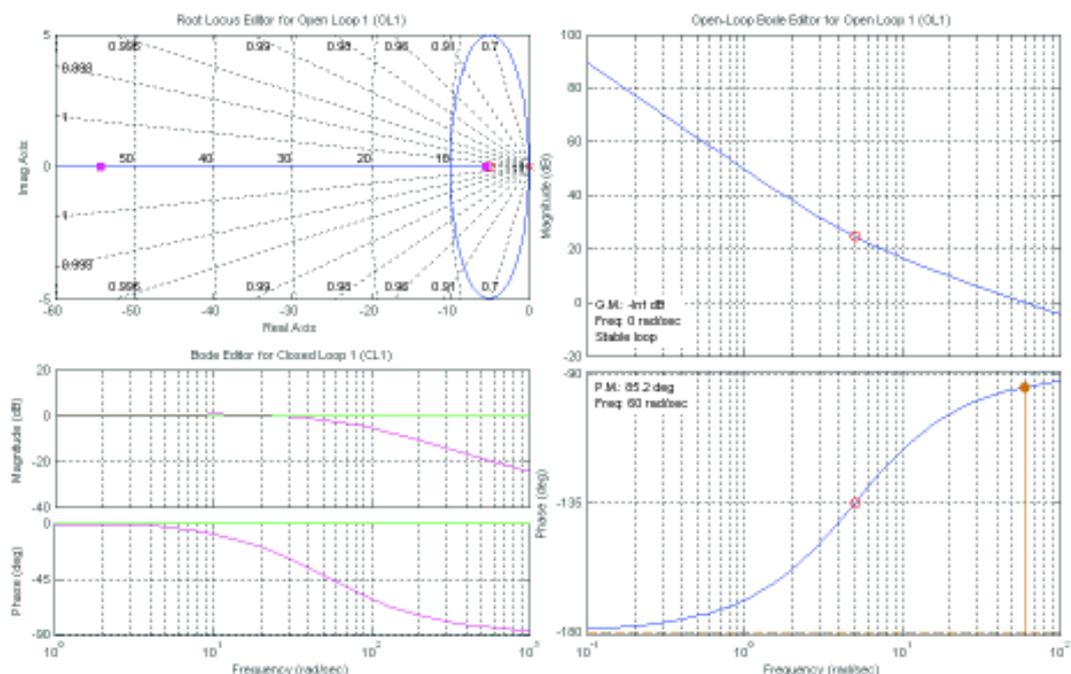


Figura 4.30 Risposta in frequenza dell'anello di tensione considerando l'anello di corrente a trasferimento unitaria

In Figura 4.31 sono riportate le risposte dell'anello di tensione allo scalino di ampiezza unitaria. I transitori si estinguono dopo 0.8 secondi. A fronte di una variazione netta dell'ingresso, l'uscita del regolatore risponde con un'azione energica, dovuta al valore elevato del guadagno $3Vs$ presente nella catena diretta. La sovra elongazione si affievolisce in 800 millisecondi grazie alla presenza dell'azione integrale.

Dal grafico si può notare come la presenza dell'integratore garantisca errore a regime nullo, quindi stabilità asintotica.

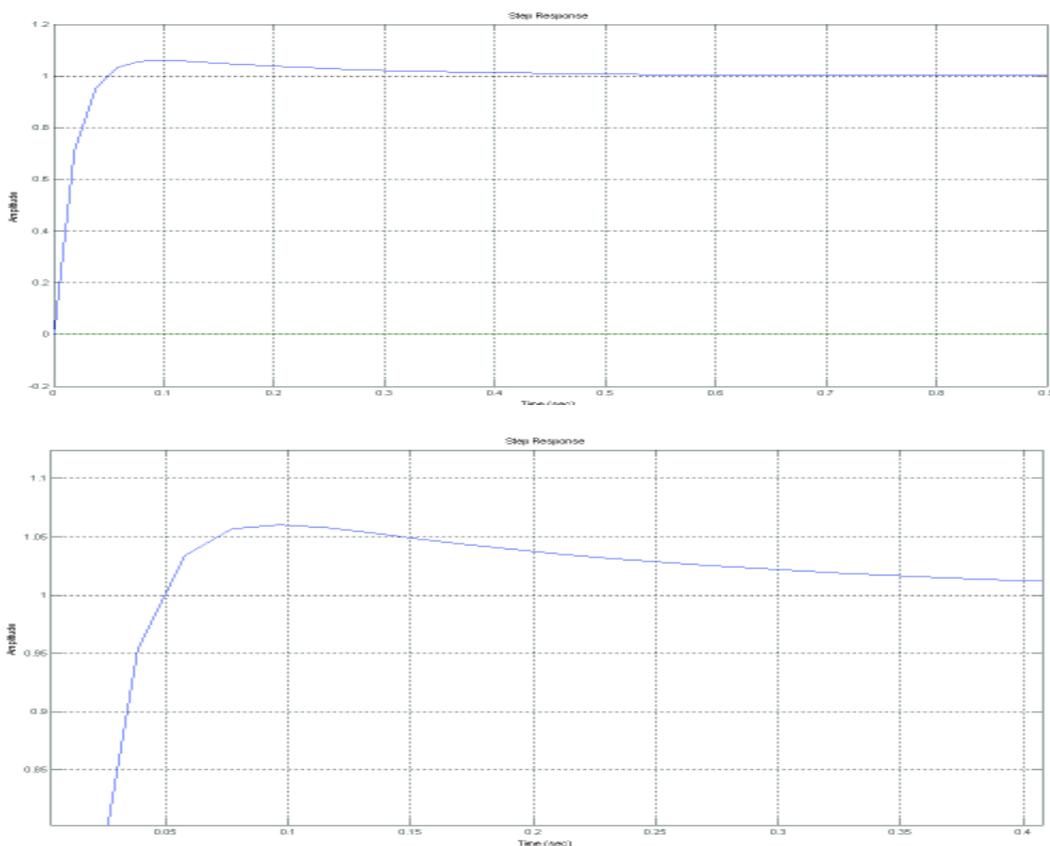


Figura 4.31 Risposta allo scalino dell'anello di velocità e suo ingrandimento
 (Ω_{rif}/Ω curva blu, Ω_{rif}/C_m curva verde)

Dalla Figura 4.31 si osserva che la massima sovra elongazione dell'uscita del regolatore in risposta all'applicazione dello scalino è limitata al 4%, quindi sono state rispettate le specifiche di progetto illustrato. Dalla stessa si vede anche che l'andamento dell'uscita del regolatore, a seguito dell'applicazione dello scalino, è contenuto e non presenta oscillazioni.

4.8.2.2 Progetto del regolatore di corrente lato rete

Lo schema a blocchi dell'anello di regolazione della corrente è rappresentato in Figura 4.32, dove è presente il polo dovuto all'induttanza di filtro secondo l'equazione (4.42) e l'eventuale ritardo di commutazione introdotto dal convertitore.

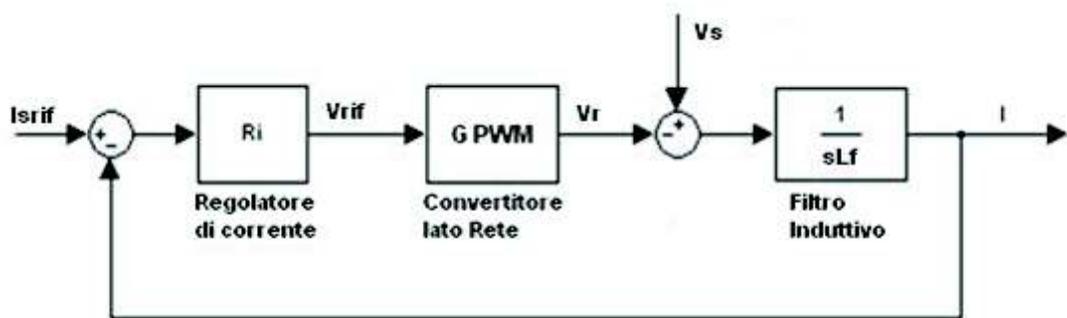


Figura 4.32 Schema a blocchi dell'anello di regolazione di corrente

La funzione di trasferimento del convertitore è legata al ritardo di commutazione introdotto dalla PWM ed è strettamente funzione della frequenza della portante utilizzata per originare il segnale modulato. Il polo dominante, che caratterizza la dinamica del modello del convertitore lato rete, ha frequenza pari a 1500 Hz, la banda passante del regolatore di corrente è imposta pari a 100 Hz, quindi il rapporto tra le due bande scelte è superiore alla decade. Di conseguenza i poli della funzione di trasferimento del convertitore lato rete non influenzano la dinamica dell'anello di regolazione di corrente diretta.

$I_{s_{rif}}$ proviene dall'anello di regolazione di tensione, mentre V_s è la tensione di rete, che entra nella catena di regolazione come un disturbo. Il regolatore deve garantire la reiezione ai disturbi, quindi il margine di fase di quest'ultimo non deve essere inferiore a 75° .

Si impone che il regolatore di corrente sia di tipo PI. La funzione di trasferimento dell'anello di corrente risultante è

$$F(s) = \mu \cdot \frac{x+s}{s} \cdot \frac{1}{sL_f} \quad (4.54)$$

Per il controllo di corrente viene imposta una banda passante di 100Hz che corrisponde a 628 rad/sec . Anche in questo caso il progetto del regolatore viene eseguito per via analitica, imponendo un margine di fase prossimo agli 80° . Si procede come in precedenza, imponendo l'uguaglianza $s = j\omega$ e ricordando che $s = \frac{d}{dt}$; l'equazione (4.42) nel dominio di Laplace diventa:

$$V_r = L_f \cdot sI + V_s \quad (4.55)$$

Si parte dalla funzione di trasferimento ad anello aperto lasciando incogniti i parametri del regolatore:

$$F(s) = \mu \cdot \frac{x+s}{s} \cdot \frac{1}{s1 \cdot 10^{-3}} \quad (4.56)$$

Si impone che il valore del margine di fase della funzione di trasferimento, per la pulsazione di taglio desiderata, sia superiore a 80° :

$$\arg(F(j628)) \geq -100^\circ \Rightarrow \arg\left(\mu \cdot \frac{x+j628}{j628} \cdot \frac{1}{j0.628}\right) \geq -100^\circ \quad (4.57)$$

Quindi, sviluppando la disequazione (4.57) tenendo conto dei criteri richiamati nel calcolo dei parametri del regolatore di tensione, si ricava il valore della parte reale dello zero del regolatore in modo da soddisfare il vincolo relativo al margine di fase

$$\arg(x+j628) \geq -100^\circ + 90^\circ + 90^\circ \Rightarrow \arg(x+j628) \geq 80^\circ \quad (4.58)$$

Dalla disequazione (4.58) per approssimazioni successive, si ricava il valore dell'incognita x in grado di soddisfare la suddetta, come indicato nell'equazione (4.37).

$$\arg(50 + j628) = 85.44^\circ \geq 80^\circ \quad (4.59)$$

Si impone che il valore del modulo della funzione di trasferimento sia unitario alla pulsazione di taglio desiderata, ossia per $\omega = 628 \text{ rad/sec}$:

$$|F(j628)| = \left| \mu \cdot \frac{50 + j628}{j628} \cdot \frac{1}{j0.628} \right| = 1 \quad (4.60)$$

Quindi, sviluppando l'equazione (4.60) tenendo conto dei criteri richiamati nel calcolo dei parametri del regolatore di velocità, si ricava il valore del modulo del regolatore in modo da soddisfare il vincolo relativo al modulo nella pulsazione di taglio.

$$\mu \cdot \frac{628}{628} \cdot \frac{1}{0.628} = 1 \quad (4.61)$$

Da cui si ottiene che il valore del guadagno μ per questo regolatore vale 0.16.

La funzione di trasferimento del regolatore di corrente è quindi

$$0.16 \cdot \frac{1 + 0.02s}{0.02s} \quad (4.62)$$

Esso garantisce una banda passante dell'anello di corrente di 100Hz come illustrato in Figura 4.33.

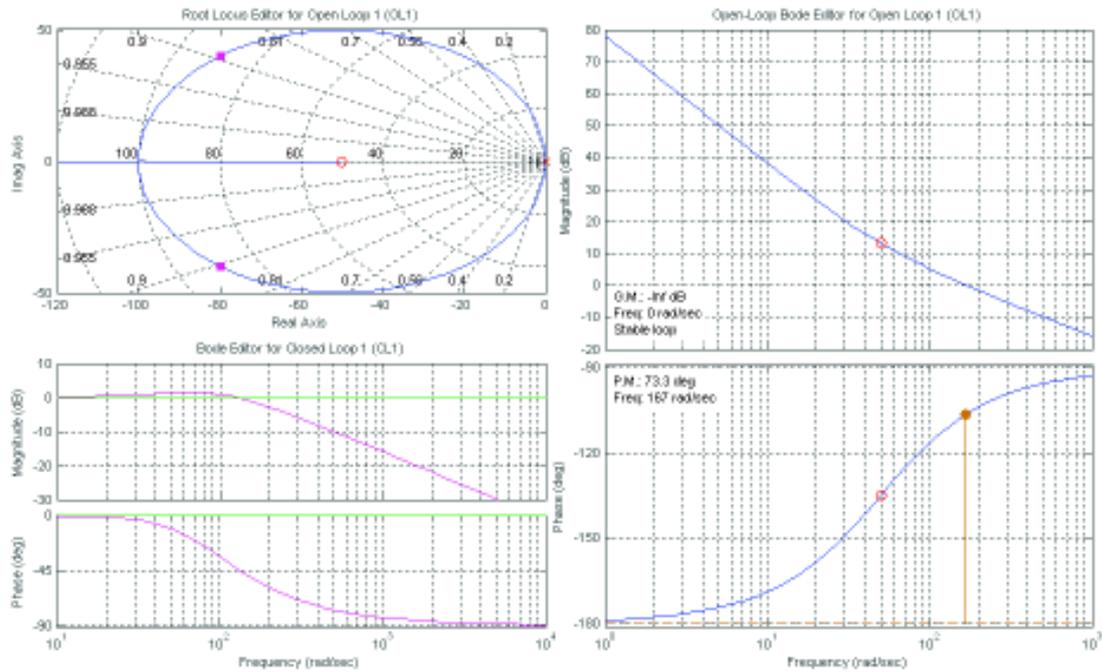


Figura 4.33 Risposta in frequenza dell'anello di corrente

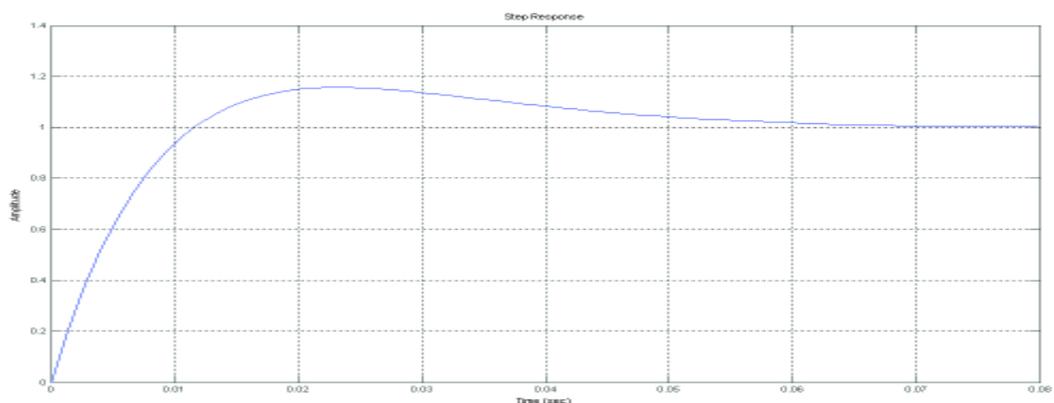


Figura 4.34 Risposta allo scalino dell'anello di corrente

(I_{rif}/I curva blu, I_{rif}/V_{rif} curva verde)

Nella Figura 4.34 è riportato l'andamento dell'uscita della catena di regolazione in risposta all'applicazione dello scalino che presenta una sovra elongazione del 12% a causa del margine di fase scelto. Questa scelta permette di avere una risposta rapida grazie alla reazione dell'azione proporzionale, assenza di oscillazioni e un errore a regime nullo.

4.9 Simulazione numerica del sistema di controllo e suo interfacciamento con i blocchi motore e inverter

Il modello del sistema di controllo sopra descritto può essere implementato numericamente utilizzando le librerie di Simulink, che contengono tutti i blocchi necessari quali integratori, regolatori PID, limitatori, logiche condizionali, look-up tables, ecc.

Il modello del sistema di controllo così ottenuto deve quindi essere interfacciato da un lato con il modello del motore elettrico, dall'altro con quello degli inverter come indicato in Figura 4.21. Da un punto di vista implementativo, questo interfacciamento può essere realizzato in due modi, cioè:

- a) attraverso blocchi di interfaccia Simulink-SimPowerSystems, nel caso in cui i dispositivi a monte del motore (inverter, filtri, interruttori, trasformatori, ecc.) siano simulati mediante blocchi SimPowerSystems (Figura 4.35);
- b) direttamente, nel caso in cui i dispositivi a monte del motore siano rappresentati in modo semplificato, cioè in ambiente Simulink (Figura 4.36).

Il metodo a) consente di includere nella simulazione la dinamica dettagliata dei vari componenti (commutazioni dell'inverter, interruttori, trasformatori, ecc.), ma comporta inevitabilmente un notevole aggravio computazionale.

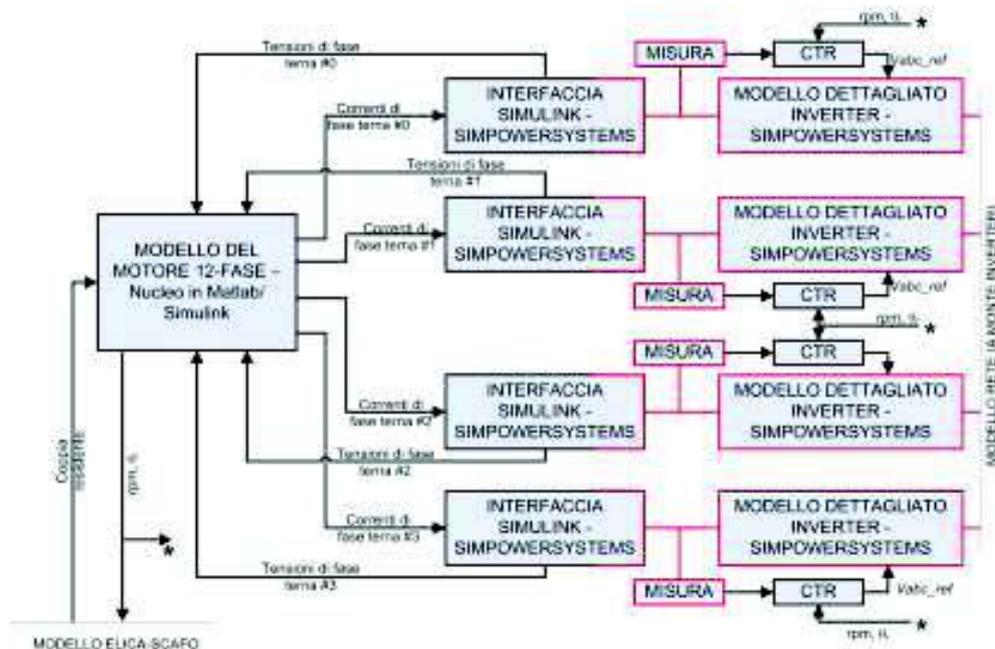


Figura 4.35 Schema a blocchi per simulazione dell'azionamento con utilizzo di blocchi SimPowerSystems

Il metodo b) porta a tempi di simulazione decisamente più veloci ma anche alla perdita di alcune informazioni di dettaglio, quali ad esempio il valore della singola caduta di tensione sull'interruttore statico in conduzione o della tensione ai capi dello stesso mentre è interdettato.

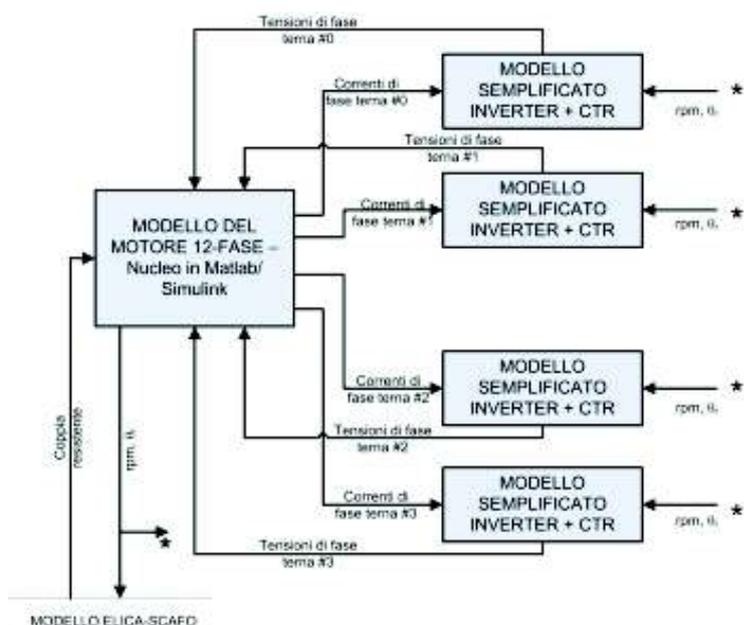


Figura 4.36 Schema a blocchi per simulazione dell'azionamento: opzione con tutto il sistema rappresentato in ambiente Simulink

Capitolo 5 Implementazione circuitale del motore di propulsione

5.1 Introduzione

In questo capitolo si procede all'implementazione numerica degli elementi componenti il sistema che sono stati descritti in modo dettagliato in precedenza. L'obiettivo finale è quello di trovare un modello che rispecchi le caratteristiche principali del sistema di propulsione oggetto di studio.

5.2 Premessa

La dinamica della rete elettrica di bordo è notevolmente influenzata dal funzionamento del sistema di propulsione, che determina una porzione importante dei flussi di potenza istantanea che devono essere erogati dal sistema di generazione.

La rappresentazione dinamica del motore di propulsione consente di descrivere il funzionamento della macchina non solo in condizione di regime, cioè nella marcia ad una prescritta velocità e ad un determinato carico con grandezze di alimentazione (tensione e frequenza) costanti nel tempo, ma anche in regime transitorio. Il funzionamento in regime transitorio prevede la variazione, più o meno lenta, delle grandezze elettromeccaniche della macchina in risposta a stimoli esterni quali variazioni di carico all'elica e variazioni delle grandezze di alimentazione (tensione e corrente), dovute ad esempio ad una variazione comandata di velocità. Casi particolari di transitorio elettromeccanico occorrono inoltre ogniqualvolta si verifichi una anomalia o un guasto funzionale, come potrebbe essere un corto circuito ai terminali di macchina o la disattivazione di uno o più dei quattro inverter impiegati per l'alimentazione del motore.

In regime transitorio, le grandezze elettromeccaniche che caratterizzano il funzionamento istantaneo del motore (velocità, coppia, correnti, flussi, tensioni) variano secondo costanti di tempo diverse, alcune delle quali molto brevi (frazioni di secondo) legate alla dinamica dei circuiti elettrici e magnetici della macchina, altre più lunghe (diversi secondi), legate all'inerzia del rotore e dei carichi accoppiati nonché alle forze di attrito agenti sulle parti in rotazione. Sia la dinamica

elettrica sia quella meccanica sono rappresentate, con adeguato livello di dettaglio, dalle equazioni differenziali descritte nel Capitolo 3.

Affinchè le suddette equazioni differenziali possano essere utilizzate ai fini pratici, cioè per la simulazione predittiva del comportamento del motore, esse devono essere implementate numericamente in un ambiente che ne consenta l'integrazione automatica, nonché l'interfacciamento con i modelli rappresentativi degli altri sottosistemi interagenti con il motore elettrico, quali convertitore di alimentazione, modello dell'elica e dello scafo. L'ambiente Matlab/Simulink, scelto a tal fine, risulta particolarmente adatto in quanto consente di rappresentare le equazioni differenziali ed algebriche in forma di schemi a blocchi, adatti ad essere tra loro integrati per ottenere simulazioni di sistemi complessi.

Nel presente capitolo, quindi, verrà documentato il modello Simulink predisposto per implementare numericamente le equazioni differenziali che governano una macchina elettrica sincrona a magneti permanenti e a quattro avvolgimenti trifase di statore, equazioni che sono state descritte in modo dettagliato nel Capitolo 3.

Oltre all'implementazione numerica delle equazioni, verrà dato risalto alle interfacce di cui il blocco rappresentativo del motore di propulsione è stato dotato al fine di rendere facilmente modificabili e gestibili i parametri caratterizzanti il motore stesso, il cui elenco e descrizione sono parimenti inclusi nel Capitolo 3. La possibilità di modificare i parametri di macchina attraverso tale interfaccia "ad alto livello", che prescinde cioè dai dettagli implementativi interni del blocco, consente all'utente di studiare il comportamento della macchina per diversi valori dei parametri caratteristici. Ciò risulta particolarmente utile in presenza di incertezze su alcuni parametri o nel caso in cui i valori di questi debbano essere modificati a seguito di misure o stime più accurate.

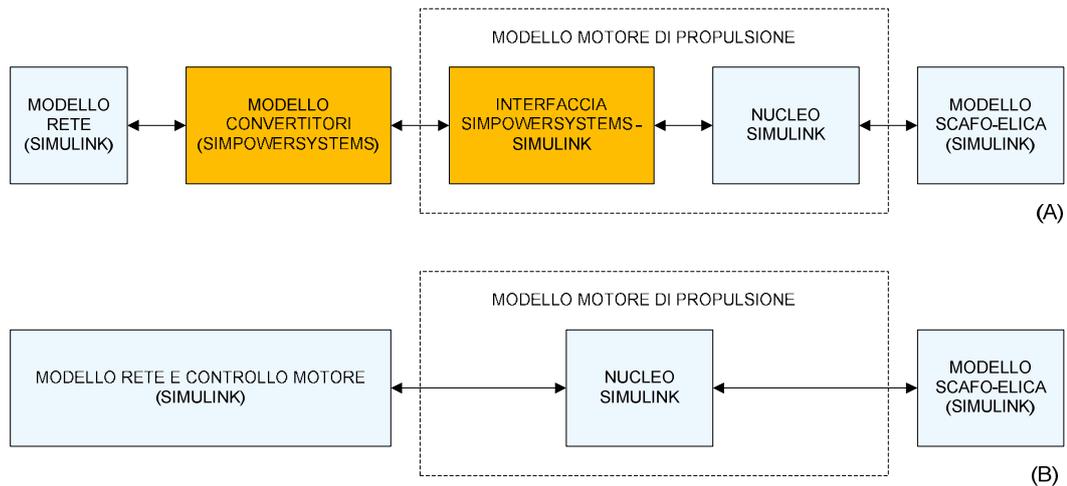


Figura 5.1 Configurazione del modello del motore di propulsione per: (A) simulazioni di dettaglio comprendenti l’elettronica di potenza; (B) simulazioni di sistema “veloci”

5.3 Strategia di implementazione e architettura del blocco motore

Per quanto riguarda la strategia di implementazione, l’architettura del blocco motore è stata pensata come composta da un nucleo Simulink, che implementa le equazioni differenziali elettriche e meccaniche del motore, e da un’interfaccia che permette, qualora necessario, di collegare tale nucleo con il modello dettagliato dei convertitori, implementato attraverso la libreria SimPowerSystems.

L’utilizzo del blocco complessivo (nucleo Simulink + interfaccia), consente di effettuare quelle simulazioni in cui interessa verificare l’effetto dell’elettronica di potenza, tipicamente delle commutazioni PWM, ad esempio sulle grandezze elettriche ed elettromeccaniche di macchina, nonché sulla rete di alimentazione principale (Figura 5.1 A).

Al fine di rendere i tempi di simulazione più rapidi, ossia quando l’attenzione maggiore ricada su simulazioni “di sistema”, dove gli effetti delle commutazioni rivestono scarsa o nessuna importanza, il sottoblocco di interfaccia può essere rimosso in modo tale da connettere direttamente il nucleo Simulink con il modello, anch’esso realizzato nel medesimo ambiente, rappresentativo della rete di bordo e del sistema di controllo, tensione e velocità, del motore (Figura 5.1 B) [45].

5.3.1 Interfaccia di caratterizzazione parametrica

Il blocco che rappresenta il motore di propulsione è caratterizzabile attraverso una finestra di dialogo che si apre cliccando sul blocco stesso e mostrata in Figura 5.2.

L'interfaccia permette all'utente di inserire i parametri caratterizzanti il motore sincrono a quattro terne statoriche a magneti permanenti ed elencati nell'ambito del Capitolo 3.

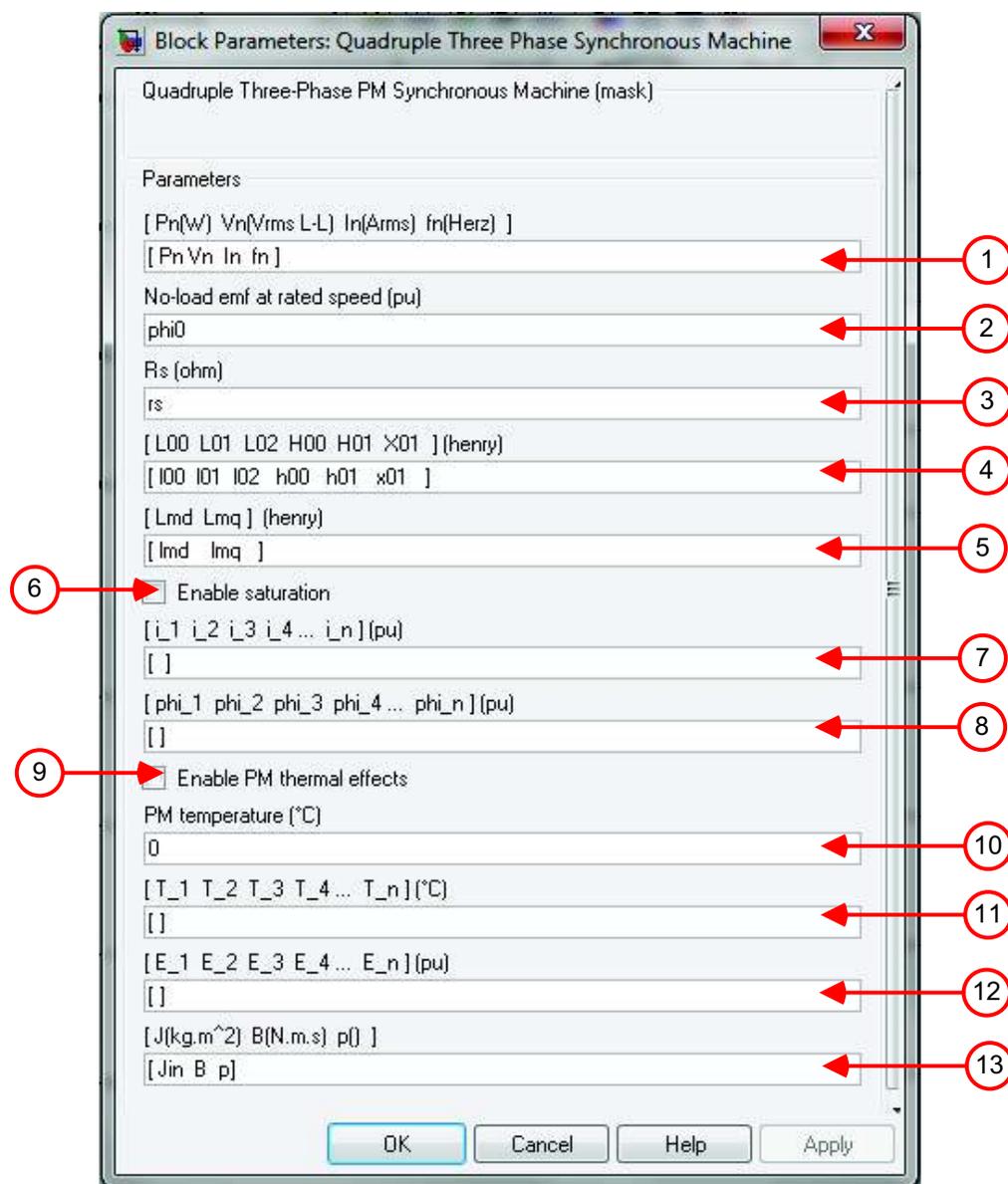


Figura 5.2 Interfaccia di caratterizzazione del blocco motore di propulsione

Di seguito vengono elencati i parametri di caratterizzazione del blocco così come possono essere inseriti nei rispettivi campi numerati da 1 a 12 (Figura 5.2).

1. Potenza nominale in W (P_n), tensione nominale in V efficaci di linea (V_n), corrente nominale in A efficaci (I_n), frequenza nominale in Hz (f_n);
2. Valore della tensione a vuoto (dovuta ai soli magneti permanenti);
3. Resistenza di fase in Ω (R_s);
4. Induttanze di dispersione $L_0, L_1, L_2, H_0, H_1, M_1$, così come sono definite nell'ambito del Capitolo 3;
5. Induttanze di magnetizzazione non sature lungo l'asse diretto (L_{md}) e lungo l'asse in quadratura (L_{mq});
6. Check-box che, se selezionata, consente di inserire la curva di saturazione attraverso i campi 7 e 8. Se la check-box non è selezionata, vengono usati i valori non saturi di L_{md} e L_{mq} specificati nel campo precedente (5);
7. Vettore di m valori crescenti (m intero arbitrario) che rappresentano le correnti di armatura (ascisse) nella curva di magnetizzazione a magneti spenti, cioè quando i magneti siano sostituiti con aria (Figura 5.3);
8. Vettore di m valori crescenti (m intero arbitrario) che rappresentano i flussi concatenati con una fase di statore (ordinate) nella curva di magnetizzazione a magneti spenti (Figura 5.3);
9. Check-box che, se selezionata, consente di inserire la curva di dipendenza della tensione a vuoto in funzione della temperatura attraverso i campi 10 e 11. Se la check-box non è selezionata, viene usato il valore di tensione a vuoto inserito nel campo 2;
10. Temperatura di esercizio dei magneti permanenti nel funzionamento da simulare;
11. Vettore di n valori (n intero arbitrario) delle temperature (ascisse) nella curva della forza elettromotrice in funzione della temperatura (Figura 5.4);
12. Vettore di n valori (n intero arbitrario) delle forze elettromotrici a vuoto (ordinata) nella curva della forza elettromotrice in funzione della temperatura (Figura 5.4);
13. Valori dell'inerzia (J_{in}) della linea d'asse (rotore più parti rotanti accoppiate), coefficiente di attrito B , numero di coppie polari p .

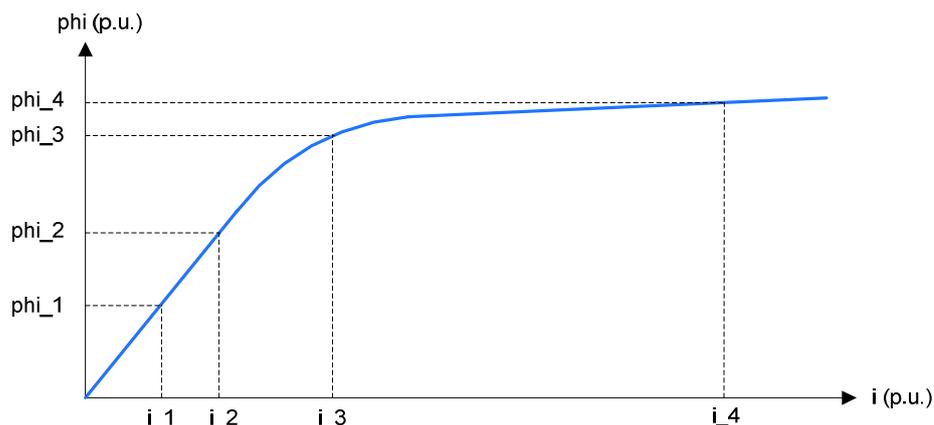


Figura 5.3 Curva di saturazione nell'ipotesi di magneti spenti (i magneti permanenti sono sostituiti con aria). In ascissa è riportata la corrente di armatura in p.u. del valore nominale, in ordinata il flusso concatenato con una fase in p.u. del valore nominale.

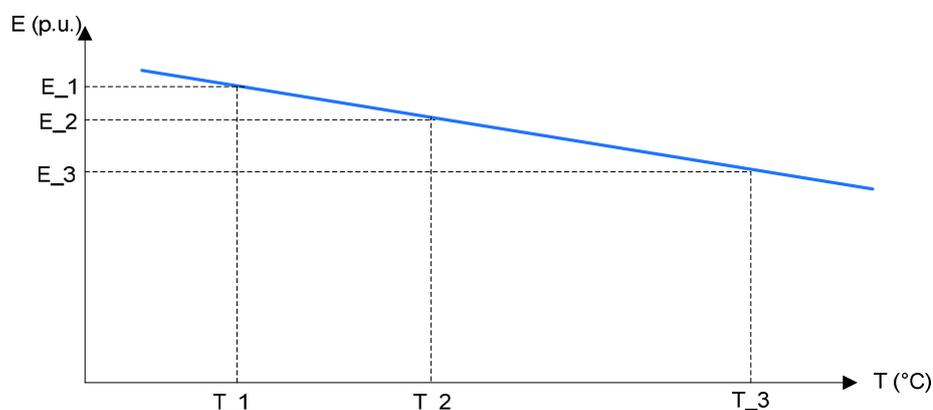


Figura 5.4 Curva di variazione della tensione a vuoto E (in p.u. del valore nominale) in funzione della temperatura dei magneti T . La curva si intende con macchina rotante a velocità nominale.

5.3.1.1 Note sulla gestione delle non-idealità nella caratterizzazione parametrica

Normalmente, in macchine sincrone a magneti permanenti superficiali come il motore di propulsione in oggetto, si ottengono risultati di simulazione sufficientemente accurati anche senza considerare fenomeni di saturazione magnetica. Lo spessore dei magneti superficiali, in termini di circuito magnetico, è assimilabile ad aria. Questa assunzione, dal punto di vista della caratteristica di saturazione, permette di assimilare la macchina a magneti superficiali ad una macchina sincrona isotropa con traferro molto ampio, dove cioè gran parte della

caduta di forza magnetomotrice si verifica nel traferro stesso senza risentire della saturazione.

Anche la dipendenza della forza magnetomotrice dei magneti permanenti dalla temperatura viene normalmente trascurata, nell'ipotesi di lavorare a temperature sufficientemente lontane da quelle in cui si verificano fenomeni di smagnetizzazione importanti.

Nel caso in cui la saturazione magnetica venga trascurata, il blocco motore di propulsione può essere caratterizzato attraverso i soli campi: 1, 2, 3, 4, 5, 13 dell'interfaccia (Figura 5.2).

I campi 6,7,8 dell'interfaccia (Figura 5.2) consentono di inserire la caratteristica di saturazione della macchina come mostra la Figura 5.3. Tale caratteristica (Figura 5.3) rappresenta il flusso concatenato (ϕ) con una fase di statore (in per unit del valore nominale) in funzione della corrente (i) di fase, anch'essa in p.u. del valore nominale, nell'ipotesi che i magneti permanenti siano sostituiti con aria. La caratteristica deve essere fornita dal calcolo dal costruttore del motore.

I campi 9, 10, 11, 12 dell'interfaccia (Figura 5.2) consentono di inserire la caratteristica di dipendenza della forza elettromotrice dei magneti dalla temperatura dei magneti stessi. La caratteristica (Figura 5.4), rappresenta la forza elettromotrice a vuoto E (in p.u. del valore nominale) in funzione della temperatura dei magneti T , nell'ipotesi che la macchina funzioni a terminali statorici aperti alla velocità nominale.

5.3.2 Blocco motore adatto all'interfacciamento con i modelli SimPowerSystems

In questo paragrafo viene descritto il blocco motore da utilizzare per le simulazioni di dettaglio (Figura 5.1 A) in cui serve collegare il motore stesso ai blocchi atti alla modellizzazione dei convertitori con relativa elettronica di potenza, nel caso in cui si renda necessaria l'implementazione attraverso la libreria SimPowerSystems di Simulink. Il blocco in questione è riportato in Figura 5.5 Blocco motore di propulsione adatto per l'interfacciamento con modelli dei convertitori implementati con libreria SimPowerSystems

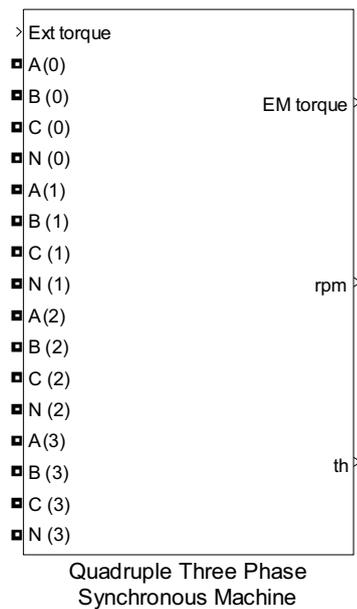


Figura 5.5 Blocco motore di propulsione adatto per l'interfacciamento con modelli dei convertitori implementati con libreria SimPowerSystems

L'interfaccia del blocco comprende dodici porte, nominate **A(0)**, **B(0)**, **C(0)**, **A(1)**, **B(1)**, **C(1)**, **A(2)**, **B(2)**, **C(2)**, **A(3)**, **B(3)**, **C(3)**, che rappresentano i dodici terminali statorici di fase (gli indici 0, 1, 2, 3 indicano rispettivamente le quattro terne di macchina); le porte nominate **N(0)**, **N(1)**, **N(2)**, **N(3)**, rappresentano i centri-stella dei quattro avvolgimenti di macchina. Queste porte consentono di connettere il blocco motore, attraverso un apposito sistema di interfaccia ai blocchi della libreria SimPowerSystems, quali induttori, resistori, terminali di convertitore o di interruttore elettronico e simili.

Ext torque: coppia resistente applicata al rotore, in Nm;

EM torque: coppia elettromagnetica sviluppata dal motore, in Nm;

rpm: velocità di rotazione, in giri/min;

th: posizione del rotore in radianti elettrici.

5.3.3 Struttura interna del blocco motore: interfaccia e nucleo Simulink

Il blocco motore adatto ad essere interfacciato con il modello del convertitore (Figura 5.5) presenta la struttura interna mostrata in Figura 5.6.

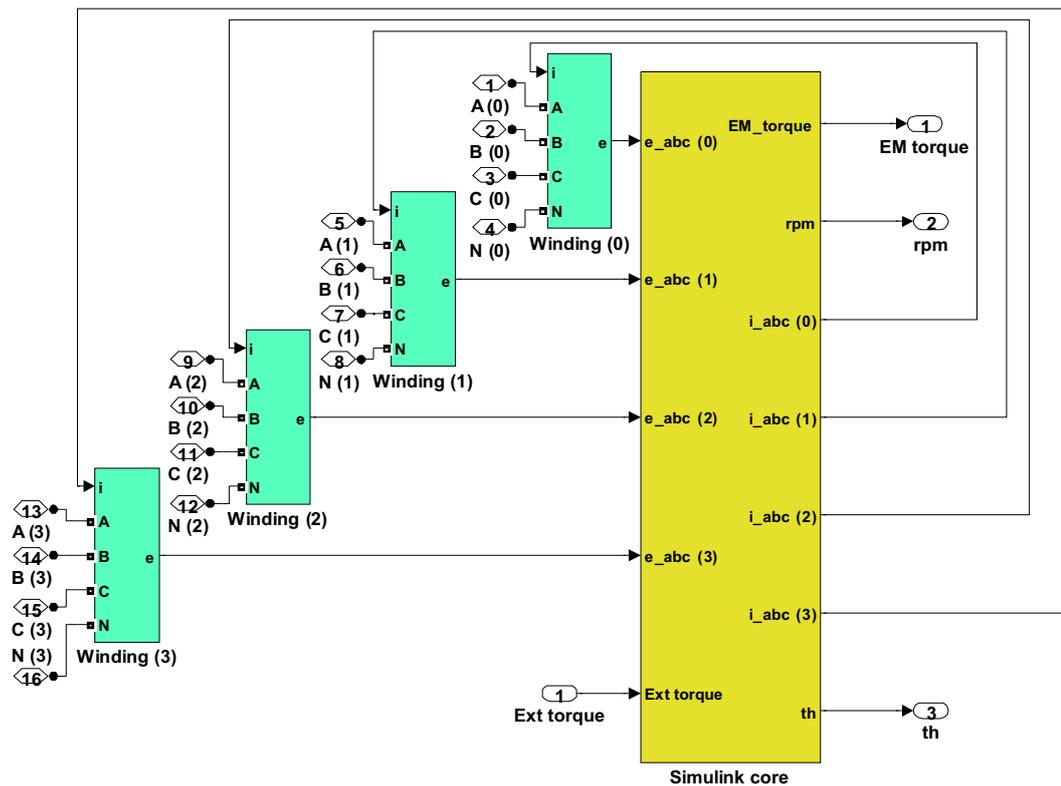


Figura 5.6 Struttura interna del blocco motore: nucleo Simulink (in giallo) con blocchi di interfaccia verso SimPowerSystems

Lo schema a blocchi di Figura 5.6 costituisce l'implementazione della struttura raffigurata in Figura 5.1 A. Si distingue infatti il nucleo Simulink (Simulink core), colorato in giallo, e l'insieme dei quattro blocchi azzurri denominati Winding(0), Winding(1), Winding(2), Winding(3), che costituiscono l'interfaccia tra Simulink e SimPowerSystems.

Si elenca di seguito il significato dei segnali di I/O che appaiono in Figura 5.6:

e_abc(0): terna di tensioni fase-neutro dell'avvolgimento 1, in V;

e_abc(1): terna di tensioni fase-neutro dell'avvolgimento 2, in V;

e_abc(2): terna di tensioni fase-neutro dell'avvolgimento 3, in V;

e_abc(3): terna di tensioni fase-neutro dell'avvolgimento 4, in V;

EM_torque: coppia elettromagnetica in Nm;

rpm: velocità in giri/min;

i_abc(0): correnti di fase della terna 1, in A;

i_abc(1): correnti di fase della terna 2, in A;

i_abc(2): correnti di fase della terna 3, in A;

i_abc(3): correnti di fase della terna 4, in A;

th: angolo di rotore in radianti;

Ext torque: coppia resistente.

5.3.3.1 Sottoblocchi di interfaccia

L'architettura dei blocchi di interfaccia (Winding) è dettagliata in Figura 5.7 e Figura 5.8: il generico blocco di interfaccia Winding(k) (con k=0,1,2,3) riceve in ingresso le tre correnti i_{abc} del relativo avvolgimento e le impone sulle fasi attraverso generatori pilotati di corrente (Figura 5.8). Inoltre, viene rilevata la tensione (e) di ciascuna fase della macchina mediante un voltmetro (Figura 5.8) e l'insieme delle tre tensioni di fase di un avvolgimento (e_{abc}) viene passato come ingresso al nucleo Simulink (Figura 5.6).

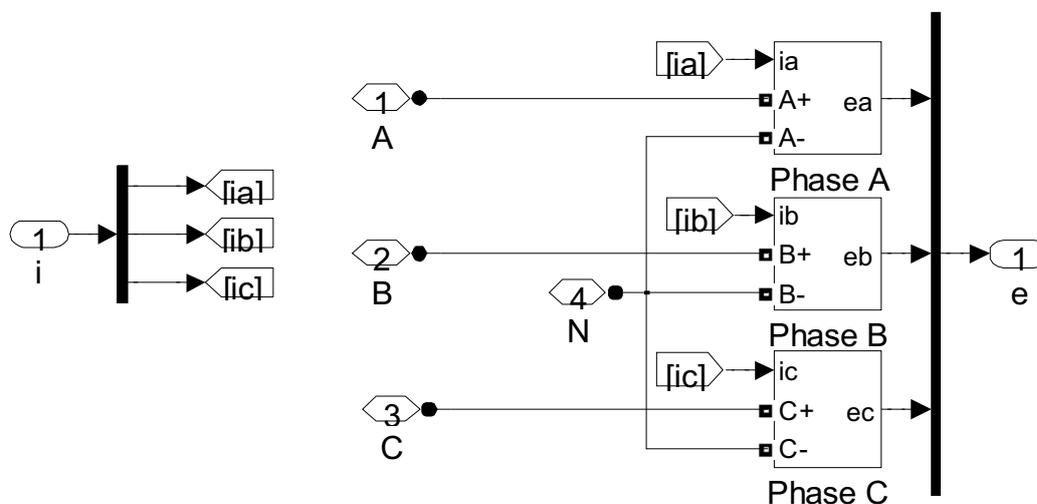


Figura 5.7 Struttura interna di ciascuno dei blocchi di interfaccia Winding(0)...Winding(3) di Figura 5.6

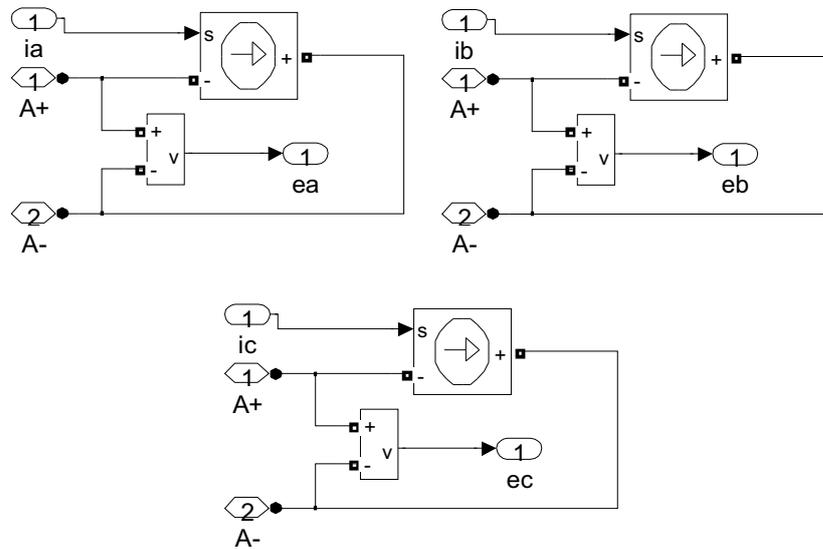


Figura 5.8 Struttura interna dei blocchi Phase A, Phase B, Phase C di Figura 5.7

5.3.4 Blocco “Simulink Core”

Il sottoblocco “Simulink core”, rappresentato in Figura 5.6, implementa esclusivamente in ambiente Simulink, senza far uso cioè della libreria SimPowerSystems, le equazioni differenziali elettromeccaniche del motore. Tale blocco può essere utilizzato per effettuare simulazioni di sistema in ambiente Simulink una volta che sia connesso ai blocchi Simulink che rappresentano la rete elettrica a monte ed il sistema di controllo del motore (Figura 5.1 B).

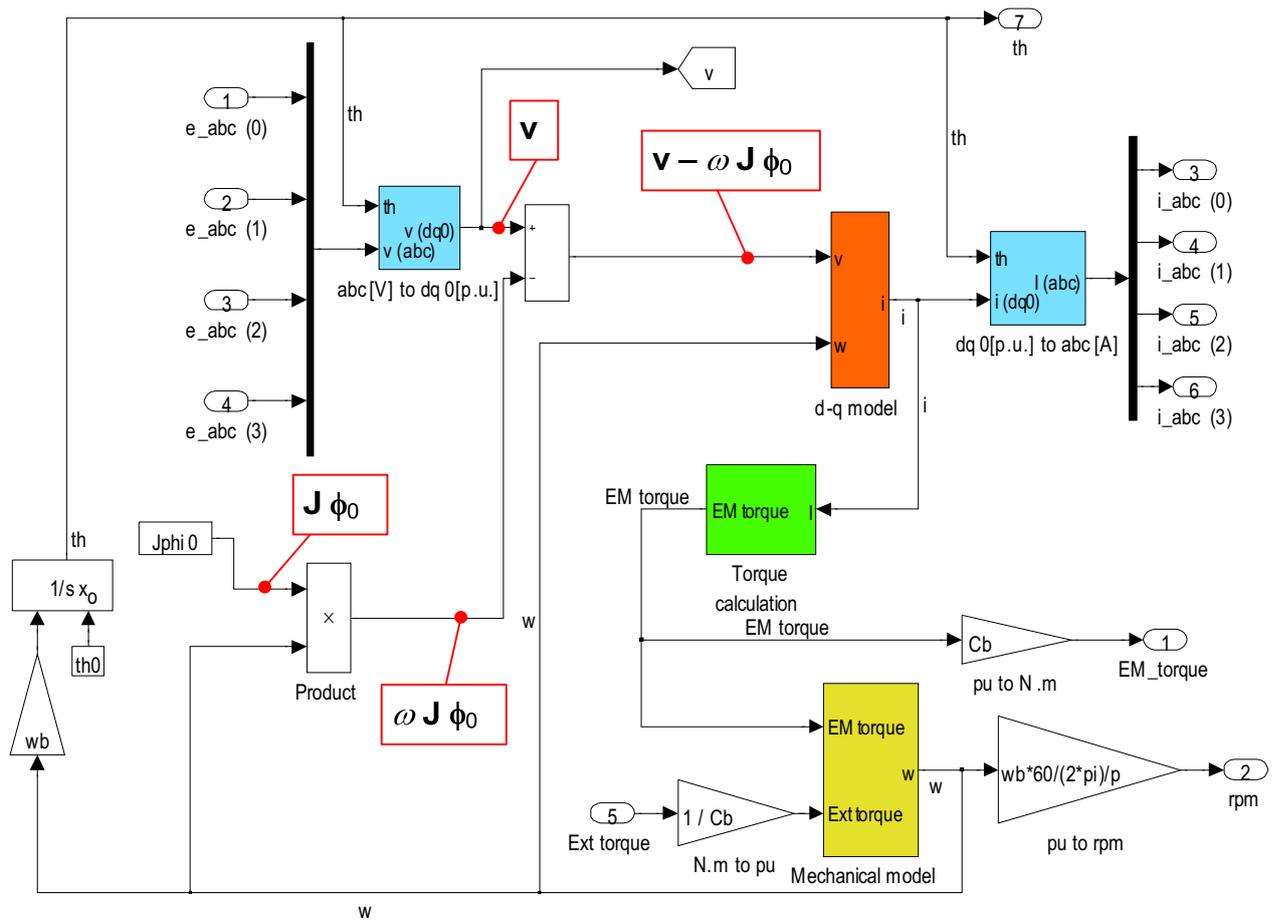


Figura 5.9 Struttura interna del blocco “Simulink core”

L’equazione del bilancio elettrico di statore (3.33) è implementata nella forma seguente:

$$\mathbf{v} = \mathbf{R} \mathbf{i} + \mathbf{L} \frac{d\mathbf{i}}{dt} + \omega \mathbf{J} \mathbf{L} \mathbf{i} + \omega \mathbf{J} \boldsymbol{\phi}_0 \quad (5.1)$$

dove:

\mathbf{v} : vettore delle 12 tensioni di fase in per unit e in coordinate dq0;

\mathbf{i} : vettore delle 12 correnti di fase in per unit e in coordinate dq0;

\mathbf{R} : matrice 12×12 delle resistenze in per unit (Capitolo 3);

\mathbf{L} : matrice 12×12 delle induttanze di statore in per unit (Capitolo 3);

ω : velocità angolare in per unit;

\mathbf{J} : matrice costante 12×12 (Capitolo 3);

ϕ_0 : vettore (costante) dei flussi concatenati di statore dovuti ai magneti permanenti, in per unit ed in coordinate dq0 (Capitolo 3).

Si nota che, usando la nomenclatura del Capitolo 3, il simbolo ϕ_0 coincide con il vettore che ivi si era indicato con $\mathbf{L}_{dq0}\dot{\mathbf{i}}_f$ (3.31).

L'equazione (5.1) può essere riscritta per comodità come segue:

$$\mathbf{v} - \omega \mathbf{J} \phi_0 = (\mathbf{R} + \mathbf{L} s + \omega \mathbf{J} \mathbf{L}) \mathbf{i} \quad (5.2)$$

avendo introdotto l'operatore di Laplace s , ossia esplicitando il vettore delle correnti:

$$\mathbf{i} = (1/s) \mathbf{L}^{-1} [(\mathbf{v} - \omega \mathbf{J} \phi_0) - \mathbf{R} \mathbf{i} - \omega \mathbf{J} \mathbf{L} \mathbf{i}] \quad (5.3)$$

L'equazione elettrica in questa forma è implementata nel blocco "dq model". La generazione del termine di ingresso ($\mathbf{v} - \omega \mathbf{J} \phi_0$) è illustrata dalle etichette riquadrate in rosso in Figura 5.9. In particolare, il prodotto $\mathbf{J} \phi_0$, essendo costante, viene calcolato una volta sola in fase di inizializzazione, in base ai dati di ingresso. Infatti, ϕ_0 rappresenta il vettore dei flussi concatenati a vuoto, dovuti quindi ai soli magneti permanenti, in per unit ed in coordinate dq0 di rotore. Pertanto, l'espressione esplicita di ϕ_0 è:

$$\phi_0 = (1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0)^t \times \phi_0 \quad (5.4)$$

dove "t" indica l'operatore di trasposizione e ϕ_0 è il valore, in per unit, del flusso a vuoto rispetto al flusso nominale ϕ_n , equivalentemente, della f.e.m. a vuoto rispetto alla tensione nominale. Il valore ϕ_0 richiama numericamente il valore inserito nell'interfaccia di inserimento come dato "2" (Figura 5.2). La struttura del vettore (5.4) è motivata dal fatto che il vettore spaziale del flusso a vuoto, per ognuno dei 4 avvolgimenti, ha modulo ϕ_0 ed è orientato secondo l'asse diretto, cioè, nel sistema di riferimento di rotore, ha diversa da zero la sola componente "d".

La struttura interna del sottoblocco “Simulink core” è esposta in Figura 5.9. Vi si possono distinguere:

- due blocchi (azzurri) che realizzano le trasformazioni di coordinate (di Park e di Clarke) per ogni terna, precisamente da “abc” a “dq0” nel caso delle tensioni di fase e da “dq0” and “abc” nel caso delle correnti di fase; questi due blocchi realizzano anche le conversioni da unità fisiche (V) in per unit per le tensioni e da per unit in unità fisiche (A) per le correnti;
- il blocco (arancione, “dq model”) che implementa la dinamica elettrica del motore in coordinate dq0;
- il blocco (verde, “Torque calculation”), che realizza il calcolo della coppia del motore;
- il blocco (giallo, ”Mechanical model”), che implementa l’equazione meccanica del motore[44].

5.3.5 Blocchi di trasformazione di coordinate

La struttura dei blocchi di trasformazione di coordinate è mostrata in Figura 5.11 e Figura 5.13. Il sottoblocco di Figura 5.11 prevede di ottenere ai morsetti di ingresso le quattro terne di tensioni di fase in V ed applica a ciascuna terna le trasformate di Park e di Clarke considerando lo sfasamento di 15 gradi elettrici ($\pi/12$) presente tra gli avvolgimenti di statore; i valori di tensione dq0 sono poi convertiti in per unit mediante divisione per la tensione base (E_b). Il blocco di Figura 5.13 prevede di ottenere in ingresso le quattro terne di correnti dq0, espresse in per unit, ed applica a ciascuna di esse le trasformate di Park e Clarke inverse tenendo conto dello sfasamento di 15 gradi elettrici ($\pi/12$) tra gli avvolgimenti statorici; i valori di corrente secondo il riferimento stazionario trifase abc sono quindi convertiti in unità fisiche (A) moltiplicandole per la corrente base (I_b). In tutti i casi in cui viene utilizzata la trasformata di Park (diretta o inversa) il sistema di riferimento ortogonale dq è solidale con il rotore.

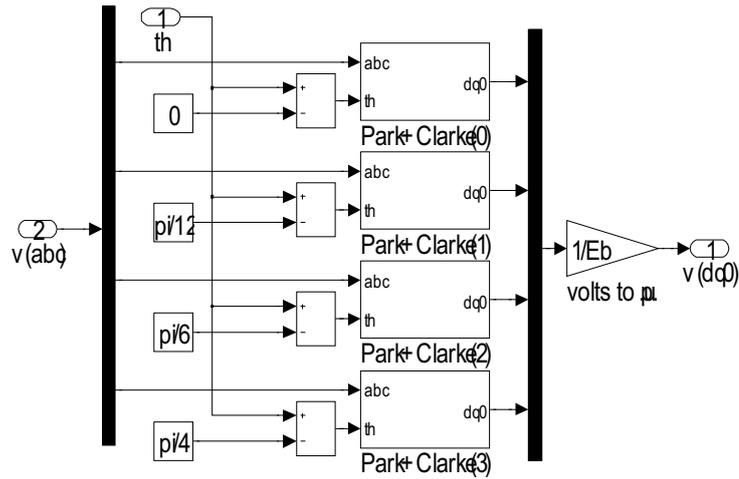


Figura 5.10 struttura del blocco di conversione della tensione da abc a dq0 (“abc[V] to dq0[pu]” in Figura 5.9)

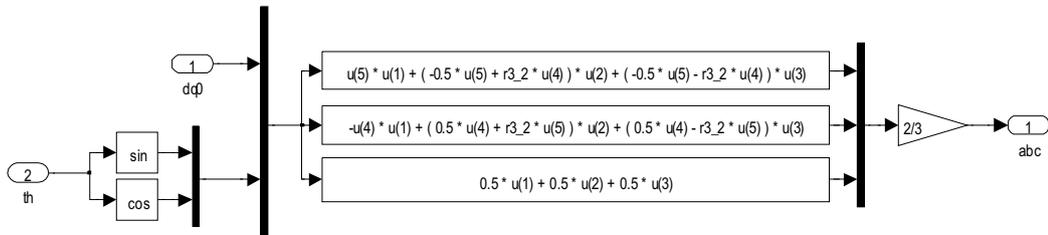


Figura 5.11 Struttura del sottoblocco “Park + Clarke” in Figura 5.10

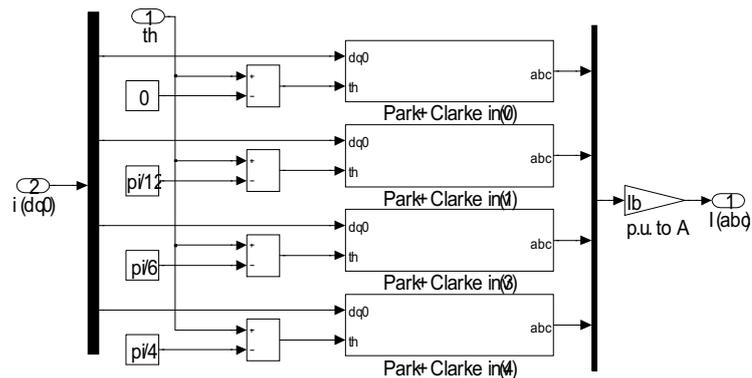


Figura 5.12 Struttura del blocco di conversione della corrente da dq0 ad abc (“dq0[pu] to abc[A]” in Figura 5.9)

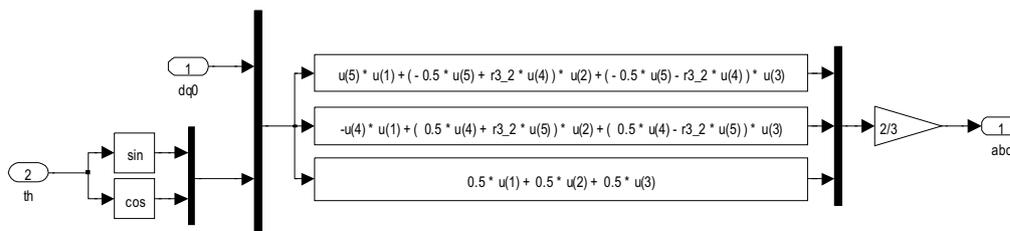


Figura 5.13 Struttura del sottoblocco “Park + Clarke inv” in Figura 5.12

5.3.6 Blocco “dq model”

Il blocco implementa l’equazione differenziale elettrica di macchina, in forma matriciale e con variabili espresse in per unit ed in coordinate dq0 nel riferimento di statore (Capitolo 3). La struttura del blocco è illustrata in Figura 5.14, dove si utilizza la seguente nomenclatura:

v: vettore (12 elementi) delle tensioni di fase in per unit in coordinate dq0;

i: vettore (12 elementi) delle correnti di fase in per uniti in coordinate dq0;

i0: vettore (12 elementi) delle correnti di fase iniziali (istante $t=0$);

R: matrice (12×12) delle resistenze (Capitolo 3);

wn x invL: matrice (12×12) data da $\omega_n \mathbf{L}^{-1}$, dove $\omega_n = 2\pi f_n$ con f_n frequenza nominale ed **L** matrice (12×12) delle induttanze (Capitolo 3);

JL: matrice (12×12) data dal prodotto **J L**, dove **J** è la matrice costante 12×12 definita in Capitolo 3 ed **L** è la matrice delle induttanze;

w: velocità angolare del rotore espressa per unit.

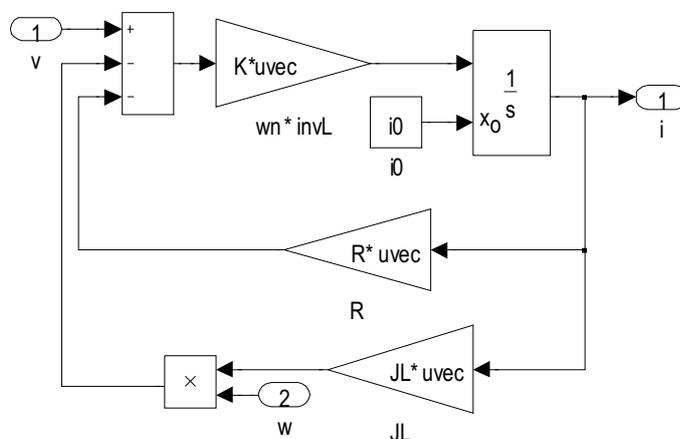


Figura 5.14 Struttura del blocco “dq model”

Il blocco implementa l'equazione differenziale del motore scritta come in (5.3). La forma matriciale di tale equazione differenziale consente una rappresentazione estremamente compatta, con l'impiego di un unico integratore di tipo vettoriale (1/s). Ciò rende pressoché immediato il passaggio ad una implementazione discreta dell'integrazione intervenendo sul solo blocco di integrazione in oggetto [44].

5.3.7 Blocco "Mechanical model"

Questo blocco implementa la dinamica meccanica del motore in per unit secondo lo schema a blocchi di Figura 5.15.

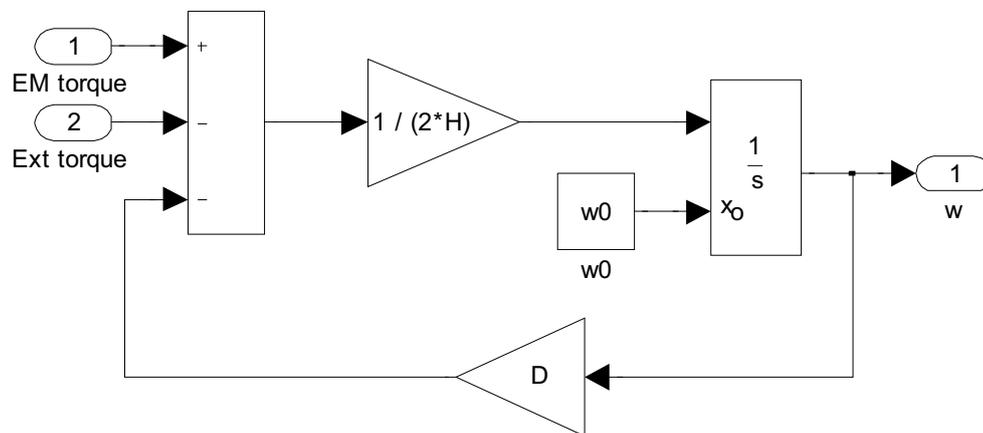


Figura 5.15 Struttura del blocco "Mechanical model"

La nomenclatura utilizzata è elencata nel seguito:

EM torque: coppia elettromagnetica del motore, in per unit;

Ext torque: coppia resistente, in per unit;

D: costante adimensionale data da $B \times (\omega_n/p)^2 / P_n$, dove B è il coefficiente di attrito viscoso, $\omega_n = 2\pi f_n$, p è il numero di coppie polari, P_n è la potenza nominale;

H: $0.5 \times J \times (\omega_n/p)^2 / P_n$ con J coefficiente di inerzia e gli altri simboli come sopra;

w0: velocità iniziale in per unit;

w: velocità in per unit.

5.3.8 Blocco di calcolo della coppia

Questo blocco calcola la coppia istantanea del motore in per unit. La coppia C in per unit è calcolata come:

$$C = \mathbf{i}^t \mathbf{J} \mathbf{L} \mathbf{i} + \mathbf{i}^t \mathbf{J} \phi_0 \quad (5.5)$$

dove \mathbf{i} , \mathbf{J} , \mathbf{L} sono definite nel precedente paragrafo, l'apice t indica l'operatore di trasposizione e ϕ_0 è il flusso a vuoto dovuto al rotore (magneti permanenti) in per unit. Il prodotto $\mathbf{J} \phi_0$ è una costante ($J\phi_0$) definita in fase di inizializzazione del modello.

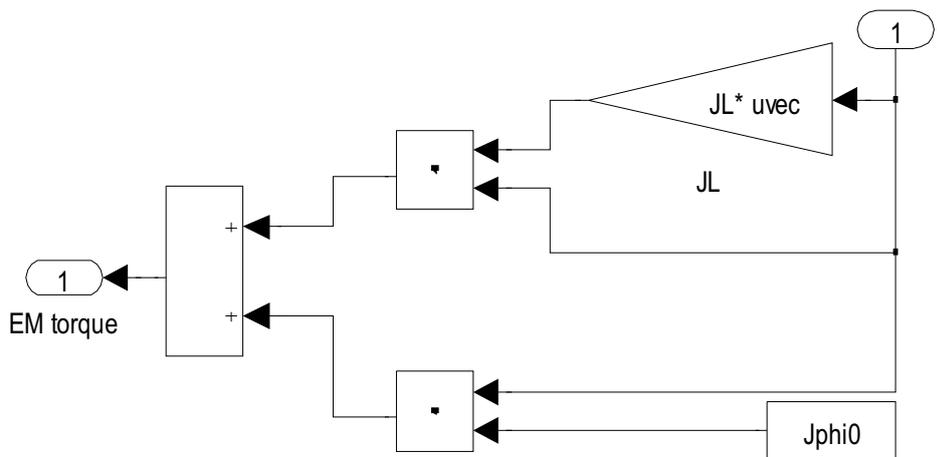


Figura 5.16 Struttura del blocco "Torque calculation"

Capitolo 6 Implementazione circuitale del convertitore e del sistema di controllo

6.1 Introduzione

In questo capitolo viene esposta la strategia utilizzata per modellizzare il sistema oggetto di studio attraverso l'interconnessione di blocchi propri delle librerie presenti nel tool *SimPowerSystems*[©] di *Matlab*[©].

I blocchi in esame vengono connessi in modo tale da realizzare nel miglior modo possibile le caratteristiche tipiche dei dispositivi installati nel sistema di propulsione analizzato. In questo capitolo viene evidenziata la modalità con cui si realizzano i modelli matematici dei singoli componenti ricavati nel Capitolo 4, giustificando le varie scelte fatte.

Il modello del convertitore è stato studiato in modo da potersi interfacciare sia con il modello del carico costituito dal motore di propulsione a 4 terne esposto nel Capitolo 3, che con il modello della rete di alimentazione. Benché per la realizzazione del convertitore vengano utilizzati dei blocchi della libreria *SimPowerSystems*[©], non sussiste l'obbligo di utilizzare solo ed esclusivamente modelli composti da elementi propri di questa libreria.

La costruzione del modello in ambiente *Simulink*[©] è stata effettuata assemblando sia elementi disponibili nella libreria *SimPowerSystems*[©] che elementi non interfacciabili direttamente con essa.

Và detto che ogni elemento *SimPowerSystems*[©] può interfacciarsi solamente con altri elementi della medesima libreria. Questo fatto, legato alla limitata presenza di elementi contenuti nella medesima libreria, causa un decadimento delle potenziali caratteristiche di versatilità del software a disposizione. La soluzione adottata, per poter aggirare questo problema, è stata quella di realizzare autonomamente gli elementi utili per il completo assemblamento del modello per poi utilizzarne le uscite come ingresso di generatori comandati, propri della libreria *SimPowerSystems*[©].

Come esposto in seguito, è possibile creare una parte del sistema da analizzare ricorrendo al modello a disposizione ed utilizzarne le uscite come segnali di comando da inviare agli appositi generatori controllati, in grado di interfacciarsi

correttamente con il ramo del sistema costruito ricorrendo a blocchi propri delle librerie *SimPowerSystems*[®].

6.2 Scelta del solver

Il passo di simulazione, ossia l'intervallo temporale che passa tra il calcolo di un campione ed il successivo, è il fondamento su cui si basa ogni simulazione nel dominio del tempo.

Esaminando i diversi solver, cioè i metodi di soluzione, messi a disposizione da *Simulink*[®], ODE 23 tb stiff, solver a passo variabile, si è rivelato essere il più adatto a soddisfare le esigenze del progetto. Grazie alla capacità di utilizzare congiuntamente due algoritmi di soluzione, è in grado di ottenere risultati soddisfacenti, con i tempi di calcolo più bassi tra tutti i solver, considerando che nel sistema da simulare sono presenti elementi, quali la PWM, i circuiti elettrici e gli organi meccanici, soggetti a dinamiche molto diverse fra loro.

L'obbligo di utilizzare un 'solver' a passo variabile deriva dal fatto che, il modello oggetto dell'analisi è composto da una serie di elementi con dinamica fortemente diversificata. Vale a dire che, la simulazione richiede la convivenza di elementi che tipicamente evolvono lentamente nel tempo, come ad esempio le equazioni meccaniche costituenti il modello della macchina elettrica e di elementi, come le equazioni elettriche dei convertitori, caratterizzati da variazioni dello stato molto più rapide rispetto alle precedenti; questi elementi richiedono un infittimento di campioni in misura maggiore laddove gli altri non lo richiederebbero.

Per la tecnica PWM, che presenta fronti ripidi di salita e di discesa ad ogni intersezione dell'onda portante con l'onda modulante, l'infittimento e la successiva dilatazione del passo di simulazione vengono richiesti ad intervalli molto rapidi. L'utilizzo di un solver a passo fisso costringerebbe l'operatore ad utilizzare costantemente un passo fisso di simulazione in grado di garantire la corretta simulazione di tutti gli elementi del sistema. Il passo di simulazione, in questo caso, è superiormente limitato dalla più veloce tra le dinamiche analizzate, quindi il massimo passo di campionamento fisso risulta alquanto stretto per tutto l'arco della simulazione. In questo caso il tempo totale impiegato dal calcolatore per effettuare la simulazione subisce un'importante dilatazione. L'interfaccia di configurazione

del solver a passo variabile ODE 23 tb stiff, permette di stabilire i limiti minimi e massimi per il passo di campionamento. Dall'analisi degli elementi con dinamiche tali da influenzare maggiormente il modello, la dinamica elettrica del convertitore, caratterizzato dalla PWM a frequenza di 1250 Hz, risulta la più veloce.

Il passo di simulazione massimo è stato fissato a $1e-4$ s. Questa scelta garantisce di ottenere una forma d'onda portante composta da 10 campioni per periodo, sufficienti a garantire una discreta ricostruzione del segnale. È buona norma lasciare il passo minimo a discrezione del solver per evitare problemi di inizializzazione all'avvio della simulazione.

6.3 Modello del sistema globale

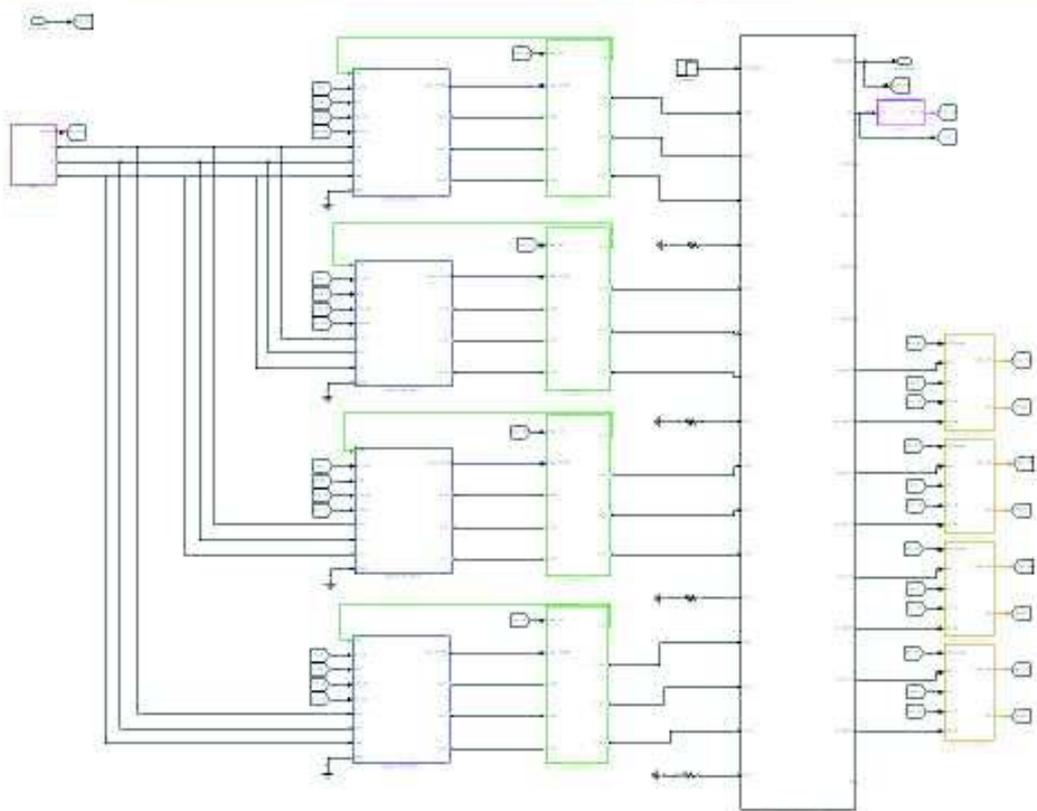


Figura 6.1 Schema complessivo del modello del sistema elettrico di propulsione

In Figura 6.1 è rappresentato lo schema di connessione complessivo dei blocchi principali del modello del sistema elettrico di propulsione analizzato.

Essendo la macchina elettrica utilizzata un motore sincrono a 4 terne di statore gli elementi di controllo e di alimentazione sono quadruplicati. Per facilitare la lettura

del layout del modello, i vari elementi con egual compito connessi alle terne della macchina sono stati raggruppati secondo lo schema cromatico seguente:

- Rosso: blocco “Rete”, che schematizza il funzionamento della rete trifase di alimentazione;
- Blu: blocco “controllo lato rete”, che schematizza il funzionamento della strategia di regolazione della tensione e della corrente del DC-link del convertitore;
- Verde: blocco “convertitore”, che schematizza il convertitore AC/AC controllato con la tecnica della PWM;
- Nero: blocco “Quadruple-three-phasesynchronous machine1”, che schematizza le caratteristiche elettromeccaniche del motore sincrono a 4 terne di statore utilizzato nel sistema elettrico di propulsione analizzato;
- Arancione: blocco “controllo lato motore”, che schematizza il funzionamento della strategia di regolazione della tensione e della velocità di rotazione della macchina sincrona;
- Ciano: blocco “rampa rif”, il quale fornisce al regolatore di tensione lato rete il valore del riferimento di tensione in funzione della velocità di rotazione dell’albero della macchina sincrona.

6.3.1 Modello del sistema di alimentazione

La necessità di non creare un modello di complessità tale da renderlo di fatto ingestibile ha richiesto la creazione di un blocco che sostituisca il complesso sistema di alimentazione di bordo.

Questo blocco, rappresentato in Figura 6.2, costituisce un sistema ideale di alimentazione trifase a 6600V e frequenza 60 Hz.

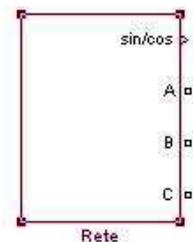


Figura 6.2 Blocco rete

Il blocco è composto unicamente da connessioni di uscita. Esse infatti rappresentano:

- uscita “A”: prima fase di alimentazione alternata con angolo di fase iniziale posto a zero;
- uscita “B”: seconda fase di alimentazione alternata sfasata di 120° in ritardo rispetto alla fase A;
- uscita “C”: terza fase di alimentazione alternata sfasata di 120° in ritardo rispetto alla fase B;
- uscita “sin/cos”: segnale di riferimento relativo all’angolo iniziale della fase A.

L’ultima uscita deve essere di tipo multiplo, ossia deve raggruppare 2 segnali relativi allo sfasamento delle onde di alimentazione combinandoli opportunamente, attraverso il blocco “Multiplexer”.

Le 4 uscite vengono inviate per mezzo del blocco ”GOTO” ai blocchi “controllo lato rete” e ”controllo lato motore” contenenti gli appositi blocchi “abc_dq0” e ”dq0_abc”, creati per la conversione di riferimento.

I blocchi utilizzati per applicare le trasformate di Park raggruppano le equazioni per la variazione di riferimento. Le equazioni utilizzate per realizzare il passaggio dal riferimento trifase stazionario a bifase rotante sono contenute nel seguente sistema:

$$\begin{cases} V_d = \frac{2}{3} \cdot \left(V_a \cdot \cos(\omega t) + V_b \cdot \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) + V_c \cdot \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) \right) \\ V_q = \frac{2}{3} \cdot \left(V_a \cdot \sin(\omega t) + V_b \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) + V_c \cdot \sin\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) \right) \\ V_0 = \frac{1}{3} \cdot (V_a + V_b + V_c) \end{cases} \quad (6.1)$$

Le equazioni per il passaggio da riferimento bifase rotante a trifase stazionario sono contenute nel seguente sistema:

$$\begin{cases} V_a = V_d \cdot \cos(\omega t) - V_q \cdot \sin(\omega t) + V_0 \\ V_b = V_d \cdot \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) - V_q \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) + V_0 \\ V_c = V_d \cdot \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) - V_q \cdot \sin\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) + V_0 \end{cases} \quad (6.2)$$

Osservando la composizione interna del blocco “Rete” (Figura 6.3), si può notare come esso sia formato da tre generatori comandati di tensione connessi a stella e collegati in serie ad opportune resistenze di interfacciamento verso l’esterno, onde evitare problemi di interconnessione tra elementi delle librerie *SimPowerSystems*®.

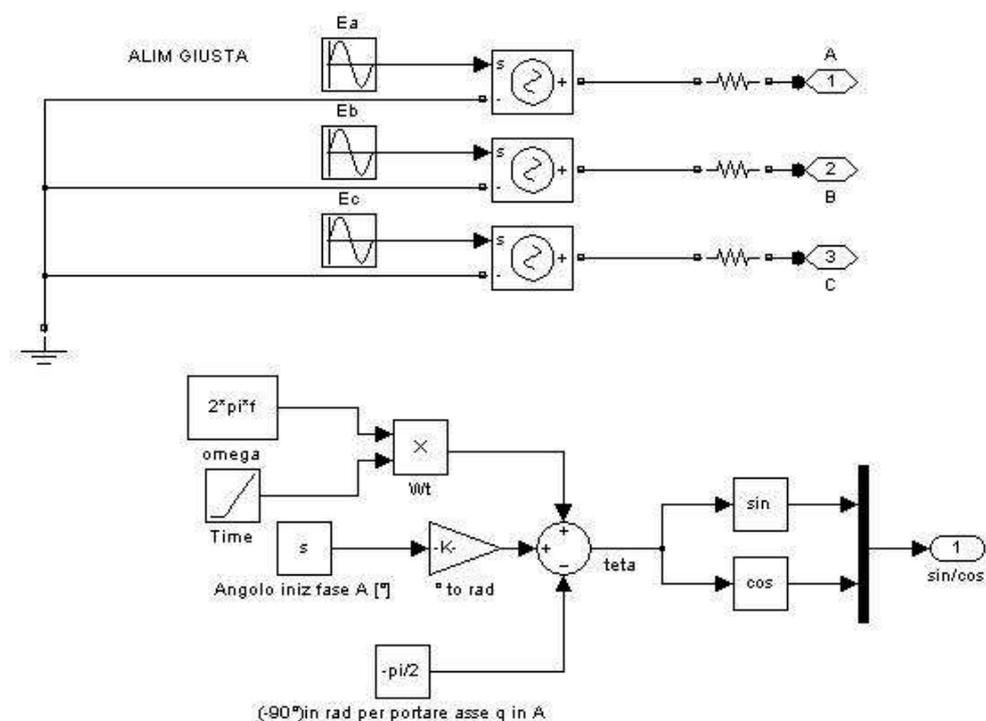


Figura 6.3 Visione interna del blocco rete

A questo si aggiungono una serie di blocchi, non presenti nella libreria *SimPowerSystems*®, per la determinazione dell’angolo

$$\omega \cdot t + \varphi - \frac{\pi}{2} \quad (6.3)$$

che costituisce l'angolo della fase A in funzione del tempo t . Quest'angolo viene scomposto nelle sue componenti cartesiane attraverso i blocchi "sin", "cos" e inviato al blocco "multiplexer" che le combina nell'uscita "sin/cos", richiesta per effettuare le trasformate di Park.

6.3.2 Modello del sistema di conversione

Come esposto nella Capitolo 4 il sistema di conversione è composto da due ponti trifase a IGBT, interconnessi attraverso il DC-link.

Quando la macchina funziona da motore, il ponte connesso alla rete funziona da raddrizzatore mentre quello connesso al motore funziona da invertitore.

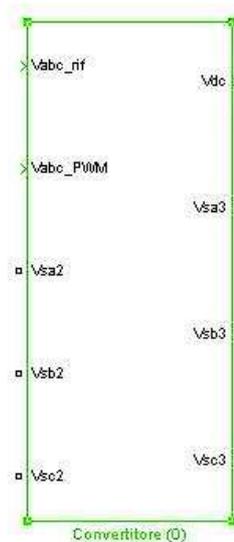


Figura 6.4 Blocco convertitore

Il blocco "convertitore" è direttamente collegato al blocco "rete"; all'interno del blocco "controllo lato rete", infatti, è stato creato un ideale passaggio dei cablaggi di alimentazione da cui ricavare solo informazioni relative ai valori di tensione e corrente della rete.

In esso sono presenti i seguenti ingressi e le seguenti uscite:

- ingresso "Vabc_rif": ingresso di riferimento di tensione in cui si ha la comunicazione delle tre tensioni di riferimento fornite dal blocco "controllo lato motore" in funzione della velocità del motore e della coppia resistente applicata;

- ingresso “Vabc_PWM”: segnale di comando formato dalle tre tensioni provenienti dal blocco “controllo lato rete” in funzione della potenza assorbita dal motore e della velocità di rotazione dello stesso;
- ingresso “Vsa2”: prima fase di alimentazione alternata proveniente dal blocco rete;
- ingresso “Vsb2”: seconda fase di alimentazione alternata sfasata di 120° in ritardo rispetto alla fase Vsa2;
- ingresso “Vsc2”: terza fase di alimentazione alternata sfasata di 120° in ritardo rispetto alla fase Vsb2;
- uscita “Vsa3”: prima fase di alimentazione alternata fornita dall’invertitore e connessa alla fase A della prima terna del motore di propulsione;
- uscita “Vsb3”: seconda fase di alimentazione alternata fornita dall’invertitore e connessa alla fase B della prima terna del motore di propulsione;
- uscita “Vsc3”: terza fase di alimentazione alternata fornita dall’invertitore e connessa alla fase c della prima terna del motore di propulsione;
- uscita “Vdc”: valore della tensione del DC-link misurata ai capi del condensatore di filtro C_{dc} .

Per realizzare questo modello di convertitore sono state eseguite varie prove con lo scopo di analizzare le prestazioni di tutte le possibili configurazioni circuitali equivalenti realizzabili nella libreria *SimPowerSystems*[®], onde realizzare il ponte secondo lo schema visto nel Capitolo 4. Il confronto è stato eseguito tra ponti realizzati utilizzando: a) interruttori ideali, b) blocchetti “IGBT” di *SimPowerSystems*[®], c) generatori controllati in modo da realizzare una forma d’onda di uscita identica a quella ottenibile dal circuito a ponte trifase, d) il blocco “universal bridge” della libreria *SimPowerSystems*[®]. Dalle prove comparative è emerso che il ponte realizzato attraverso l’utilizzo dei blocchi IGBT permette di ottenere i risultati migliori in termini sia di carico computazionale della simulazione sia di capacità di effettuare modifiche alla struttura al fine di simulare guasti al sistema di conversione.

Osservando la struttura interna del blocco “convertitore”, rappresentata in Figura 6.5, si può notare lo schema, descritto nel Capitolo 4, di un raddrizzatore a commutazione forzata collegato tramite un’induttanza di filtro L_f alla rete di

alimentazione e tramite il DC-link ad un invertitore che alimenta una terna di avvolgimenti di statore del motore di propulsione.

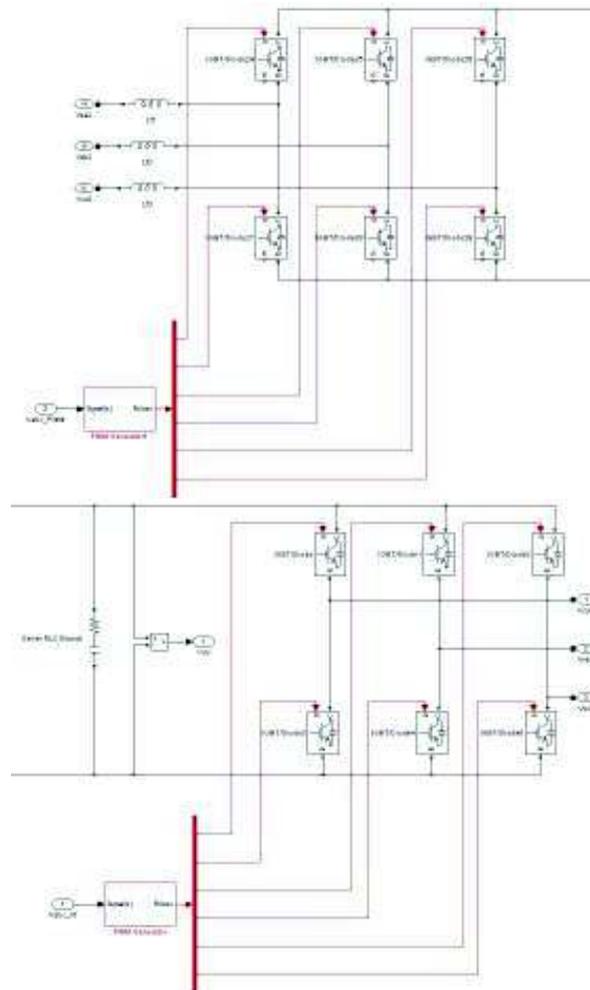


Figura 6.5 Visione interna del blocco convertitore

Allo scopo di suddividere la parte di controllo dalla parte di potenza sono tracciate con il colore rosso le linee di comando di accensione e spegnimento degli IGBT fornite dal blocco PWM Generator della libreria *SimPowerSystems*[®] ed in nero la parte di potenza. Il blocco PWM Generator permette di effettuare il controllo del convertitore per mezzo della tecnica PWM a sottooscillazione sinusoidale.

6.3.3 Modello del controllo

Il controllo del convertitore viene effettuato agendo separatamente su 2 parti. La prima parte fornisce il comando di accensione e spegnimento degli IGBT del ponte

lato rete, con l'obiettivo di annullare l'errore di tensione del DC-link e l'errore di corrente assorbita. La seconda parte fornisce il comando di accensione e spegnimento degli IGBT del ponte lato motore con l'obiettivo di annullare l'errore di velocità di rotazione e l'errore di corrente ai morsetti della macchina elettrica.

È stato prevista la realizzazione delle due parti del controllo attraverso due blocchi distinti.

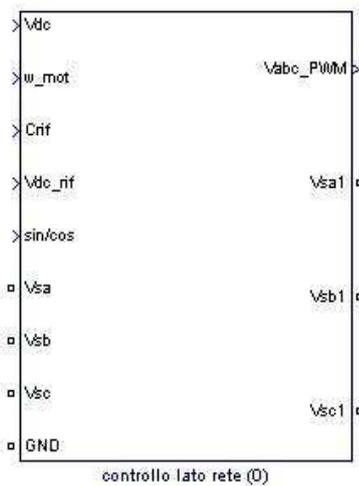


Figura 6.6 Blocco controllo lato rete

Il blocco “controllo lato rete” presenta ingressi e uscite di alimentazione che hanno lo scopo di semplificare graficamente la connessione dei vari blocchi componenti il modello.

Nel blocco sono presenti i seguenti ingressi e le seguenti uscite:

- ingresso “Vdc”: tensione del DC-link misurata proveniente dal blocchetto “voltage measurement” posto nel DC-link interno al blocco convertitore (vedi Figura 6.4);
- ingresso “Vdc_rif”: tensione di riferimento del DC-link proveniente dal blocco “Rampa rif”;
- ingresso “w_mot”: velocità di rotazione dell'albero del motore elettrico;
- ingresso “Crif”: coppia di riferimento proveniente dal blocco “Controllo lato motore”;
- ingresso “sin/cos”: segnale di controllo proveniente dal blocco “Rete” utilizzato per effettuare le trasformate di Park abc_dq0 e dq0_abc attraverso

gli opportuni blocchi di trasformazione che implementano le equazioni (6.1), (6.2);

- Ingresso “Vsa”: prima fase di alimentazione alternata proveniente dal blocco rete;
- ingresso “Vsb”: seconda fase di alimentazione alternata sfasata di 120° in ritardo rispetto alla fase Vsa;
- ingresso “Vsc”: terza fase di alimentazione alternata sfasata di 120° in ritardo rispetto alla fase Vsb;
- ingresso “GND”: utilizzato per connettere alla terra virtuale i morsetti dei blocchi di misura della libreria *SimPowerSystems*[®] inseriti per misurare la tensione e la corrente della rete di alimentazione;
- uscita “Vsa1”: prima fase di alimentazione alternata proveniente dal blocco rete;
- uscita “Vsb1”: seconda fase di alimentazione alternata sfasata di 120° in ritardo rispetto alla fase Vsa;
- uscita “Vsc1”: terza fase di alimentazione alternata sfasata di 120° in ritardo rispetto alla fase Vsb;
- uscita “Vabc_PWM”: segnale di comando utilizzato dal blocco “PWM Generator” allo scopo di ottenere i singoli segnali di accensione/spegnimento da inviare ai morsetti di comando degli IGBT che formano il ponte lato rete del convertitore di potenza. Il segnale di comando viene ottenuto applicando la trasformata di Park ai riferimenti di tensione forniti dai regolatori di corrente di asse q e asse d.

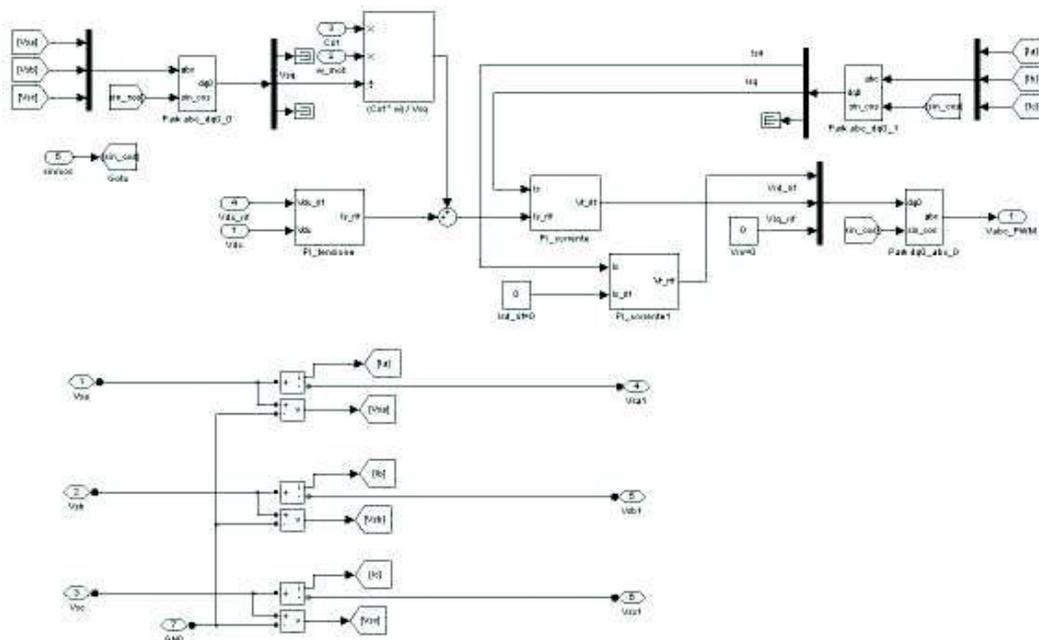


Figura 6.7 Visione interna del blocco controllo lato rete

Internamente il blocco, rappresentato in Figura 6.7, mantiene lo stesso layout dello schema di principio esposto nella relazione del Capitolo 4. Nella parte superiore della Figura 6.7 partendo da sinistra sono stati inseriti i blocchi “From” che riportano i valori misurati della tensione stellata della rete di alimentazione, il blocco “Mux” che raggruppa i segnali di tensione nel riferimento trifase stazionario in modo da inviarli ordinatamente al blocco che effettua la trasformata di Park..

L’uscita del blocco “Park abc_dq0_0” viene decomposta attraverso il blocco “Demux” ottenendo le componenti di asse d e asse q della tensione di rete. La componente secondo l’asse q viene inviata al blocco “Product” che calcola, in base a quanto esposto nel Capitolo 4, la componente di asse q della corrente di riferimento implementando la seguente formula:

$$I_{sq_rif} = \frac{C_{rif} \cdot \omega}{V_{sq}} \quad (6.4)$$

L’uscita del blocco “Product” è sommata all’uscita del blocco “PI_tensione”, che effettua la regolazione della tensione del DC-link.

L'uscita del blocco "Mux" viene inviata al blocco "Park dq0_abc" per riportare nel riferimento trifase stazionario i segnali regolati da inviare al blocco "PWM Generator1" contenuto nel blocco "Convertitore".

Nella parte inferiore della Figura 6.6 si possono notare i blocchi della libreria *SimPowerSystems*® utilizzati per effettuare le misure di corrente e tensione relative alla linea di alimentazione e la presenza del morsetto di terra virtuale (GND) utilizzato per ricercare il valore della tensione stellata di linea da inviare al blocco "Park abc_dq0_0".

Per facilitare la lettura dello schema vengono utilizzati i blocchi "Goto", che inviano il segnale prelevato al blocco "From", ugualmente indicizzato, senza l'utilizzo di linee di collegamento visibili ma sottomascherate dal compilatore.

I collegamenti relativi diventano dei riferimenti di destinazione e/o provenienza, a seconda del blocco analizzato.

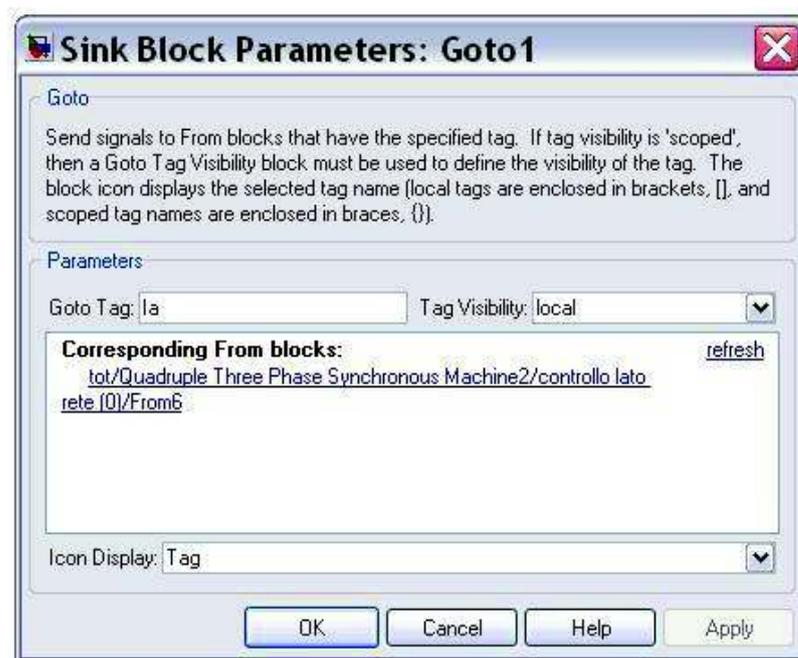


Figura 6.8 Finestra di dialogo di un blocco Goto

Per poter individuare la relazione esistente tra i vari blocchi "Goto" e "From" è sufficiente aprire la finestra di dialogo del singolo blocco praticando in corrispondenza della sua immagine una doppia pressione del tasto sinistro del mouse.

Nella parte alta del box “Parameters” della finestra di dialogo di Figura 6.8 si vede, a sinistra, la presenza del Tag, o nome, assegnato e, a destra, la visibilità che si vuol permettere al blocco stesso; il che significa quanto superficialmente si vuole far giungere l’informazione trasportata dal blocco stesso. Questa caratteristica permette all’assemblatore di creare un segnale in un sottosistema del modello complessivo e di inviarlo a tutti i sistemi di livelli differenti.

Nella parte centrale del box “Parameters” della finestra di dialogo di Figura 6.8 si trova il percorso gerarchico da effettuare per individuare il blocco “From” associato a questo blocco “Goto”. Va menzionato il fatto che ogni blocco “Goto” e ogni blocco “From” possono essere associati a più blocchi “From” e “Goto” rispettivamente.

Per trovare la posizione del blocco “From” associato, è sufficiente praticare in corrispondenza del percorso gerarchico una doppia pressione del tasto sinistro del mouse. Questa azione apre automaticamente la finestra del sottosistema che contiene il blocco “From” indicato evidenziandolo, nonché la sua finestra di dialogo.

Nella parte inferiore del box “Parameters” della finestra di dialogo di Figura 6.8 è indicata la modalità con cui viene visualizzato il nome del blocco; questa può essere di tre tipi:

- Signal name: viene visualizzato il nome del segnale prelevato, se questo è indicato all’interno del blocco di partenza;
- Tag: viene visualizzato il nome assegnato manualmente nella finestra di dialogo;
- Tag and signal name: vengono visualizzati entrambi i nomi visti nelle due modalità precedenti.

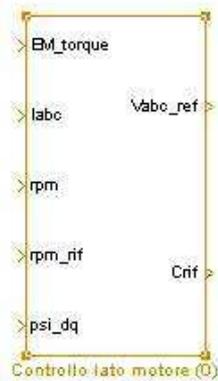


Figura 6.9 Blocco controllo lato motore

Il blocco “Controllo lato motore” di Figura 6.9 non presenta elementi della libreria *SimPowerSystems*[®], in quanto contiene solamente blocchi creati appositamente per effettuare il corretto controllo del ponte lato motore.

Esso possiede i seguenti ingressi e le seguenti uscite:

- ingresso “EM_torque”: segnale proveniente dal blocco “Quadruple-three-phase synchronous machine1”, rappresentante la coppia meccanica sviluppata all’albero di trasmissione del motore elettrico ed utilizzato per effettuare la stima dell’angolo θ_d ;
- ingresso “psi_dq”: segnale proveniente dal blocco “Quadruple-three-phase synchronous machine1”, rappresentante il flusso magnetico di statore della macchina elettrica secondo il riferimento bifase rotante ed utilizzato per effettuare la stima dell’angolo θ_d ;
- ingresso “Iabc”: segnale proveniente dal blocco “Quadruple-three-phase synchronous machine1”, rappresentante il valore della terna di correnti trifase che scorre nella terna di statore relativa;
- ingresso “rpm_rif”: segnale di riferimento di velocità;
- ingresso “rpm”: segnale di misura della velocità di rotazione dell’albero della macchina sincrona; uscita “Vabc_ref”: segnale di comando di accensione/spegnimento degli IGBT del ponte lato motore;
- uscita “Crif”: valore ottenuto in funzione della stima del flusso statorico della macchina sincrona che va inviato al “blocco “controllo lato rete””.

L’uscita Crif mette in relazione le 2 parti della regolazione, ossia il lato rete e il lato motore. Il valore è calcolato all’interno del blocco “controllo lato motore” ed è poi

inviato all'ingresso del blocco "Product" che a sua volta è connesso al regolatore di corrente di asse q.

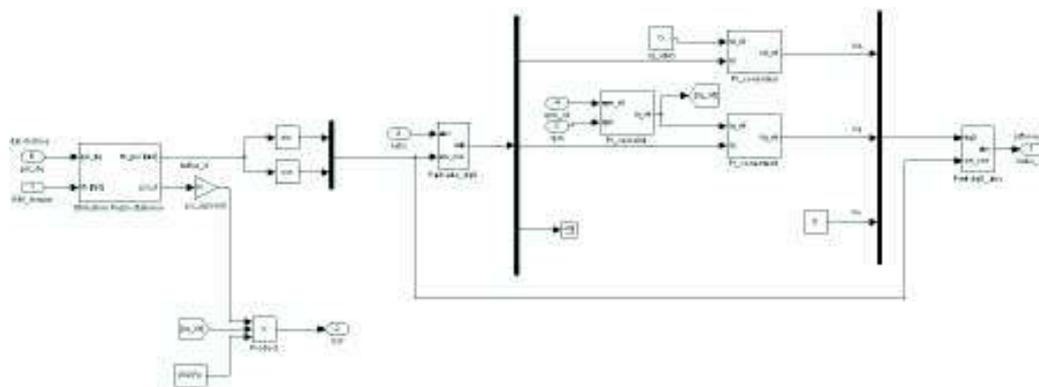


Figura 6.10 Visione interna del blocco controllo lato motore

In Figura 6.10, partendo da sinistra si vede che il blocco "controllo lato motore" contiene al suo interno il blocco "stimatore di flusso statorico" in modo da poter calcolare l'angolo θ_d come indicato nel Capitolo 4, partendo dai valori del flusso misurato ai morsetti di statore della macchina sincrona e dall'angolo di flusso statorico. L'angolo θ_d viene scomposto nelle sue due componenti cartesiane attraverso i blocchi "sin", "cos", che in seguito il blocco "Mux" compone e invia ai due blocchi "Park" per effettuare le relative trasformazioni di riferimento. La corrente, espressa nel riferimento trifase stazionario, misurata ai morsetti della macchina sincrona è fornita al blocco "Park abc_dq0" attraverso l'ingresso 2.

La regolazione viene eseguita sui due assi di riferimento d e q, in quanto agendo sull'asse d si effettua la regolazione dello sfasamento tra tensione e corrente, mentre agendo sull'asse q si effettua la regolazione della coppia elettromeccanica sviluppata dalla macchina sincrona. Questo è il motivo per cui il segnale di controllo viene condizionato solamente dopo il passaggio al riferimento bifase rotante (dq0).

L'uscita del blocco "Park abc_dq0" è scissa nelle 3 componenti abc per mezzo del blocco "Demux". Allo scopo di ottenere fattore di potenza del carico ($\cos\varphi$) unitario dal punto di vista della rete, il riferimento di corrente per il regolatore di asse diretto viene posto a 0 tramite il blocco "Constant" denominato I_{d_rif} . La componente omopolare è posta a zero al fine di ottenere una terna di alimentazione equilibrata, come indicato nel Capitolo 4.

Attraverso l'asse in quadratura si provvede ad effettuare la regolazione della velocità di rotazione del motore tramite il blocco "PI_velocità", che processa l'errore di velocità. L'uscita del regolatore di velocità fornisce il riferimento di corrente di asse q che, confrontato con la corrente misurata, fornisce l'errore di corrente. Quest'ultimo viene poi processato dal regolatore di corrente allo scopo di fornire il valore della tensione di riferimento di asse q.

Attraverso il blocco "Demux" e il successivo blocco "Park dq0_abc", la tensione di riferimento viene trasformata nel riferimento trifase (abc), andando quindi a costituire i segnali modulanti che vengono poi inviati al blocco che effettua la PWM. Nella parte inferiore della Figura 6.10 viene realizzato il valore della coppia di riferimento sviluppato nella formula di legame tra coppia e corrente di asse q (6.5)

$$C = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \varphi \cdot I_q \quad (6.5)$$

La Figura 6.11 implementa la metodologia utilizzata per effettuare la stima del flusso di statore relativa ad ogni singola terna di alimentazione statorica della macchina sincrona, come esposto nel Capitolo 4.

Osservando lo schema rappresentato nella Figura 6.11 da sinistra si osserva la presenza del blocco "Selector", utilizzato per invertire l'ordine dei valori all'ingresso. Questo permette di ricavare l'angolo alpha, attraverso il blocco "atan2", che unito all'angolo meccanico di rotazione del motore tetha dà origine all'angolo di flusso statorico.

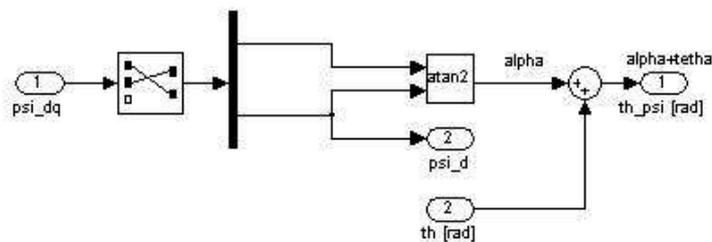


Figura 6.11 Visione interna del blocco stimatore di flusso statorico

6.3.4 Modello del riferimento di tensione del DC-link

La legge che determina il valore di riferimento della tensione del “DC-link” in funzione della velocità del motore è indicata dal grafico di Figura 6.12.

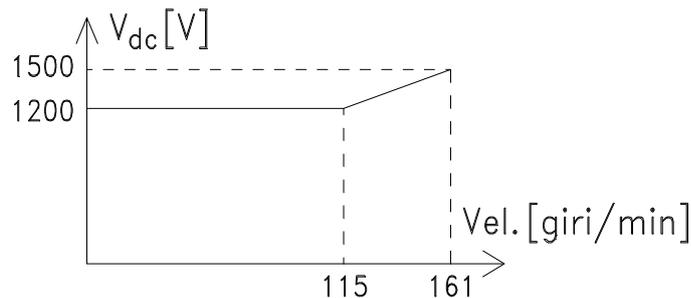


Figura 6.12: Tensione del DC-link di riferimento in funzione della velocità di rotazione

L’implementazione di questa funzione nel modello Simulink viene realizzata per mezzo di un listato *Matlab*® scritto all’interno del blocco “*Embedded matlab function*” della libreria di *Simulink*®, definendo la funzione come una serie di semirette collegate, di pendenza diversa.

Il listato viene compilato nell’editor di Matlab all’avvio della simulazione, per poi essere richiamato ad ogni passo di campionamento dal blocco ‘Embedded MATLAB Function’.



Figura 6.13 Blocco rampa di riferimento

Nel blocco di Figura 6.13 si distingue:

- ingresso “rpm”: riceve il segnale proveniente dalla misura di velocità del motore elettrico di propulsione;

- uscita “Vdc_rif”: fornisce il riferimento di tensione del DC-link al sistema di controllo del convertitore.

Per ogni valore di velocità di rotazione assunta dal motore, il listato prevede di associare, seguendo la legge espressa graficamente nella Figura 6.12, il valore corrispondente della tensione di riferimento da fornire all’ingresso del regolatore di tensione contenuto nei blocchi “controllo lato rete”.

Nel primo tratto di funzionamento, ossia fino ad una velocità di 115 giri/min, il valore dell’uscita corrisponde a 1200V.

Nel secondo tratto di funzionamento, ossia da 115 giri/min a 161 giri/min, il valore dell’uscita viene incrementato di un contributo pari al prodotto tra il rapporto incrementale ed il valore di velocità assunto in quel determinato istante.

Nel terzo tratto di funzionamento, ossia oltre 161 giri/min, è stata effettuata la scelta di fissare il valore della tensione del DC-link pari al valore massimo ammissibile, cioè 1500V.

Di seguito è riportato il listato *Matlab*[®] contenuto all’interno del blocco “*Rampa rif*” appena esposto:

```
function Vdc_rif = rampa(rpm)
vel = rpm;%giri/min
vel1 = 115;%giri/min
vel2 = 161;%giri/min
Vdc1 = 1200;%Volt
Vdc2 = 1500;%Volt
K = ((Vdc2-Vdc1)/(vel2-vel1));%coefficiente angolare
if (vel <= vel1)
    Vdc_rif = Vdc1;
end;
if (vel >= vel2)
    Vdc_rif = Vdc2;
end;
if (vel > vel1) && (vel < vel2)
    Vdc_rif = Vdc1 + (K * (vel - vel1));
end;
end
```

6.3.5 Modello dei regolatori

La scelta per i regolatori degli anelli di controllo è ricaduta su regolatori di tipo PI. Gli anelli di regolazione si basano sulla conoscenza delle funzioni di trasferimento degli elementi del sistema visti nel Capitolo 4.

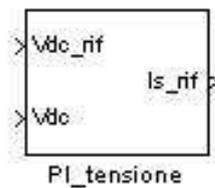


Figura 6.14 Blocco regolatore di tensione lato rete

Nel blocco di Figura 6.14 si distingue:

- ingresso “Vdc_rif”: riceve il segnale proveniente dal blocco “rampa rif” e lo utilizza per il calcolo dell’errore di tensione da inviare alle parti proporzionale ed integrale;
- ingresso “Vdc”: riceve il segnale proveniente dal blocco “convertitore” e lo utilizza per il calcolo dell’errore di tensione da inviare alle parti proporzionale ed integrale;
- uscita “Is_rif”: fornisce il riferimento di corrente da inviare al regolatore di corrente.

La Figura 6.15 rappresenta lo schema *Simulink*® del regolatore PI con anti wind-up realizzato secondo il metodo “Back-calculation and Tracking” esposto nel Capitolo 3.

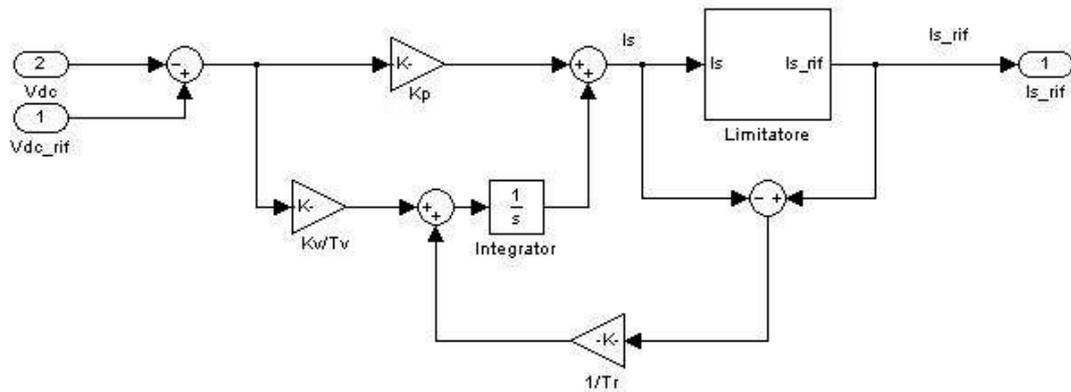


Figura 6.15 Schema del regolatore PI con desaturazione della parte integrale

In Figura 6.15 si distingue:

- blocco K_p : è il guadagno proporzionale del regolatore;
- blocco K_v/T_v : è il guadagno integrale del regolatore;
- blocco Integrator: è l'azione integrale del regolatore;
- blocco $1/T_r$: è il guadagno di desaturazione dell'ingresso dell'integratore;
- blocco limitatore: rappresenta le soglie utilizzate per limitare l'uscita del regolatore.

Leggendo lo schema riportato nella Figura 6.15, da sinistra a destra si possono osservare i 2 ingressi di tensione (1) tensione di riferimento, (2) tensione misurata. La differenza tra i due ingressi dà origine all'errore di tensione su cui agisce il regolatore PI. La parte proporzionale viene realizzata attraverso il blocco "Gain" denominato K_p , la parte integrale viene realizzata attraverso un secondo blocco "Gain", denominato con K_v/T_v . I parametri di ogni blocco "Gain" vengono inseriti, numericamente, tramite l'interfaccia centrale (Figura 6.20) e richiamati, parametricamente, dall'interfaccia di inserimento propria di ogni blocco (Figura 6.16).

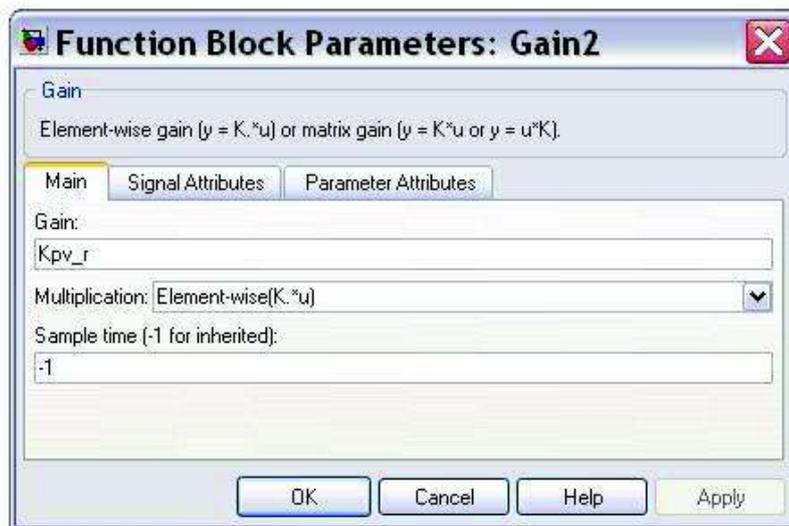


Figura 6.16 Maschera di inserimento parametri propria del blocco Gain

Il parametro K_{pv_r} costituisce il valore assunto dalla costante dell'azione proporzionale del regolatore in esame. Le limitazioni della massima corrente trasportabile dalla linea di trasmissione vengono rappresentate dal blocco nominato "Limitatore"; questo blocco, al suo interno contiene il valore parametrico di riferimento di massima corrente sopportabile dalla linea, che corrisponde al limite imposto all'azione integrale onde imporre la saturazione della stessa.

Per implementare la strategia di limitazione ad isteresi, prevista per l'azione integrale è stato scritto il listato *Matlab*® all'interno del blocco "Embedded Matlab Function" riportato nella Figura 6.17.



Figura 6.17 Contenuto del blocco limitatore

Nella figura si distingue:

- blocco Is: segnale di ingresso proveniente dal nodo sommatore di Figura 6.15;
- blocco double: utilizzato per permettere a *Matlab*® di effettuare la conversione tra le stringhe di dati da utilizzare per le proprie operazioni;

- blocco `Is_limv_r`: è un blocco “Constant” che preleva il valore di riferimento dalla maschera principale di inserimento dei parametri (è utilizzato per impostare il valore limite dell’uscita del regolatore);
- blocco `sup e inf`: è il blocco “Embedded Matlab function” all’interno del quale è compilato il listato *Matlab*[®] che provvede ad imporre la limitazione superiore ed inferiore dell’uscita del regolatore.

Di seguito è riportato il listato *Matlab*[®] contenuto all’interno del blocco “*sup e inf*” appena esposto:

```
function limitata = lim(Is,Is_lim)

uscita = 0.0;
Lim_sup=Is_lim;
Lim_inf=-Is_lim;

%Lim_inf <= Is <= Lim_sup
if (Is >= Lim_inf && Is <= Lim_sup)
    uscita=Is;
end;

%Is > Lim_sup
if (Is > 0 && Is >= Lim_sup)
    uscita=Lim_sup;
end;

%IS < Lim_min
if (Is < 0 && Is <= Lim_inf)
    uscita=Lim_inf;
end;

%restituisce il valore in uscita
limitata = uscita;
end
```

Il segnale di errore, ottenuto attraverso il nodo sommatore alla destra dello schema di Figura 6.15, viene utilizzato per effettuare la desaturazione dell'azione integrale. Questa azione viene effettuata perché è prevista la riduzione del valore dell'ingresso dell'integratore, con rapidità funzione del valore imposto al denominatore del blocco "1/Tr", al verificarsi di un errore non nullo tra ingresso ed uscita del blocco limitatore.

Così facendo l'uscita del blocco "Integrator" è mantenuta costantemente entro i limiti massimi o minimi previsti in modo tale da possedere un'azione tempestiva a fronte di una variazione rapida del riferimento. Lo stesso risultato non è ottenibile con uno schema ad integrazione pura, ove, in condizioni di saturazione del regolatore, l'uscita del blocco "Integrator" risulta essere superiore all'uscita del regolatore di molti ordini di grandezza. In questo frangente è obbligatorio attendere che l'uscita del blocco "Integrator" diminuisca con la rapidità imposta dalla dinamica del blocco "Kv/Tv" prima di ottenere sensibili variazioni dell'uscita del regolatore stesso.

Un'implementazione analoga è stata effettuata per tutti gli altri regolatori PI implementati all'interno del modello del sistema di propulsione; ossia per il blocco "PI_corrente" contenuto all'interno del blocco "controllo lato rete", e per i blocchi "PI_velocità" e "PI_corrente" contenuti all'interno del blocco "controllo lato motore".

6.3.6 Blocchi di implementazione delle trasformate di Park

I blocchi che effettuano le due trasformate di Park vengono utilizzati in molte parti del modello soprattutto all'interno dei blocchi di controllo. I blocchi Park implementano i sistemi (6.1) e (6.2) esposti in precedenza.

Nella Figura 6.18 è riportato il contenuto del blocco Park abc_dq0.

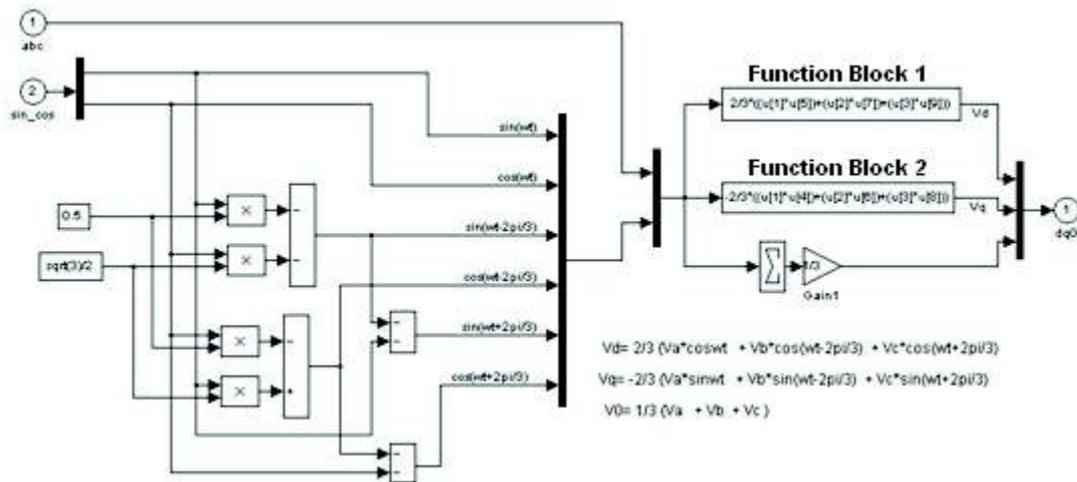


Figura 6.18 Contenuto del blocco Park abc_dq0

Nella figura sono presenti:

- ingresso 1= ingresso da dove giungono i valori delle grandezze nel riferimento trifase stazionario;
- ingresso 2= ingresso da dove giungono i valori di seno e coseno dell' angolo $\omega*t$ a cui fare riferimento per effettuare la trasformazione dal sistema di riferimento abc a dq;
- blocchi Demux= blocchi utilizzati per suddividere le quantità espresse in forma vettoriale nelle loro componenti;
- blocco 0.5= valore utilizzato per effettuare i calcoli trigonometrici tra gli angoli visti nel Capitolo 3;
- blocco sqrt(3)/2= valore utilizzato per effettuare i calcoli trigonometrici tra gli angoli visti nella relazione del Capitolo 3;
- blocco mux= blocco utilizzato per esprimere con un unico vettore diverse componenti di una quantità;
- blocco Function Block 1 e 2= blocchi utilizzati per effettuare operazioni multiple su ingressi multipli uscenti da blocchi mux;
- blocco Sum= blocco indicato con la lettera Σ che effettua la sommatoria ad ogni passo di simulazione dei valori ricevuti all'ingresso;
- uscita 1= uscita che mette a disposizione le grandezze trasformate nel sistema di riferimento dq0.

Nella Figura 6.19 è riportato il contenuto del blocco Park abc_dq0.

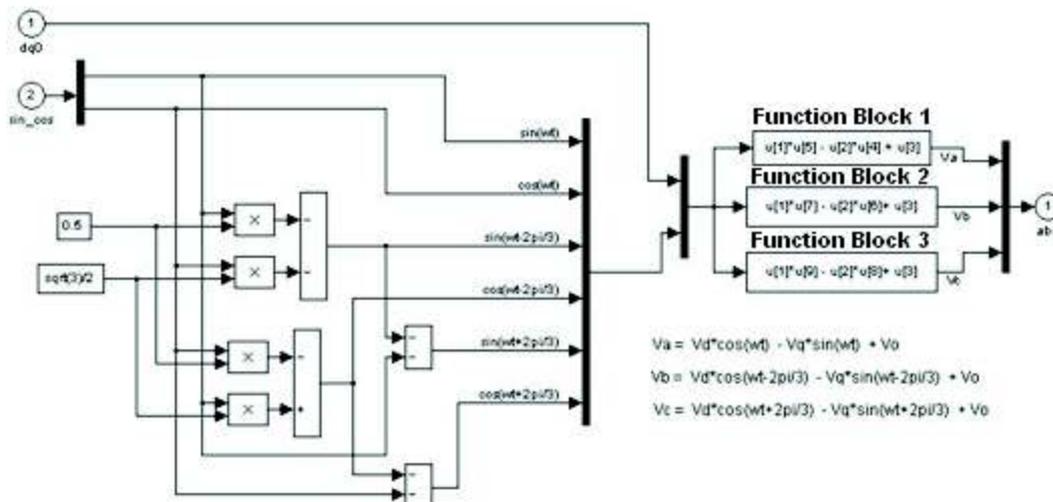


Figura 6.19 Contenuto del blocco Park abc_dq0

Che si differenzia dal blocco precedente esclusivamente per il contenuto delle operazioni multiple presenti nei blocchi Function Block 1, 2, 3.

6.4 Interfaccia di inserimento dei parametri del modello

L'interfaccia centrale di inserimento dei parametri degli elementi del modello è rappresentata nella Figura 6.20.

Le prime 6 righe rappresentano i parametri elettromeccanici del modello della macchina sincrona.

Le restanti righe si riferiscono, a gruppi di 4, ai parametri dei regolatori.



Figura 6.20 Interfaccia centrale di inserimento dei parametri

Nell'interfaccia centrale nell'ordine si trovano:

Riga 1:

$P_n(W)$ = potenza nominale della macchina sincrona;

$V_n(V_{rmsL-L})$ = tensione concatenata nominale di alimentazione della macchina sincrona;

$I_n(A_{rms})$ = corrente nominale di alimentazione della macchina sincrona;

$f_n(Herz)$ = frequenza nominale di alimentazione della macchina sincrona.

Riga2:

No-load emf at rated speed (pu) = Valore della tensione a vuoto funzione dei magneti permanenti.

Riga3:

$R_s(\text{Ohm})$ = Resistenza di fase.

Riga4:

$L_{00}(\text{henry})$ = Induttanze di dispersione viste nel Capitolo 3;

$L_{01}(\text{henry})$ = Induttanze di dispersione viste nel Capitolo 3;

$L_{02}(\text{henry})$ = Induttanze di dispersione viste nel Capitolo 3;

$H_{00}(\text{henry})$ = Induttanze di dispersione viste nel Capitolo 3;

$H_{01}(\text{henry})$ = Induttanze di dispersione viste nel Capitolo 3;

$X_{01}(\text{henry})$ = Induttanze di dispersione viste nel Capitolo 3.

Riga5:

$L_{md}(\text{henry})$ = Induttanze di magnetizzazione non sature lungo l'asse diretto;

$L_{mq}(\text{henry})$ = Induttanze di magnetizzazione non sature lungo l'asse in quadratura.

Riga6:

$J(\text{Kg.m}^2)$ = Valore del momento di inerzia della linea d'asse;

$B(\text{N.m.s})$ = coefficiente di attrito;

$p()$ = numero delle coppie polari di statore della macchina sincrona.

Riga7:

Guadagno proporzionale del PIDi corrente lato motore.

Riga8:

Guadagno integrale del PI di corrente lato motore.

Riga9:

Blocco retroazione del PI di corrente lato motore(s).

Riga10:

Limite dell'integrale del PI di corrente lato motore.

Riga11:

Guadagno proporzionale del PI di velocità lato motore.

Riga12:

Guadagno integrale del PIDi velocità lato motore.

Riga13:

Blocco retroazione del PI di velocità lato motore(s).

Riga14:

Limite integrale del PI di velocità lato motore.

Riga15:

Guadagno proporzionale del PI di tensione lato rete.

Riga16:

Guadagno integrale del PI di tensione lato rete.

Riga17:

Blocco retroazione del PI di tensione lato rete(s).

Riga18:

Limite integrale del PI di tensione lato rete.

Riga19:

Guadagno proporzionale del PI di corrente lato rete.

Riga20:

Guadagno integrale del PI di corrente lato rete.

Riga21:

Blocco retroazione del PI di corrente lato rete(s).

Riga22:

Limite integrale del PI di corrente lato rete.

L'interfaccia centrale di inserimento dei parametri si apre eseguendo due pressioni consecutive sul tasto destro del mouse in corrispondenza dell'immagine (Figura 6.21) del blocco principale che si presenta all'avviamento del modello.

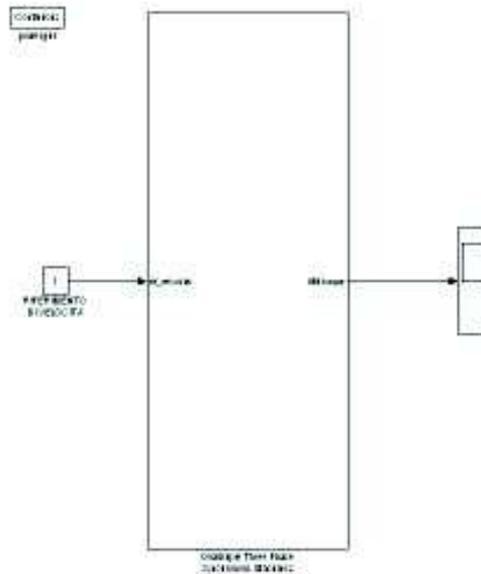


Figura 6.21 Blocco Global Model

Il riferimento di velocità è ottenuto attraverso il blocco “Repeating Sequence Interpolated”, il cui menù di inserimento dei valori è rappresentato in Figura 6.22..

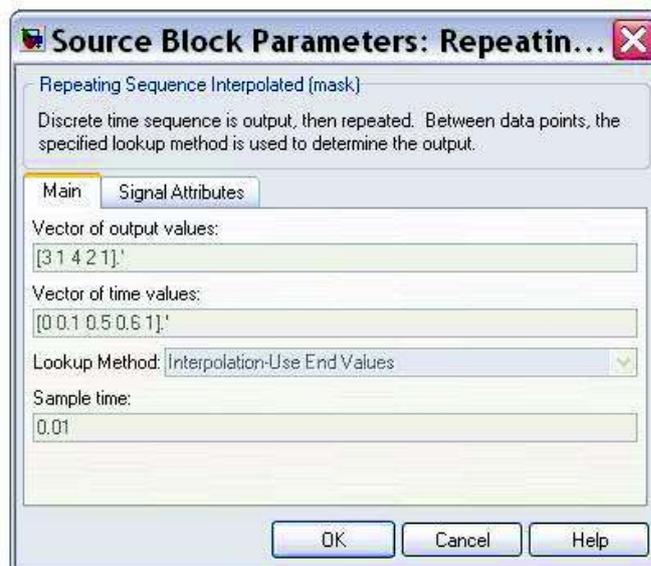


Figura 6.22 Interfaccia di inserimento valori per generatore di segnale

Il menù a tendina Main dell’interfaccia rappresentata nella Figura 6.22 permette di inserire nella prima riga l’ampiezza che si vuol far assumere all’uscita negli istanti espressi nella seconda riga.

Il blocco “Repeating Sequence Interpolated” provvede ad interpolare il vettore dei valori di uscita con pendenza tale da soddisfare il vettore dei valori di tempo.

Esiste la possibilità di decidere a priori il passo di campionamento per generare la rampa interpolata, ponendo a -1 il valore della finestra “Sample time” il passo di campionamento viene adeguato automaticamente a quello utilizzato dal solver per effettuare la simulazione.

Capitolo 7 Semplificazione del modello del sistema di propulsione

7.1 Introduzione

L'esecuzione di simulazioni di sistemi contenenti convertitori statici mediante la libreria di Simulink SimPowerSystems comporta tempi di simulazione molto lunghi e si rivela spesso difficoltosa.

In questo capitolo viene illustrato il metodo per ridurre la complessità del sistema e quindi dei relativi tempi di calcolo.

7.2 Premessa

Per quanto riguarda l'azionamento preso in esame, il primo passo è stato quello di implementare il modello di parti distinte del sistema, in modo da risolvere le varie problematiche per le singole parti e, in un secondo momento, unire il tutto in un unico modello al fine di simulare l'intero azionamento.

Il secondo passo è stato quello di effettuare la simulazione dell'Active Front-End (AFE). Tuttavia, in base alla scelta fatta, l'integrazione e successiva simulazione dei modelli implementati in SimPowerSystems risulta particolarmente inefficace, in quanto le simulazioni presentano problemi di elevatissimi tempi di calcolo e/o blocchi dovuti a saturazione della memoria disponibile. Per circoscrivere l'origine dei problemi, è stato utilizzato il software di simulazione circuitale nel dominio del tempo PSIM (specifico per la simulazione di sistemi di conversione statica), allo scopo di effettuare alcune simulazioni di verifica in grado di validare il modello SimPowerSystem. In seguito alle correzioni apportate al modello, grazie alle simulazioni effettuate con PSIM, lo stesso è stato implementato con l'ausilio dei blocchi della libreria SimPowerSystems. All'avvio delle simulazioni si sono verificati problemi numerici che hanno portato al blocco della simulazione, la cui causa, come riportato nelle finestre di errore, consisteva nell'impossibilità di ridurre il passo di simulazione.

È stato quindi verificato che, l'esecuzione di simulazioni in ambiente Matlab/Simulink basate su modelli che entrino nel dettaglio della struttura circuitale

dei convertitori con tutti i loro interruttori elettronici comandati tramite la tecnica della PWM, è la maggiore fonte di problemi numerici e provoca un eccessivo ed intollerabile aumento dei tempi di simulazione.

Questa condizione ha portato alla decisione di effettuare una semplificazione del modello, che tuttavia consenta di non rinunciare ad una valutazione dettagliata del comportamento dinamico del sistema di propulsione in varie condizioni di funzionamento e, se richiesto, anche in caso di guasto.

Rinunciando ad un modello che riproduca fedelmente la struttura circuitale del convertitore, vengono evitati parecchi problemi legati alla simulazione dei convertitori statici, che altri software più specifici di Simulink, quale ad esempio PSIM, non presentano. Come contropartita vanno perse le informazioni su ciò che avviene all'interno del convertitore, ed in particolare nei singoli interruttori elettronici, ad esempio in fase di commutazione.

Se in più si optasse anche per rinunciare al comando del convertitore tramite la tecnica della PWM i tempi di simulazione risulterebbero notevolmente ridotti, ma le informazioni sugli effetti delle armoniche prodotte dal convertitore andrebbero perse. Il fatto di disporre di un modello che non consente di valutare gli effetti delle armoniche prodotte dal convertitore non è normalmente una limitazione di grande rilievo per un AFE, in quanto uno dei maggiori vantaggi degli AFE è quello di assorbire corrente quasi sinusoidale, caratteristica quest'ultima ottenuta a fronte di un adeguato dimensionamento del filtro di ingresso.

Per quanto riguarda il lato motore, nel caso in cui, l'ampiezza delle armoniche di corrente prodotte dal convertitore non sia trascurabile e sia necessario valutare qualche fenomeno particolare che avviene nel motore a causa delle steese; pur rinunciando ad un modello del convertitore che entri nel dettaglio della struttura circuitale, è opportuno adottarne uno con il quale sia possibile eseguire delle simulazioni del motore funzionante a regime, alimentato da una tensione la cui forma d'onda, ottenuta con la tecnica della PWM, sia uguale a quella della tensione di uscita del convertitore.

7.3 Descrizione del modello semplificato

Lo schema circuitale di principio dell'azionamento di propulsione è rappresentato in Figura 7.1. Ogni terna di avvolgimenti di statore del motore a quattro terne è alimentata da un sistema di conversione statica costituito da due convertitori a tensione impressa, uno lato motore che funge da inverter e uno lato rete che funge da AFE.

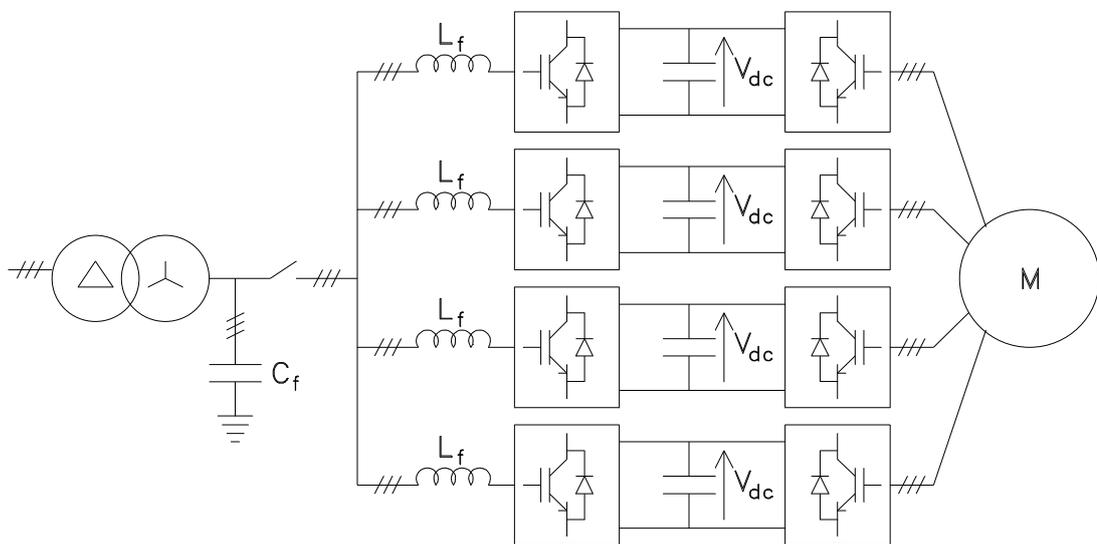


Figura 7.1 Schema circuitale di principio di un azionamento elettrico di propulsione

La tensione nel lato in alternata dei convertitori a tensione impressa è la tensione modulata ottenuta mediante la PWM. La tensione modulata può essere suddivisa in due componenti: una componente in bassa frequenza proporzionale al segnale modulante della PWM (la costante di proporzionalità è $V_{dc}/2$, essendo V_{dc} la tensione del lato in continua) e una componente in alta frequenza contenente le armoniche prodotte dalla PWM [28]. La componente in alta frequenza della tensione produce una corrispondente componente in alta frequenza nella corrente. L'ampiezza di tale componente di corrente è normalmente di entità modesta, tanto da poterla spesso trascurare, nella corrente assorbita da un AFE per merito del filtro

di ingresso (in questo caso costituito per ogni AFE dalla propria induttanza L_f e dalla capacità C_f indicate in Figura 7.1).

Le armoniche della corrente assorbita dal motore non è detto che siano trascurabili, dipende tutto dalla frequenza di modulazione, dal tipo di motore alimentato e dai suoi parametri caratteristici. In particolare nei motori, come quello in esame, con avvolgimenti di statore multi-terna, le correnti assorbite dal motore possono contenere anche armoniche in bassa frequenza, come dimostrato in [33]. Queste armoniche però non hanno effetto sulla coppia e quindi non influenzano la dinamica del motore, ma sono fonte di perdite. Le armoniche in alta frequenza invece, oltre a contribuire alle perdite, danno origine ad armoniche di coppia (anche se nei motori multi-terna i contributi di alcune delle correnti armoniche nelle diverse terne si elidono a vicenda) e quindi potrebbero essere fonte di rumore e di vibrazioni, ma neppure esse influenzano la dinamica del motore.

Non influenzando la dinamica del motore, questi fenomeni possono essere valutati separatamente mediante delle simulazioni “ad hoc”, che richiedono la modellizzazione della PWM, ma che possono essere condotte in condizioni di funzionamento del motore a regime e senza la necessità di modellizzare l'interfaccia con la rete elettrica di alimentazione (in questo caso l'AFE).

Come conseguenza di quanto appena discusso, la componente in alta frequenza della tensione nel lato in alternata dei convertitori dell'azionamento in esame può essere trascurata.

La frequenza di modulazione dei convertitori dell'azionamento in esame è 1250Hz. La banda passante degli anelli di corrente non è invece nota, tuttavia si è deciso per il momento di trascurare la dinamica dei convertitori, supponendo che tale banda passante sia di 100Hz.

In definitiva si è quindi deciso di modellizzare, in maniera semplificata, i convertitori a tensione impressa mediante dei generatori comandati di tensione.

Ad esempio in Figura 7.2 è rappresentato il modello SimPowerSystems dell'AFE. Il blocco rosso rappresenta la rete ideale di alimentazione. L_{f1} , L_{f2} ed L_{f3} sono le induttanze del filtro di ingresso dell'AFE. Infine il convertitore a tensione impressa è modellizzato mediante i tre generatori comandati collegati a stella che si trovano sulla destra dello schema.

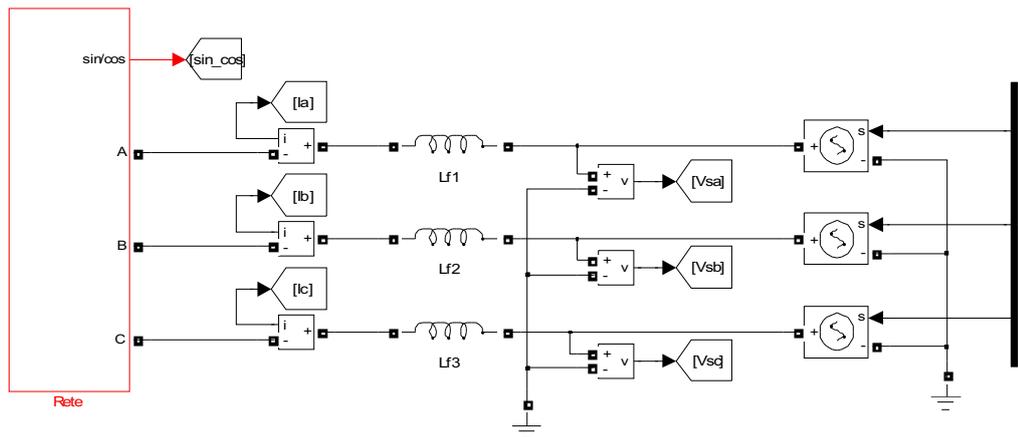


Figura 7.2 Schema composto da blocchi della libreria SimPowerSystems che rappresenta il modello dell'AFE

L'inverter a tensione impressa che alimenta il motore è modellizzato in maniera simile al convertitore dell'AFE, cioè mediante tre generatori comandati collegati a stella.

Rimane ora il problema di legare la potenza assorbita dal motore con quella erogata dalla rete di alimentazione. Questo si ottiene introducendo il modello del DC-link, cosa che consente anche di tenere conto della dinamica di quest'ultimo.

Lo schema SimPowerSystems che rappresenta il modello del DC-link è mostrato in Figura 7.3. In esso si osserva la presenza del condensatore del DC-link C_{dc} e di due generatori comandati di corrente, dei quali quello di destra rappresenta la corrente i_{dc2} assorbita dall'inverter che alimenta il motore, mentre quello di sinistra rappresenta la corrente i_{dc1} erogata dall'AFE.

Ricordando che, trascurando le perdite, nei convertitori la potenza di uscita è uguale alla potenza di ingresso, i_{dc2} e i_{dc1} sono calcolate dividendo rispettivamente la potenza assorbita dal motore e la potenza erogata dalla rete per la tensione del DC-link.

Il legame fra la potenza erogata dalla rete e quella assorbita dal motore è assicurato dal sistema di controllo dell'AFE, che, come mostrato in Figura 7.4, calcola le correnti di riferimento nel sistema di riferimento rotante d-q come somma di un termine che deriva dalla stima della potenza meccanica all'albero del motore e di un termine determinato dal regolatore dell'anello di controllo della tensione del DC-link.

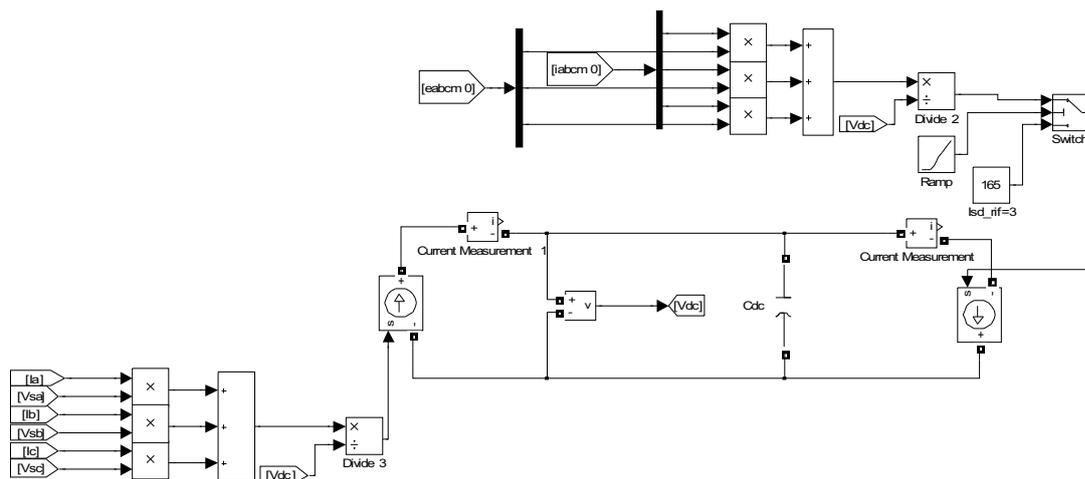


Figura 7.3 Schema composto da blocchi della libreria SimPowerSystems che rappresenta il modello del DC-link

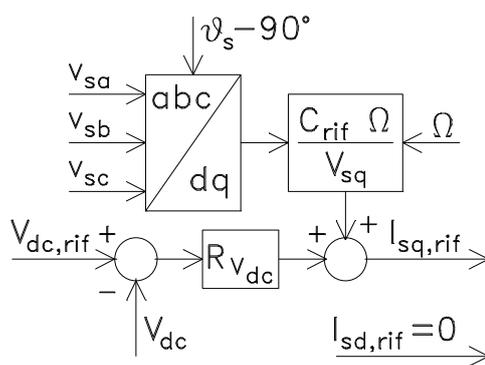


Figura 7.4 Schema a blocchi rappresentante la determinazione delle correnti di riferimento da parte del sistema di controllo dell'AFE

7.4 Confronto tra alimentazione sinusoidale e PWM

A dimostrazione di quanto precedentemente affermato, si riportano di seguito alcuni risultati di simulazioni eseguite alimentando il motore sia con delle tensioni sinusoidali che con delle tensioni modulate ottenute con la tecnica della PWM.

Si precisa tuttavia che, anche nelle simulazioni in cui è inserito il controllo a PWM si è evitato di modellizzare il convertitore, in quanto questo porta a inutili aumenti dei tempi di simulazione e conduce a risultati talvolta inattendibili a causa di problemi numerici della simulazione. Si è invece utilizzato il modello rappresentato

da tre generatori di tensione comandati collegati a stella e come segnale di comando si è utilizzata un'onda modulata ottenuta mediante la PWM.

In Figura 7.5 è riportato l'andamento della corrente assorbita da una fase del motore nel caso di alimentazione sinusoidale (Figura 7.5 a) e nel caso di alimentazione con tensione modulata ottenuta con la PWM a 1250Hz (Figura 7.5 b).

Dalla Figura 7.5 b appare evidente che la corrente del motore alimentato con tensione modulata è affetta da un notevole contenuto armonico, sia in alta frequenza che in bassa frequenza. Ciò nonostante, come precedentemente affermato, tutte le armoniche in bassa frequenza ed anche una parte delle armoniche in alta frequenza non producono una corrispondente armonica di coppia, tanto che quest'ultima è affetta da oscillazioni in alta frequenza di scarsa entità. Quest'ultima affermazione è dimostrata dalla Figura 7.6, dove è riportato l'andamento della coppia elettromagnetica sviluppata dal motore nel caso di alimentazione sinusoidale (Figura 7.6 a) e nel caso di alimentazione con tensione modulata (Figura 7.6 b).

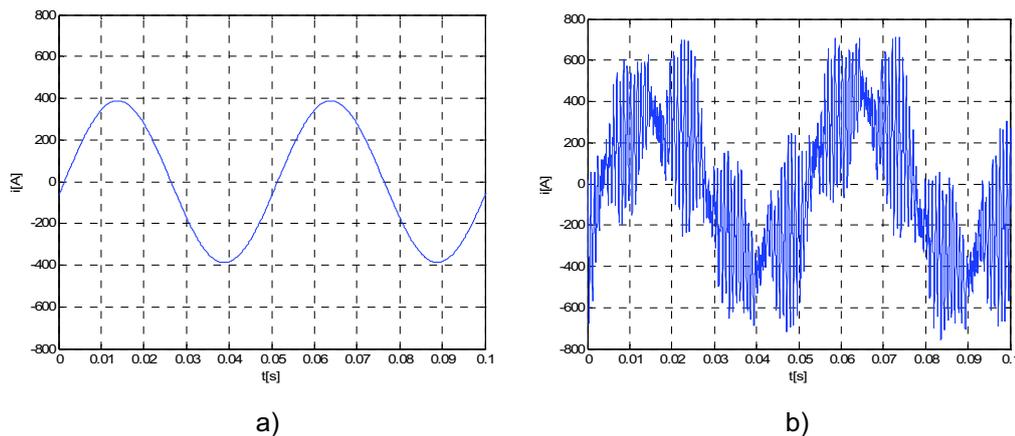


Figura 7.5 a) Corrente assorbita dal motore alimentato con tensione sinusoidale; b) corrente assorbita dal motore alimentato da una tensione ottenuta con PWM a 1250Hz.

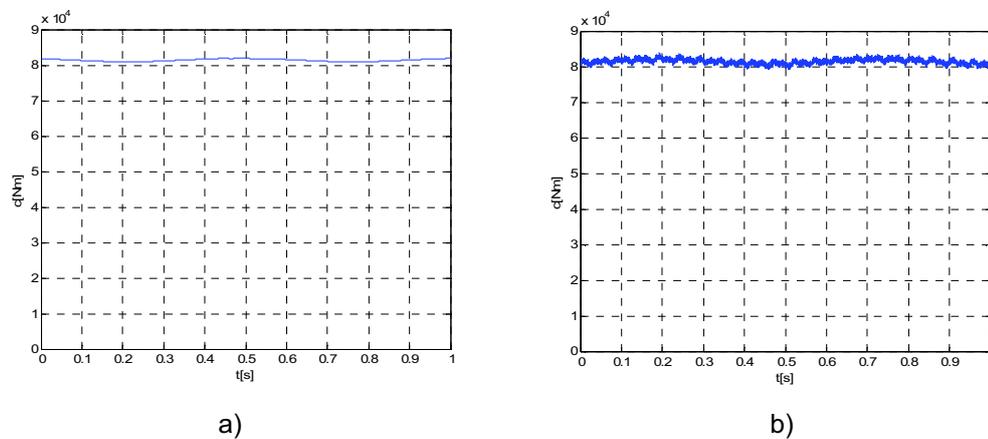


Figura 7.6 a) Coppia sviluppata dal motore alimentato con tensione sinusoidale; b) coppia sviluppata dal motore alimentato da una tensione ottenuta con PWM a 1250Hz.

Le modeste oscillazioni di coppia mostrate in Figura 7.6 hanno effetto irrilevante sulla velocità, che, come mostrato per completezza in Figura 7.7, è praticamente costante.

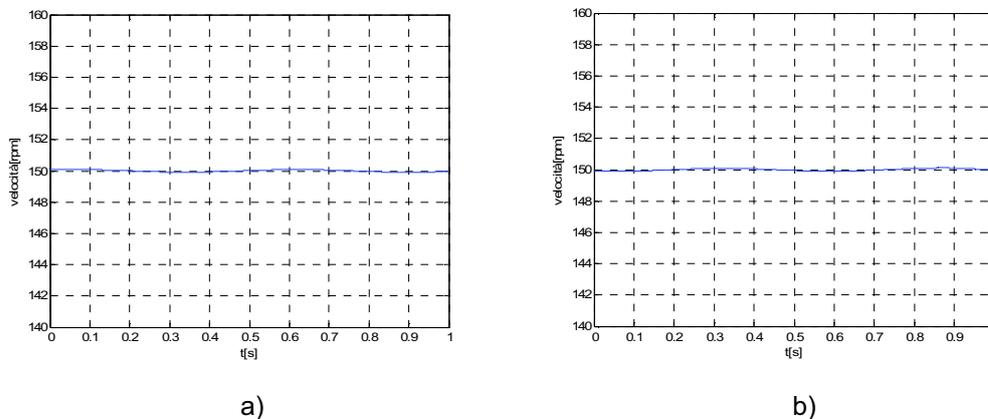


Figura 7.7 a) Velocità del motore alimentato con tensione sinusoidale; b) velocità del motore alimentato da una tensione ottenuta con PWM a 1250Hz.

Per simulare 1s di funzionamento del motore, le simulazioni con alimentazione sinusoidale richiedono circa 3s, mentre le simulazioni con alimentazione mediante PWM richiedono circa 145s. Il fatto di tralasciare la PWM riduce quindi di circa 50 volte i tempi di simulazione. Questo è un aspetto molto importante soprattutto quando si implementa il modello dell'intero azionamento, cioè quando al modello con cui si sono svolte le simulazioni oggetto del presente paragrafo si aggiunge il sistema di controllo del motore e quattro AFE, ciascuno con il proprio sistema di controllo. Tutto questo aumenta considerevolmente la complessità del modello e quindi comporta un notevole incremento del carico computazionale e della richiesta di memoria per il calcolatore impiegato nell'esecuzione delle simulazioni.

7.4.1 confronto dell'AFE con comando di tensione sinusoidale e PWM

In Figura 7.8 è riportata la corrente assorbita dall'AFE con comando di tensione sinusoidale (Figura 7.8 a) e con comando di tensione PWM (Figura 7.8 b).

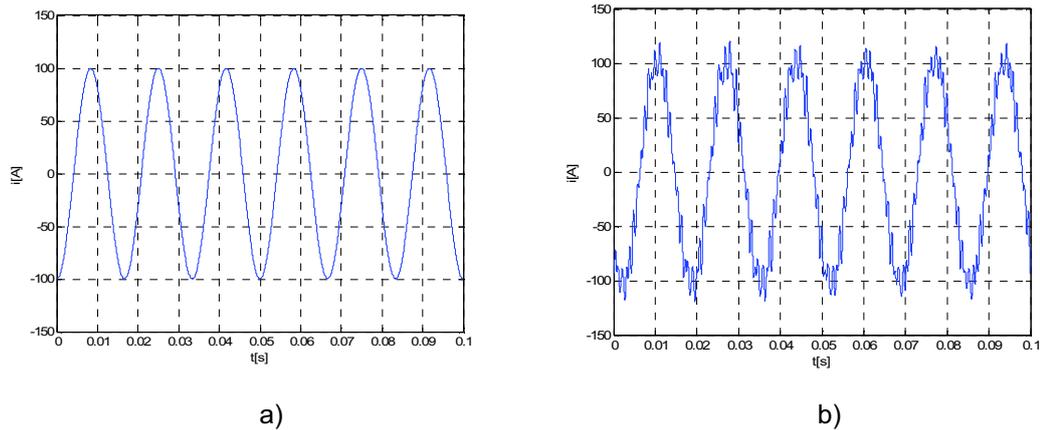


Figura 7.8 a) Corrente assorbita dall'AFE comandato con segnale sinusoidale; b) corrente assorbita dall'AFE comandato con segnale ottenuto con PWM a 1250Hz.

La Figura 7.8 b mostra che, a causa della necessità di limitare sia la frequenza di modulazione che il valore dell'induttanza del filtro di ingresso, le armoniche di corrente in alta frequenza assorbite dall'AFE con comando di tensione PWM non sono trascurabili, ma comunque sono di entità limitata e quindi, a meno di fenomeni particolari quali ad esempio risonanze, non hanno un grosso impatto sulla rete elettrica di bordo.

Qualora però si vogliano studiare gli effetti delle armoniche sulla rete elettrica di bordo, similmente a quanto detto per il motore, si possono realizzare delle simulazioni “ad hoc” utilizzando il modello impiegato per ottenere il risultato di Figura 7.8 b.

Anche in questo caso la rinuncia alla simulazione della PWM porta ad una considerevole riduzione dei tempi di simulazione, anche se non paragonabile con la riduzione ottenuta nel caso del motore. Infatti la simulazione di 1s di funzionamento dell'AFE richiede circa 20 minuti nel caso si applichi il comando di tensione PWM, mentre richiede circa 8 minuti con comando di tensione sinusoidale.

7.4.2 Riformulazione delle equazioni differenziali di macchina

Le equazioni differenziali di macchina sono state implementate con le variabili espresse in coordinate di Park – Clarke nel sistema di riferimento di rotore con asse d allineato con l’asse polare. Questa scelta consente infatti di esprimere le equazioni di macchina nella forma di equazioni differenziali a coefficienti costanti.

Tutte le equazioni dinamiche sono state espresse in una forma tale da realizzarle solo per mezzo di integrali e non derivate. La derivazione numerica è un’operazione estremamente delicata in quanto tende ad amplificare tutti i possibili disturbi presenti nel segnale da derivare, mentre l’integrazione fornisce risultati molto più stabili ed accurati anche in presenza di disturbi (a media temporale nulla) sovrapposti al segnale da integrare.

Per chiarire quanto sopra, si richiamano le tre equazioni differenziali in coordinate dq0 che governano la dinamica elettromeccanica della macchina e che sono state implementate nel modello secondo quanto esposto nel Capitolo 3.

$$\mathbf{v} - \mathbf{e} = \mathbf{R} \mathbf{i} + \frac{1}{\omega_0} \mathbf{L} \frac{d}{dt} \mathbf{i} + \omega \mathbf{J} \mathbf{L} \mathbf{i} \quad (7.1)$$

$$\mathbf{i}' \mathbf{J} \mathbf{L} \mathbf{i} - T_r = 2H \frac{d\omega}{dt} + D\omega \quad (7.2)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{1}{p} \omega_0 \omega \quad (7.3)$$

Le equazioni di macchina, espresse secondo le (7.1), (7.2), (7.3), non si prestano ad una implementazione numericamente stabile in quanto contengono componenti derivate. La soluzione è quella di integrarle tra un certo istante iniziale t_0 e l’istante corrente t ottenendo:

$$\int_{t_0}^t (\mathbf{v} - \mathbf{e}) dt = \int_{t_0}^t (\mathbf{R} \mathbf{i} + \omega \mathbf{J} \mathbf{L} \mathbf{i}) dt + \frac{1}{\omega_0} \mathbf{L} \int_{t_0}^t \frac{d}{dt} \mathbf{i} dt \quad (7.4)$$

$$\int_{t_0}^t (\mathbf{i}' \mathbf{J} \mathbf{L} \mathbf{i} - T_r) dt = 2H \int_{t_0}^t \left(\frac{d\omega}{dt} \right) dt + \int_{t_0}^t (D\omega) dt \quad (7.5)$$

$$\int_{t_0}^t \frac{d\theta}{dt} dt = \frac{\omega_0}{p} \int_{t_0}^t \omega dt \quad (7.6)$$

Considerano quindi le identità [44]:

$$\int_{t_0}^t \frac{d}{dt} \mathbf{i} dt = \mathbf{i}(t) - \mathbf{i}_0 \quad (7.7)$$

$$\int_{t_0}^t \frac{d\omega}{dt} dt = \omega(t) - \omega_0 \quad (7.8)$$

$$\int_{t_0}^t \frac{d\theta}{dt} dt = \theta(t) - \theta_0 \quad (7.9)$$

E sostituendo le (7.7), (7.8), (7.9) nelle (7.4), (7.5), (7.6), si ottiene:

$$\mathbf{i}(t) = \mathbf{L}^{-1} \omega_0 \int_{t_0}^t (\mathbf{v} - \mathbf{e} - \mathbf{R} \mathbf{i} - \omega \mathbf{J} \mathbf{L} \mathbf{i}) dt + \mathbf{i}_0 \quad (7.10)$$

$$\omega(t) = \frac{1}{2H} \int_{t_0}^t (\mathbf{i}' \mathbf{J} \mathbf{L} \mathbf{i} - T_r - D\omega) dt + \omega_0 \quad (7.11)$$

$$\theta(t) = \frac{\omega_0}{p} \int_{t_0}^t \omega dt + \theta_0 \quad (7.12)$$

Le equazioni (7.1), (7.2), (7.3) riscritte nella forma (7.10), (7.11), (7.12) prevedono di effettuare solo operazioni di integrazione e sono quindi implementabili con maggior stabilità nel modello [44].

7.4.2.1 Definizione delle grandezze costanti

Nelle equazioni implementate (7.10), (7.11), (7.12) compaiono quantità costanti e quantità variabili. Per l'ottimizzazione numerica del modello tutte le quantità costanti sono calcolate esclusivamente una volta sola in fase di inizializzazione off-line, così da non gravare il calcolatore di una continua rivalutazione in fase di esecuzione delle stesse. Questo è particolarmente importante per quanto riguarda il fattore \mathbf{L}^{-1} presente nell'equazione (7.10) in quanto la matrice \mathbf{L} non è diagonale ed è una matrice 12x12; pertanto l'obbligo di effettuare un ricalcolo della sua inversa ad ogni passo di integrazione appesantirebbe la simulazione in modo significativo.

7.4.3 Implementazione delle trasformazioni di Park e Clarke

La trasformazione di coordinate che consente il passaggio dal sistema stazionario abc quadruplo ad un sistema dq0 rotante si ottiene per mezzo di una matrice \mathbf{T} (che estende al caso multi-trifase le trasformazioni di Clarke e Park), la quale dipende dalla posizione rotorica θ . In particolare, essa contiene le espressioni $\sin(\theta)$ e $\cos(\theta)$ ripetute più volte.

La trasformazione \mathbf{T} è applicata in modo diretto alle tensioni di fase nel riferimento abc assunte come ingressi per l'integrazione della (7.10), mentre la sua inversa è applicata alle correnti calcolate sempre come uscita dall'equazione (7.10), cioè:

$$\mathbf{v} = \mathbf{T}(\theta)\mathbf{v}_{abc} \quad (7.13)$$

$$\mathbf{i}_{abc} = \mathbf{T}(\theta)^{-1}\mathbf{i} \quad (7.14)$$

Le equazioni (7.13) e (7.14) presentano entrambe margini di ottimizzazione numerica. Infatti, la (7.13) contiene numerosi $\cos(\theta)$ e $\sin(\theta)$, che possono venire calcolati una volta soltanto; l'equazione (7.14) presuppone l'inversione di una matrice 12x12 tempo variante, operazione certamente gravosa da un punto di vista computazionale.

L'ottimizzazione dell'equazione (7.13) è ottenuta calcolando una volta sola, a partire dalla posizione rotorica θ , le due funzioni trigonometriche $\sin(\theta)$ e $\cos(\theta)$ ed utilizzando il risultato per il calcolo (puramente algebrico) del prodotto matrice-vettore che compare in (7.13). Il procedimento implementativo è illustrato dallo schema a blocchi di Figura 7.9, che realizza la conversione di coordinate da abc a dq0 per una generica delle quattro terne di tensioni di statore. L'ingresso "1" è formato dalla terna di tensioni, l'ingresso "2" (θ) contiene la posizione attuale del rotore q . Come si vede $\sin(\theta)$ e $\cos(\theta)$ sono calcolati una volta sola ed i loro valori sono più volte utilizzati nelle espressioni che implementano la (7.13), richiamandoli come "u(4)" e "u(5)" rispettivamente.

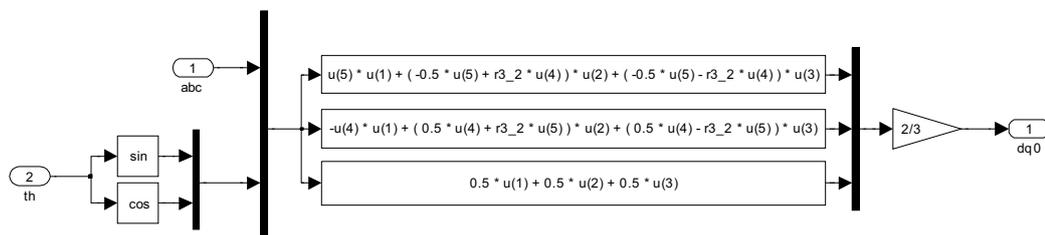


Figura 7.9 Applicazione della trasformata di Park-Clarke diretta alla terna di tensioni di un avvolgimento trifase

Per quanto riguarda la trasformazione inversa (7.14), l'ottimizzazione si è effettuata calcolando l'espressione dell'inversa della matrice $\mathbf{T}(\theta)$ per via simbolica chiusa. Tale espressione presenta un livello di complessità algebrica simile all'equazione (7.13). Come per (7.13), anche l'espressione dell'inversa è stata implementata in modo che le funzioni trigonometriche $\sin(\theta)$ e $\cos(\theta)$ siano calcolate una volta sola e il loro risultato successivamente richiamato, secondo lo stesso schema mostrato in Figura 7.9.

7.4.4 Implementazione dei blocchi di integrazione

I blocchi di integrazione numerica richiesti nell'implementazione di (7.10), (7.11), (7.12), se applicati a variabili scalari, sarebbero in numero pari a 14, cioè 12 per la (7.10) ed uno sia per la (7.11) sia per la (7.12). La presenza di 14 blocchi integratori nel modello rende disagiata la conversione dello stesso passando da tempo continuo a tempo discreto, in quanto tutti 14 gli integratori in tempo continuo andrebbero sostituiti con i corrispondenti integratori in tempo discreto. Per ovviare all'inconveniente, l'equazione (7.10) è stata implementata in forma matriciale e non scalare, cioè utilizzando un unico blocco di integrazione di tipo vettoriale. Questo semplifica la modifica del modello nel caso in cui si desideri, per qualche ragione, ottenerne una versione adatta a simulazioni in tempo discreto.

7.4.5 Implementazione delle interfacce con gli altri blocchi del sistema di simulazione

Alcune grandezze di ingresso o di uscita usate nel blocco rappresentativo del motore sono, per loro natura, grandezze scalari (ciò vale per velocità, coppia e posizione rotorica in particolare). Le grandezze elettriche (tensioni e correnti), invece, possono essere trattate come segnali ovvero associate a "bus" adatti all'interconnessione con blocchi (quali resistori, induttori, convertitori, ecc.) della libreria SimPowerSystems. La filosofia di implementazione seguita è stata quella di realizzare il modello in modo che, con semplici modifiche, possa essere interfacciato sia con altri blocchi che prevedono lo scambio di tensioni e correnti come segnali, sia con altri blocchi (basati sulla libreria SimPowerSystems) che prevedono l'interconnessione mediante bus.

Questo obiettivo si è reso possibile usando l'architettura implementativa illustrata in Figura 7.10. Il blocco colorato in giallo è quello che implementa le equazioni di macchina (7.10), (7.11), (7.12) in ambiente Simulink, accettando gli ingressi di tensione come segnali e fornendo le uscite di corrente parimenti come segnali. In

verde sono mostrati i blocchi che consentono, se necessario, di interconnettere il modello Simulink del motore (blocco giallo) con altri sottosistemi implementati usando la libreria SimPowerSystems. Tali blocchi di interconnessione, quindi, presentano come interfaccia verso l'esterno i "terminali" di macchina (compresi i quattro centri stella) a cui è possibile connettere, mediante bus, blocchi della libreria SimPowerSystems.

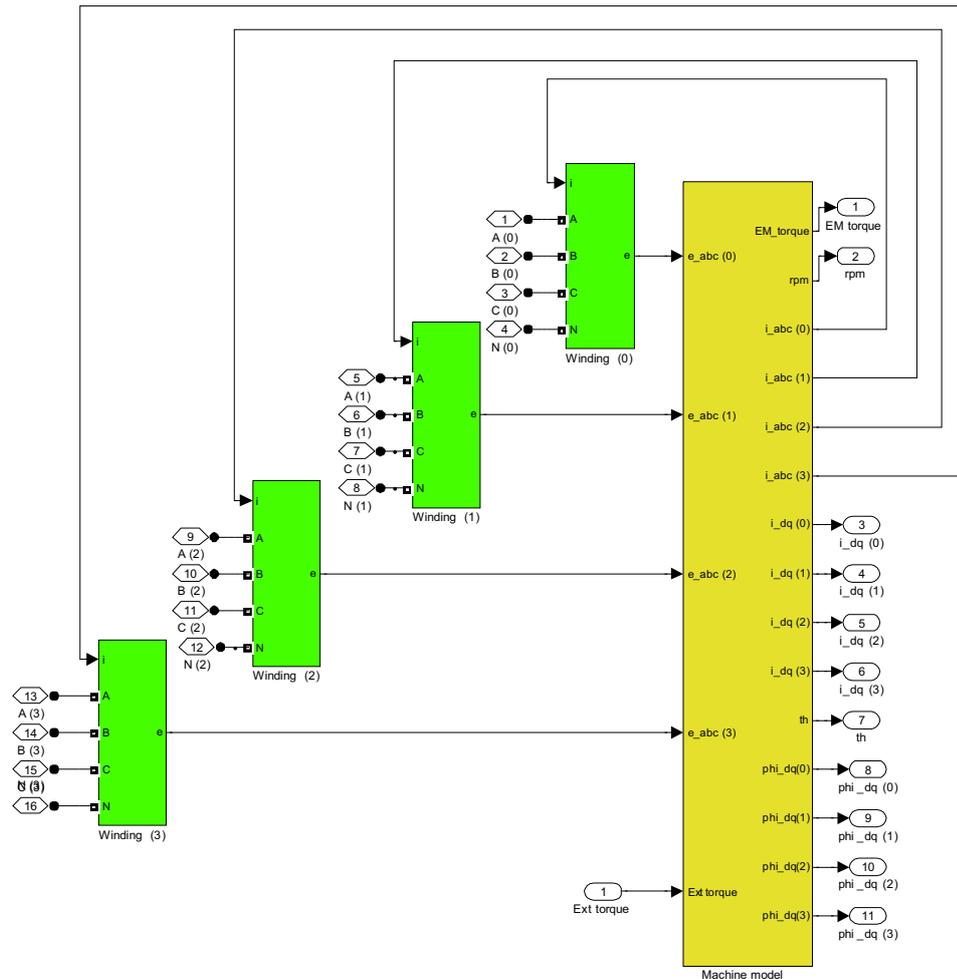


Figura 7.10 Blocco dinamica macchina

L'architettura dei blocchi di interfaccia è illustrata in Figura 7.11 e in Figura 7.12. Per ogni terna di macchina, le correnti, che sono segnali di uscita del modello rappresentante il motore (blocco giallo di Figura 7.10), sono variabili di ingresso dell'interfaccia che mediante generatori pilotati di corrente le imprime ai relativi terminali di fase del motore. Inoltre, mediante blocchi di misura (voltmetri) interposti tra ogni fase e il relativo centro stella, vengono misurate le tensioni di

fase da trasmettere come segnali di ingresso al blocco motore (blocco giallo di Figura 7.10).

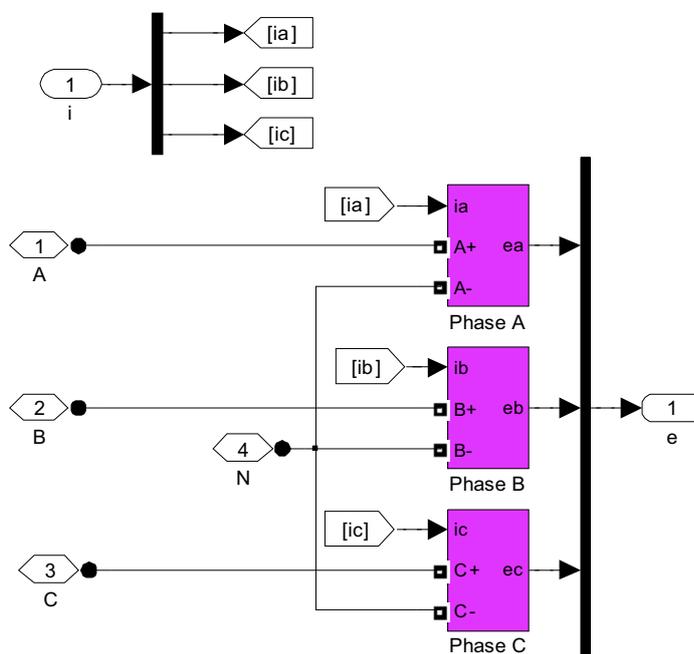


Figura 7.11 Struttura interna di un blocco di interfaccia (blocco verde in Figura 7.10)

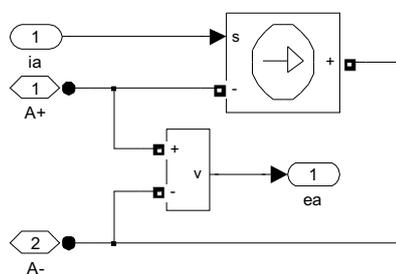


Figura 7.12 Struttura interna del blocco “Phase A” di Figura 7.11.

Il modello così realizzato si presta quindi ad essere interfacciato ad altri sottosistemi di implementazione che accettano solo ingressi o uscite di segnale (non bus SimPowerSystems). Allo scopo è sufficiente rimuovere i blocchi di interfaccia verdi di Figura 7.10 ed usare esclusivamente il blocco giallo della stessa figura.

Capitolo 8 Implementazione numerica del modello del sistema di propulsione

8.1 Introduzione

L'esecuzione di simulazioni circuitali di sistemi contenenti convertitori statici, mediante la libreria di Simulink SimPowerSystems, comporta tempi di simulazione molto lunghi e si rivela spesso difficoltosa.

Nel Capitolo 6 è stata esposta la metodologia utilizzata per realizzare il modello dell'azionamento di propulsione oggetto di studio.

Inizialmente sono state realizzate, e in seguito simulate, le parti principali dell'azionamento suddiviso nei seguenti componenti:

1. convertitore lato rete e relativo controllo;
2. convertitore lato motore e relativo controllo;
3. dc-link;
4. motore sincrono a magneti permanenti.

In seguito ogni blocco è stato unito al successivo attraverso opportuni elementi di interfacciamento, al fine di realizzare un modello completo dell'azionamento in esame.

L'incremento del numero di elementi appartenenti alla libreria di Simulink SimPowerSystems utilizzati per comporre il sistema globale, porta ad un inevitabile incremento del carico computazionale gravante sul calcolatore. Questo incremento comporta a sua volta una notevole dilatazione delle tempistiche di simulazione, introducendo ulteriori difficoltà nell'esecuzione della stessa.

In questo capitolo viene esposta la soluzione adottata per contrastare questo problema, ossia quella di abbandonare l'utilizzo della libreria di Simulink SimPowerSystems e modellizzare il sistema da un punto di vista prettamente matematico.

Ogni elemento dell'azionamento viene perciò analizzato attraverso le equazioni matematiche che ne governano il funzionamento nel dominio del tempo. In questo modo viene ridotta la mole di dati gestita dal calcolatore, perché le equazioni vengono semplificate già durante lo studio matematico; la complessità dei calcoli da far eseguire al calcolatore risulta quindi notevolmente ridotta.

8.2 Modellizzazione del sistema globale mediante equazioni matematiche

Applicando l'approccio matematico al problema, anziché quello circuitale, è possibile svincolarsi dall'utilizzo delle librerie Sim Power System ed utilizzare esclusivamente blocchi elementari di Simulink. Questa scelta rende la simulazione più snella dal punto di vista computazionale.

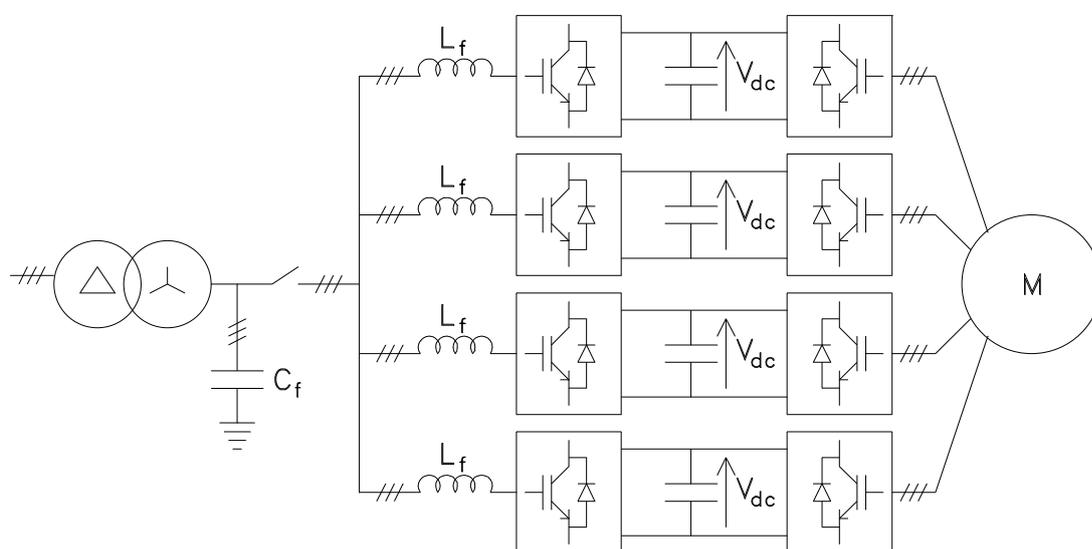


Figura 8.1 Schema circuitale di principio dell'azionamento elettrico di propulsione

Mantenendo quale riferimento lo schema circuitale di principio dell'azionamento elettrico oggetto di studio (Figura 8.1), è stato realizzato lo schema di connessione complessivo dei blocchi principali del modello (Figura 8.2). Ogni blocco rappresenta il modello di una parte del sistema, implementato sotto forma di equazioni matematiche. Poiché la macchina elettrica utilizzata è un motore sincrono a 4 terne di statore, i blocchi di controllo e di alimentazione sono quadruplicati. Per facilitare la lettura del layout del modello, gli elementi con lo stesso compito, connessi alle terne della macchina, sono stati raggruppati nei blocchi di uguale colore illustrati nello schema di Figura 8.2 e di seguito descritti:

- Blocco “Rete” (rosso): implementa il modello della rete trifase di alimentazione.
- Blocco “LCL” (grigio): implementa il sistema di equazioni del circuito equivalente trifase rappresentato in Figura 8.6.
- Blocco “controllo lato rete” (blu): implementa il modello del sistema di regolazione della tensione del DC-link e della corrente assorbita dall’AFE.
- Blocco “convertitore” (verde): implementa il modello del sistema di conversione ca/ca costituito dal convertitore lato rete e dal convertitore lato motore.
- Blocco “conv_gain” (azzurro): rappresenta il guadagno del convertitore lato motore in funzione della tensione del DC-link.
- Blocco “Quadruple-three-phase synchronous machine” (nero): implementa il modello del motore sincrono a magneti permanenti a 4 terne di avvolgimenti di statore.
- Blocco “rampa_rif” (ciano): fornisce al regolatore di tensione lato rete il valore del riferimento di tensione in funzione della velocità di rotazione dell’albero del motore.
- Blocco “controlli lato motore” (arancione): implementa il modello del sistema di controllo della coppia, del flusso e della velocità di rotazione del motore.

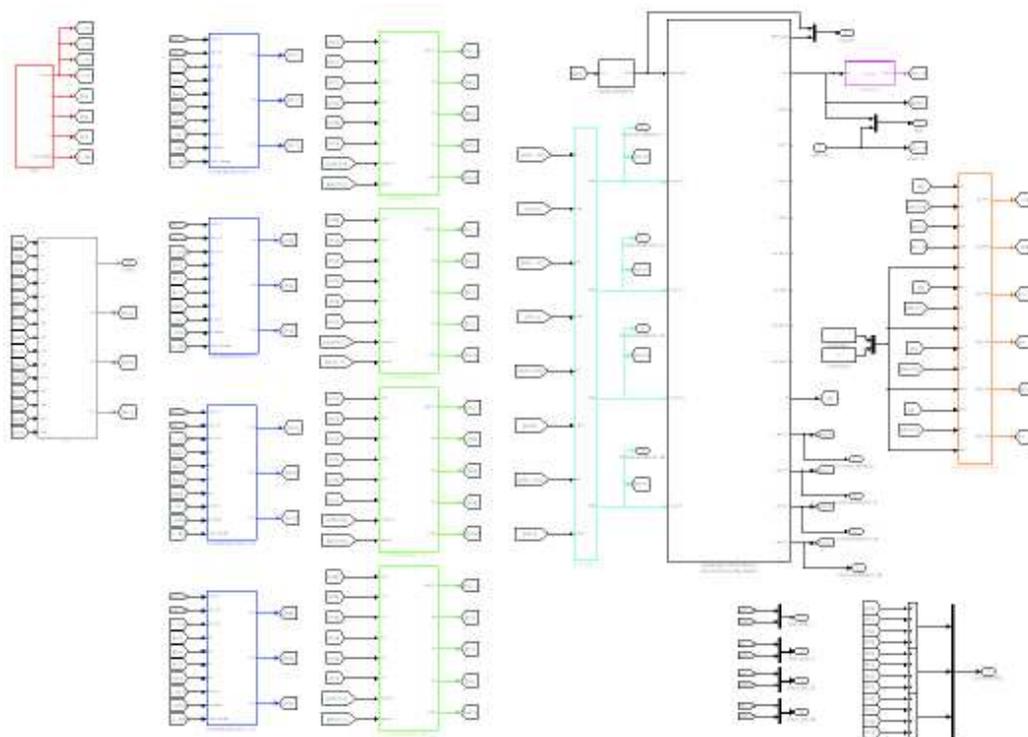


Figura 8.2 Schema complessivo del modello del sistema elettrico di propulsione

8.2.1 Blocco rete

Il blocco che implementa il modello del sistema di alimentazione, rappresentato in Figura 8.3, ricalca il sistema ideale di alimentazione trifase a 690V di tensione concatenata e frequenza 60 Hz visto nel Capitolo 3.

La sostanziale differenza stà nel fatto che non esistono più uscite di potenza legate all'utilizzo degli elementi della libreria SimPowerSystems, bensì uscite di segnale ottenute attraverso i blocchi base di Simulink.

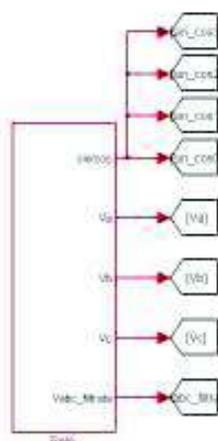


Figura 8.3 Blocco rete

Il blocco “rete” è composto unicamente da connessioni di uscita, che sono di seguito elencate:

- uscita “Va”: prima fase di alimentazione alternata con angolo di fase iniziale posto a zero;
- uscita “Vb”: seconda fase di alimentazione alternata sfasata di 120° in ritardo rispetto alla fase A;
- uscita “Vc”: terza fase di alimentazione alternata sfasata di 120° in ritardo rispetto alla fase B;
- uscita “sin/cos”: segnale di riferimento relativo all’angolo iniziale della fase A (questa uscita deve essere di tipo multiplo, ossia deve raggruppare due segnali relativi allo sfasamento delle onde di alimentazione combinandoli attraverso il blocco “Multiplexer”).

Le varie uscite vengono inviate per mezzo dei blocchi “GOTO” ai blocchi “controllo lato rete” e “controllo lato motore” contenenti gli appositi blocchi “abc_dq0” e “dq0_abc” che realizzano la trasformata di Park per il passaggio dal sistema di riferimento abc al sistema di riferimento dq0 e viceversa. Le uscite di tensione vengono inviate anche agli ingressi dei 4 blocchi “convertitore”.

Osservando la composizione interna del blocco “Rete” (Figura 8.4) si può notare come l’uscita del blocco stesso sia costituita dai tre comandi di tensione utilizzati in precedenza (Capitolo 3) per comandare i generatori controllati della libreria SimPowerSystems.

L’uscita angolare (sin/cos) utilizzata per effettuare le trasformate di Park è ottenuta a partire dal passaggio per lo zero della fase A, presa come riferimento.

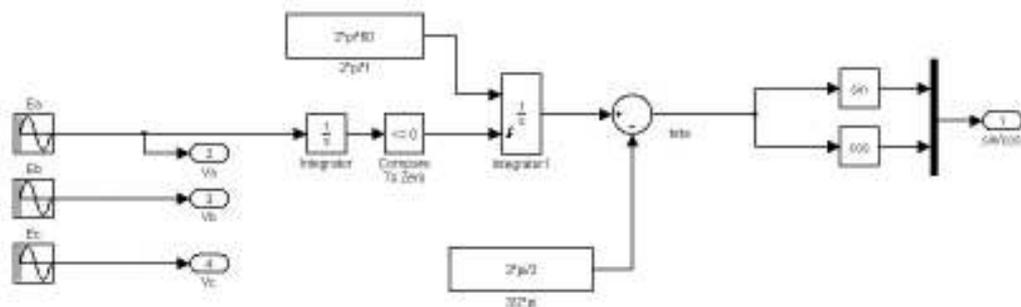


Figura 8.4 Visione interna del blocco rete

8.2.2 Blocco LCL

Il blocco “LCL”, mostrato in Figura 8.5, è collegato, attraverso i blocchi “From” e “Goto”, al blocco “rete” e al blocco “convertitore”. In esso sono presenti i seguenti ingressi e le seguenti uscite:

- ingresso “Va”: prima fase di alimentazione alternata proveniente dal blocco “rete”;
- ingresso “Vb”: seconda fase di alimentazione alternata sfasata di 120° in ritardo rispetto alla fase Va;
- ingresso “Vc”: terza fase di alimentazione alternata sfasata di 120° in ritardo rispetto alla fase Vb;
- ingressi “Va1”, “Vb1”, “Vc1”: tensioni, provenienti dal blocco “controllo lato rete”, ai morsetti di ingresso del convertitore lato rete che alimentano la prima terna di statore del motore;
- ingressi “Va2”, “Vb2”, “Vc2”: tensioni, provenienti dal blocco “controllo lato rete”, ai morsetti di ingresso del convertitore lato rete che alimentano la seconda terna di statore del motore;
- ingressi “Va3”, “Vb3”, “Vc3”: tensioni, provenienti dal blocco “controllo lato rete”, ai morsetti di ingresso del convertitore lato rete che alimentano la terza terna di statore del motore;
- ingressi “Va4”, “Vb4”, “Vc4”: tensioni, provenienti dal blocco “controllo lato rete”, ai morsetti di ingresso del convertitore lato rete che alimentano la quarta terna di statore del motore;
- uscita “Ir”: valore della corrente complessiva assorbita dall’azionamento di propulsione;
- uscita “Vsa”: tensione della fase “a” al secondario del trasformatore di alimentazione dell’azionamento di propulsione.
- uscita “Vsb”: tensione della fase “b” al secondario del trasformatore di alimentazione dell’azionamento di propulsione.

- uscita “Vsc”: tensione della fase “c” al secondario del trasformatore di alimentazione dell’azionamento di propulsione.



Figura 8.5 Blocco LCL

Le equazioni matematiche all’interno del blocco LCL includono gli effetti:

- dell’induttanza del trasformatore abbassatore, che alimenta l’azionamento di propulsione;
- dei generatori connessi alla sbarra di media tensione;
- delle capacità di filtro connesse a stella;
- delle induttanze di filtro connesse ai morsetti di ingresso dei quattro convertitori che alimentano il motore.

Nel modello l’induttanza dei generatori e quella del trasformatore sono inglobate nell’unica induttanza L_r , data dalla seguente espressione:

$$L_r = \left(\frac{L_g}{\#_{gen}} + L_t \right) \quad (8.1)$$

L_g = induttanza del singolo generatore;

L_t = induttanza del trasformatore di propulsione;

$\#_{gen}$ = numero di generatori in funzione.

I quattro convertitori che alimentano le terne del motore rappresentano per la rete altrettanti generatori, la cui tensione di uscita corrisponde alla tensione modulata ottenuta con la PWM e l'impedenza di uscita è costituita dal filtro induttivo connesso ai morsetti di ingresso dei convertitori. Applicando il teorema di Thevenin a questi quattro generatori è possibile ricavare un unico generatore equivalente che, grazie allo sfasamento di 90° tra le quattro portanti della PWM, impone ai propri morsetti di uscita una tensione pari a quella che si otterrebbe realizzando la PWM con una portante di frequenza pari a quattro volte la frequenza delle portanti impiegate nelle PWM dei singoli convertitori.

Quanto detto è schematizzato nel circuito equivalente trifase di Figura 8.6, dove L_r è definita dalla (8.1), L_f è l'induttanza di filtro connessa ai morsetti di ingresso dei convertitori, C è la capacità di filtro, v_a, v_b, v_c sono le tensioni ideali di rete e v_{a0}, v_{b0}, v_{c0} sono le tensioni del generatore trifase equivalente di Thevenin.

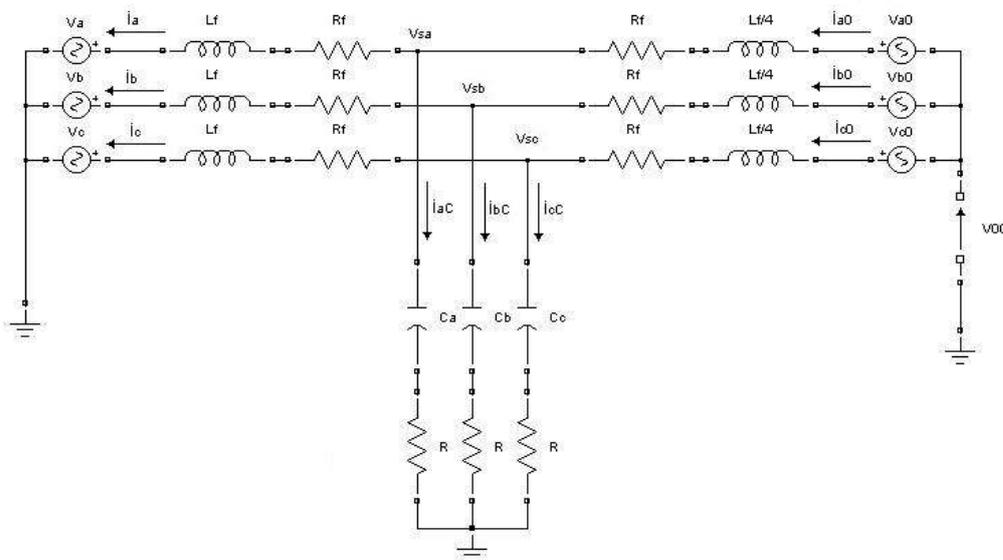


Figura 8.6 Circuito equivalente trifase implementato nel blocco "LCL".

Lo studio del circuito di Figura 8.6 mediante i principi di Kirchhoff dà origine al seguente sistema di equazioni:

$$\left\{ \begin{array}{l} v_a + v_{aLr} + v_{aLf} - v_{a0} - v_{00} = 0 \\ v_b + v_{bLr} + v_{bLf} - v_{b0} - v_{00} = 0 \\ v_c + v_{cLr} + v_{cLf} - v_{c0} - v_{00} = 0 \\ \\ v_a + v_{aLr} = \frac{i_{ac}}{pC} + Ri_{ac} \\ v_b + v_{bLr} = \frac{i_{bc}}{pC} + Ri_{bc} \\ v_c + v_{cLr} = \frac{i_{cc}}{pC} + Ri_{cc} \\ \\ \frac{v_{aLf}}{pL_f} = \frac{v_{aLr}}{pL_r} + i_{ac} \\ \frac{v_{bLf}}{pL_f} = \frac{v_{bLr}}{pL_r} + i_{bc} \\ \frac{v_{cLf}}{pL_f} = \frac{v_{cLr}}{pL_r} + i_{cc} \\ \\ \frac{v_{aLf}}{pL_f} + \frac{v_{bLf}}{pL_f} + \frac{v_{cLf}}{pL_f} = 0 \end{array} \right. \quad (8.2)$$

dove:

p = operatore di derivata;

$v_{aLr}, v_{bLr}, v_{cLr}$ = caduta di tensione causata dalla corrente di linea (8.3);

$v_{aLf}, v_{bLf}, v_{cLf}$ = caduta di tensione sul filtro induttivo del convertitore (8.3);

$$\begin{array}{l} v_{aLr} = pL_r i_a + R_r i_a \\ v_{bLr} = pL_r i_b + R_r i_b \\ v_{cLr} = pL_r i_c + R_r i_c \\ v_{aLf} = pL_f i_{a0} + R_f i_{a0} \\ v_{bLf} = pL_f i_{b0} + R_f i_{b0} \\ v_{cLf} = pL_f i_{c0} + R_f i_{c0} \end{array} \quad (8.3)$$

v_{a0}, v_{b0}, v_{c0} = tensioni misurate ai capi della stella delle capacità di filtro;

v_a, v_b, v_c = tensioni di rete;

v_{00} = tensione di squilibrio del centro stella virtuale del convertitore, dovuta alle componenti omopolari introdotte dalla PWM.

Le incognite del sistema sono le correnti i_{a0}, i_{b0}, i_{c0} assorbite dal generatore trifase equivalente di Thevenin, le correnti i_a, i_b, i_c erogate dai generatori di rete, le correnti i_{ac}, i_{bc}, i_{cc} assorbite dal filtro capacitivo e la tensione verso terra v_{00} del centro stella

del generatore equivalente di Thevenin. Mettendo in evidenza queste incognite nel sistema (8.2) si dà origine al sistema (8.4):

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{aLf} = -v_a - v_{aLr} + v_{a0} + v_{00} \\ v_{bLf} = -v_b - v_{bLr} + v_{b0} + v_{00} \\ v_{00} = v_c + v_{cLr} + v_{cLf} - v_{c0} \\ v_{aLr} = \frac{i_{ac}}{pC} + Ri_{ac} - v_a \\ v_{bLr} = \frac{i_{bc}}{pC} + Ri_{bc} - v_b \\ v_{cLr} = \frac{i_{cc}}{pC} + Ri_{cc} - v_c \\ i_{ac} = \frac{v_{aLf}}{pL_f} - \frac{v_{aLr}}{pL_r} \\ i_{bc} = \frac{v_{bLf}}{pL_f} - \frac{v_{bLr}}{pL_r} \\ i_{cc} = \frac{v_{cLf}}{pL_f} - \frac{v_{cLr}}{pL_r} \\ \frac{v_{cLf}}{pL_f} = -\frac{v_{aLf}}{pL_f} - \frac{v_{bLf}}{pL_f} \end{array} \right. \quad (8.4)$$

L'implementazione tramite Simulink del sistema (8.4) dà luogo allo schema a blocchi di Simulink riportato in Figura 8.7.

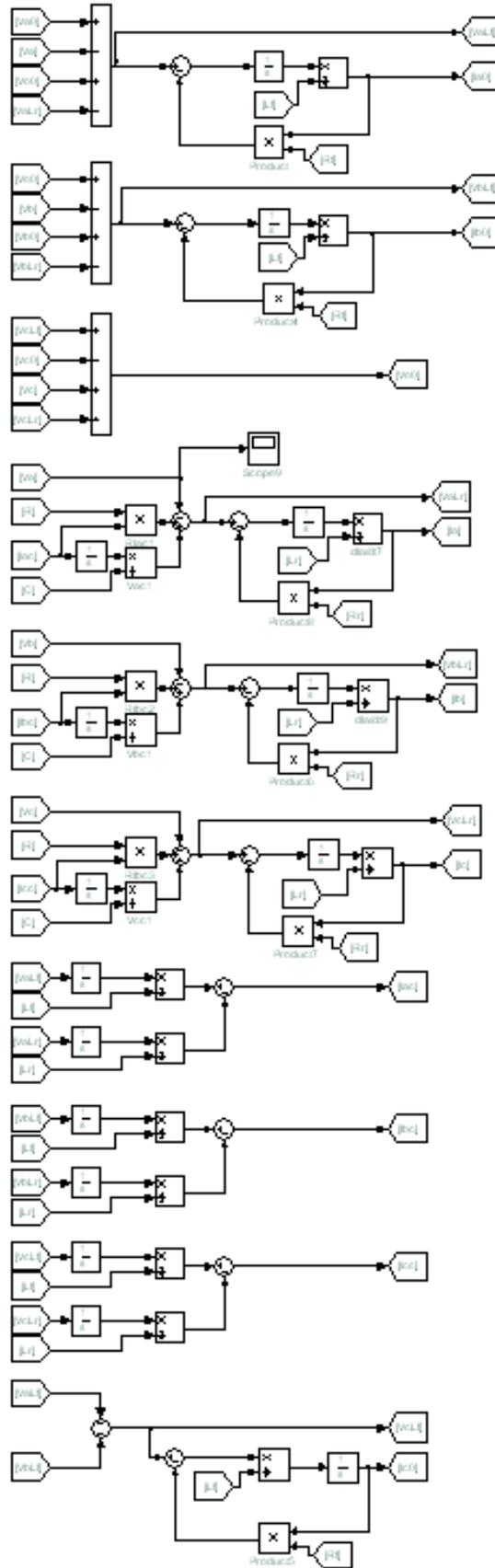


Figura 8.7 Visione interna del blocco "LCL"

8.2.3 Blocco convertitore

Il blocco “convertitore”, mostrato in Figura 8.8, è collegato, attraverso i blocchi “From” e “Goto”, al blocco “LCL”, al blocco “controllo lato rete” e al blocco “controllo lato motore”. In esso sono presenti i seguenti ingressi e le seguenti uscite:

- ingresso “Vabcm0”: ingresso di tensione attraverso il quale si effettua la comunicazione delle tre tensioni di alimentazione misurate ai morsetti di ingresso del blocco “Quadruple-three-phase synchronous machine”;
- ingresso “Iabcm0”: ingresso di corrente attraverso il quale si effettua la comunicazione delle tre correnti assorbite dal motore e rese disponibili dal blocco “Quadruple-three-phase synchronous machine”;
- ingresso “Va0”: tensione della fase “a” misurata ai morsetti di ingresso del convertitore lato rete, proveniente dal blocco “controllo lato rete”;
- ingresso “Vb0”: tensione della fase “b” misurata ai morsetti di ingresso del convertitore lato rete, proveniente dal blocco “controllo lato rete”;
- ingresso “Vc0”: tensione della fase “c” misurata ai morsetti di ingresso del convertitore lato rete, proveniente dal blocco “controllo lato rete”;
- ingresso “Vsa”: valore della tensione di uscita della fase “a” del trasformatore di propulsione, proveniente dal blocco “LCL”;
- ingresso “Vsb”: valore della tensione di uscita della fase “b” del trasformatore di propulsione, proveniente dal blocco “LCL”;
- ingresso “Vsc”: valore della tensione di uscita della fase “c” del trasformatore di propulsione, proveniente dal blocco “LCL”;
- uscita “Ia0”: corrente assorbita dalla prima fase del convertitore lato rete;
- uscita “Ib0”: corrente assorbita dalla seconda fase del convertitore lato rete;
- uscita “Ic0”: corrente assorbita dalla terza fase del convertitore lato rete;
- uscita “Vdc”: valore della tensione del DC-link misurata ai capi del condensatore di filtro C_{dc} ;
- uscita “Vdc_2”: quadrato della tensione del DC-link (inviata al blocco “controllo lato motore”).

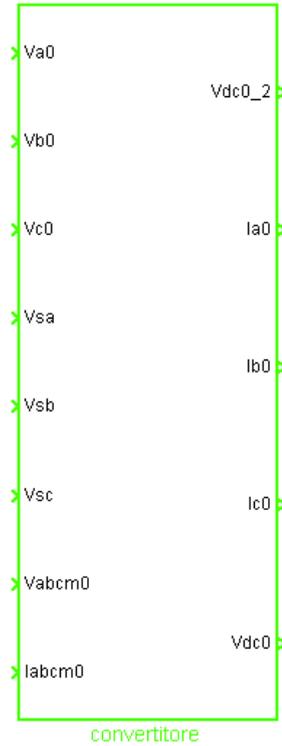


Figura 8.8 Blocco convertitore

All'interno del blocco "convertitore" viene ricavato il valore della corrente assorbita dal singolo convertitore, al fine di poterla retroazionare al relativo sistema di controllo della corrente.

Avendo a disposizione le tensioni v_{sa} , v_{sb} , v_{sc} di uscita del trasformatore di propulsione (provenienti dal blocco "LCL") ed il valore delle tensioni v_{a0} , v_{b0} , v_{c0} ai morsetti di ingresso del convertitore, si ottiene il circuito equivalente trifase di Figura 8.9, dal quale si ottiene il seguente sistema di equazioni:

$$\begin{cases} v_{a0} - v_{sa} \mp v_{00} = L_f \frac{di_{a0}}{dt} \\ v_{b0} - v_{sb} \mp v_{00} = L_f \frac{di_{b0}}{dt} \\ v_{c0} - v_{sc} \mp v_{00} = L_f \frac{di_{c0}}{dt} \\ i_{a0} + i_{b0} + i_{c0} = 0 \end{cases} \quad (8.5)$$

dove:

i_{a0} , i_{b0} , i_{c0} = correnti assorbite dal convertitore di propulsione;

v_{sa} , v_{sb} , v_{sc} = tensioni misurate ai morsetti del secondario del trasformatore;

v_{a0}, v_{b0}, v_{c0} = tensioni misurate ai morsetti di ingresso del convertitore di propulsione;

v_{00} = tensione del centro stella dei generatori v_{a0}, v_{b0}, v_{c0} che modellizzano il convertitore dovuto alle componenti omopolari introdotte dalla PWM.

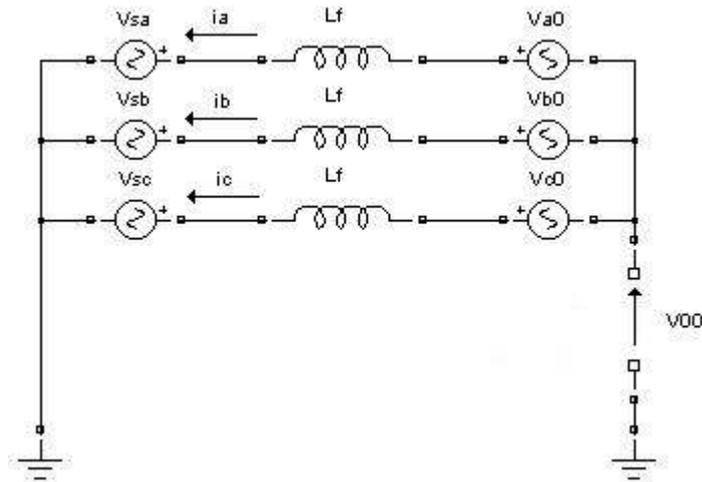


Figura 8.9: circuito equivalente trifase implementato nel blocco “convertitore”.

Le incognite del sistema sono le correnti i_{a0}, i_{b0}, i_{c0} assorbite dal convertitore e la tensione V_{00} . Mettendo in evidenza queste incognite nel sistema (8.5) si ottiene il seguente sistema:

$$\begin{cases} i_{a0} = -i_{c0} - i_{b0} \\ i_{b0} = \int \frac{v_{b0} + v_{00} - v_{sb}}{L_f} \\ i_{c0} = \int \frac{v_{c0} + v_{00} - v_{sc}}{L_f} \\ v_{00} = v_{sc} + L_f \frac{di_{c0}}{dt} - v_{c0} \end{cases} \quad (8.6)$$

All'interno del blocco “convertitore” è stato implementato anche il bilancio della potenza scambiata tra rete di alimentazione e motore attraverso il DC-link. Tale bilancio è espresso dalla seguente equazione delle correnti nel DC-link:

$$\frac{P_1}{V_{dc}} - \frac{P_2}{V_{dc}} = C \frac{dV_{dc}}{dt} \quad (8.7)$$

con:

$\frac{P_1}{V_{dc}}$ = corrente erogata dal convertitore lato rete,

$\frac{P_2}{V_{dc}}$ = corrente assorbita dal convertitore lato motore,

$C \frac{dV_{dc}}{dt}$ = corrente entrante nel condensatore del DC-link.

Esplicitando la tensione V_{dc} nell'equazione (8.7) si ottiene

$$\frac{P_1 - P_2}{C} = \frac{dV_{dc}}{dt} V_{dc} \quad (8.8)$$

Il secondo termine della (8.8) corrisponde alla derivata di $V_{dc}^2/2$, pertanto si ottiene:

$$V_{dc}^2 = \frac{2}{C} \int (P_1 - P_2) dt \quad (8.9)$$

Nello schema a blocchi di Simulink di Figura 8.10 è implementata la (8.9). In alto a sinistra sono presenti le acquisizioni delle correnti e delle tensioni misurate ai morsetti di ingresso del convertitore lato rete, utilizzate per calcolare il valore istantaneo della potenza P_1 assorbita dal convertitore e trasmessa nel DC-link. Tale potenza è data dalla seguente espressione:

$$P_1 = V_{a0}i_{a0} + V_{b0}i_{b0} + V_{c0}i_{c0} \quad (8.10)$$

In basso a sinistra sono presenti le acquisizioni delle correnti e delle tensioni misurate ai morsetti di uscita del convertitore lato motore, utilizzate per calcolare il valore istantaneo della potenza P_2 assorbita dal convertitore lato motore e trasmessa alla corrispondente terna di avvolgimenti del motore. Tale potenza è data dalla seguente espressione:

$$P_2 = V_{a0}i_{a0} + V_{b0}i_{b0} + V_{c0}i_{c0} \quad (8.11)$$

Il valore della potenza assorbita viene fissato a 3.5 W, per il primo decimo di secondo di simulazione, per evitare problemi di calcolo derivanti dall'imposizione di condizioni iniziali nulle.

A destra vengono resi disponibili sia il valore della tensione del DC-link, sia il suo quadrato; quest'ultimo è inviato al blocco "controllo lato rete" come segnale di retroazione per l'anello di controllo della tensione del DC-link.

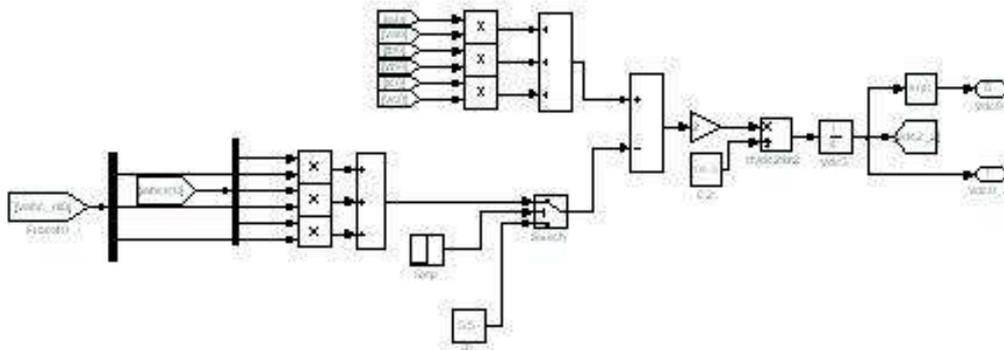


Figura 8.10 Schema a blocchi di Simulink che implementa l'equazione del DC-link.

8.2.4 Blocco controllo lato rete

Il blocco "controllo lato rete", mostrato in Figura 8.11, contiene il regolatore della tensione del DC-link, i due regolatori della corrente assorbita dal convertitore e il blocco che stima la corrente di riferimento di asse q a partire dalla stima della potenza meccanica all'albero del motore (la corrente di riferimento di asse q viene ottenuta sommando a questa stima un termine calcolato dal regolatore dell'anello di controllo della tensione del DC-link).

I blocchi che realizzano i regolatori sono gli stessi indicati nel Capitolo 4.

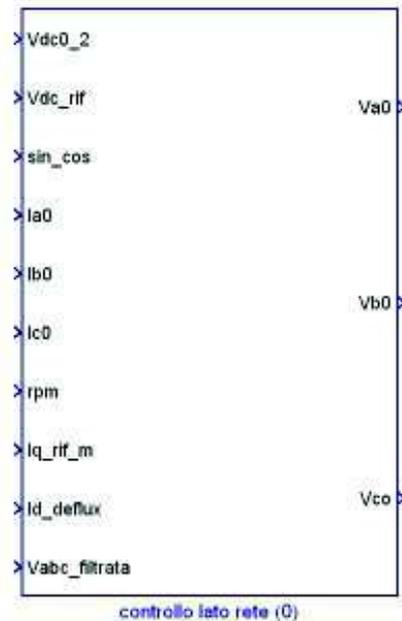


Figura 8.11 Blocco controllo lato rete

Nel blocco sono presenti i seguenti ingressi e le seguenti uscite:

- ingresso “Vdc_2”: quadrato della tensione del DC-link misurata proveniente dal blocco “convertitore” (Figura 8.8);
- ingresso “Vdc_rif”: tensione di riferimento del DC-link proveniente dal blocco “Rampa rif”;
- ingresso “sin/cos”: segnale di sincronizzazione proveniente dal blocco “Rete” utilizzato per effettuare le trasformate di Park abc_dq0 e dq0_abc esposte nel Capitolo 6;
- Ingresso “Ia0”: valore della corrente assorbita dalla fase A del convertitore, proveniente dal blocco “convertitore”;
- Ingresso “Ib0”: valore della corrente assorbita dalla fase B del convertitore, proveniente dal blocco “convertitore”;
- Ingresso “Ic0”: valore della corrente assorbita dalla fase C del convertitore, proveniente dal blocco “convertitore”;
- Ingresso “rpm”: valore della velocità di rotazione dell’asse del motore espressa in giri/min, proveniente dal blocco “Quadruple-three-phase synchronous machine”;

- Ingresso “Iq_ref_m”: corrente di riferimento di asse q del motore, proveniente dal regolatore di velocità del blocco “controllo lato motore”;
- Ingresso “Id_deflux”: corrente di riferimento di asse d fornita dal blocco “deflussatore” contenuto all’interno del blocco “controllo lato motore”;
- Uscita “Va0”: tensione al morsetto A del convertitore lato rete;
- Uscita “Vb0”: tensione al morsetto B del convertitore lato rete;
- Uscita “Vc0”: tensione al morsetto C del convertitore lato rete.

Il blocco controllo lato rete internamente (Figura 8.12) realizza gli stessi anelli di regolazione esposti nel Capitolo 4.

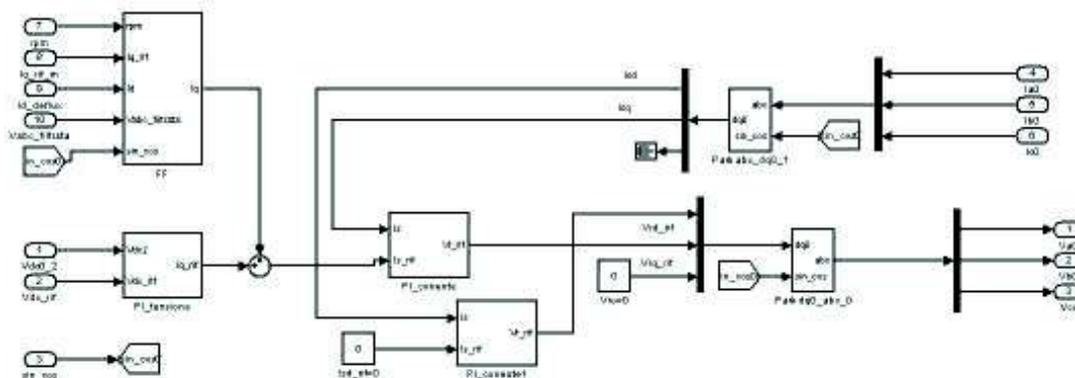


Figura 8.12 Visione interna del blocco “controllo lato rete”

8.2.5 Blocco controlli lato motore

Il blocco “controlli lato motore” contiene al suo interno il blocco “deflussatore” e i 4 sottoblocchi “controllo lato motore(#)” (# = 0, 1, 2, 3), ognuno dei quali preposto alla regolazione della corrente della rispettiva terna di avvolgimenti del motore.

Il sottoblocco “controllo lato motore (0)” è il più complesso tra i 4 sottoblocchi implementati all’interno del blocco “controlli lato motore”. Al suo interno sono contenuti sia i regolatori di corrente di asse d e q, presenti all’interno di tutti quattro i sottoblocchi, che l’unico regolatore di velocità atto ad originare la corrente di riferimento di asse q comune agli anelli di regolazione della corrente di tutte quattro le terne di avvolgimenti di statore. Il sottoblocco “controllo lato motore (0)” (Figura 8.13) contiene quindi gli stessi anelli di regolazione esposti nel Capitolo 4, mentre i

restanti tre sottoblocchi “controllo lato motore(#)” ($\# = 1, 2, 3$) contengono solamente i due anelli di corrente esposti nel Capitolo 4.

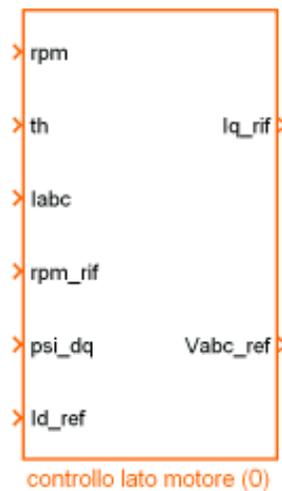


Figura 8.13 Sottoblocco controllo lato motore (0)

Nel sottoblocco sono presenti i seguenti ingressi e le seguenti uscite:

- Ingresso “rpm”: valore della velocità di rotazione dell’asse del motore espressa in giri/min, proveniente dal blocco “Quadruple-three-phase synchronous machine”;
- Ingresso “th”: valore della coppia meccanica sviluppata all’albero di trasmissione del motore, proveniente dal blocco “Quadruple-three-phase synchronous machine”;
- Ingresso “Iabc”: valore della terna di correnti che scorre nella terna di avvolgimenti di statore relativa al sottoblocco, proveniente dal blocco “Quadruple-three-phase synchronous machine”;
- Ingresso “rpm_rif”: segnale di riferimento di velocità (questo segnale viene fornito dall’operatore tramite la leva del telegrafo, realizzata all’interno del modello attraverso il blocco “RIFERIMENTO DI VELOCITA’”);
- Ingresso “psi_dq”: segnale proveniente dal blocco “Quadruple-three-phase synchronous machine” (utilizzato per effettuare la stima dell’angolo θ_d) rappresentante il flusso magnetico di statore della macchina elettrica secondo il sistema di riferimento rotante dq;

- Ingresso “Id_ref”: valore del riferimento della corrente di asse d, proveniente dal blocco “Deflussatore“ per implementare il deflussaggio del motore.

8.2.6 Sottoblocco deflussatore

Il motore ha una velocità nominale pari a 82 giri/min, velocità al di sotto della quale il motore lavora a coppia costante, nel senso che la coppia massima disponibile è costante. Per poter raggiungere la velocità di 161 giri/min si applica una strategia di deflussaggio della macchina che, raggiunta la tensione nominale, permette di aumentare la velocità di rotazione a scapito di una diminuzione, inversamente proporzionale alla velocità, della coppia massima disponibile all’asse. In questa condizione la macchina lavora a potenza costante, nel senso che all’aumentare della velocità la potenza massima disponibile rimane costante.

La strategia prevede di fornire una corrente di asse d in grado di deflussare la macchina, ossia ridurre gli effetti magnetizzanti prodotti dai magneti permanenti presenti sul rotore.

Il principio del deflussaggio si comprende ricordando la seguente espressione:

$$C = \frac{3}{2}p\Lambda_t I_q \quad (8.12)$$

che, nel funzionamento in orientamento di campo (cioè con l’asse d del sistema di riferimento rotante dq orientato secondo il flusso di rotore), lega la coppia elettromagnetica del motore al flusso di asse d e alla corrente di asse q e dove:

$$\Lambda_t = \Lambda_m - L_{md}I_d \quad (8.13)$$

Λ_t = componente di asse d del flusso magnetico al traferro

Λ_m = flusso magnetico derivante dai magneti di rotore

$L_{md}I_d$ = flusso smagnetizzante derivante dalla corrente di asse d

Introducendo una corrente di asse d diversa da zero, si produce una riduzione del flusso al traferro ed una conseguente riduzione della coppia. Dato che la potenza meccanica è data dal prodotto di coppia per velocità, a parità di potenza meccanica erogata, la diminuzione della coppia elettromagnetica produce l'aumento della velocità di rotazione del rotore.

Nel sottoblocco “deflussatore”, mostrato in Figura 8.14, sono presenti i seguenti ingressi e le seguenti uscite:

- Ingresso “rpm”: valore della velocità di rotazione dell'asse del motore espressa in giri/min, proveniente dal blocco “Quadruple-three-phase synchronous machine”;
- Uscita “Id_ref”: valore della corrente di asse d inviata in ingresso ai sottoblocchi “controllo lato motore(#)” (# = 1, 2, 3, 4).

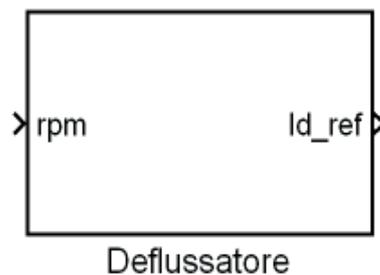


Figura 8.14 Sottoblocco Deflussatore

8.2.7 Blocco quadruple-three-phase synchronous machine

Il modello del motore elettrico di propulsione ha mantenuto le equazioni viste nei capitoli precedenti. La sola modifica effettuata riguarda l'eliminazione dei quattro blocchi utilizzati in precedenza per interfacciare il modello composto da blocchi Simulink con i blocchi della libreria SimPowerSystems.

8.2.8 Blocco Global Model

La Figura 8.15 rappresenta il blocco principale che contiene il modello del sistema di propulsione oggetto di studio. Nel blocco sono presenti un ingresso e diverse uscite dove sono riportate le grandezze più significative. L'ingresso e le uscite del blocco principale sono di seguito elencati:

- ingresso “rpm_rif”: valore del riferimento di velocità ottenuto direttamente, sotto forma di rampa, dal blocco “RIFERIMENTO DI VELOCITÁ”;
- uscita “rpm”: velocità di rotazione dell'asse del motore elettrico espressa in giri/min;
- uscita “Torque”: coppia meccanica sviluppata all'albero di trasmissione del motore elettrico;
- uscita “Corrente Motore_I”: correnti che scorrono nella I terna di avvolgimenti di statore del motore;
- uscita “Corrente Motore_II”: correnti che scorrono nella II terna di avvolgimenti di statore del motore;
- uscita “Corrente Motore_III”: correnti che scorrono nella III terna di avvolgimenti di statore del motore;
- uscita “Corrente Motore_III”: correnti che scorrono nella IV terna di avvolgimenti di statore del motore;
- uscita “Tensione Motore_I”: tensioni applicate alla I terna di avvolgimenti di statore del motore;
- uscita “Tensione Motore_II”: tensioni applicate alla II terna di avvolgimenti di statore del motore;
- uscita “Tensione Motore_III”: tensioni applicate alla III terna di avvolgimenti di statore del motore;
- uscita “Tensione Motore_III”: tensioni applicate alla IV terna di avvolgimenti di statore del motore;
- uscita “Vdc-link_I”: tensione del DC-link del convertitore connesso alla I terna di avvolgimenti di statore del motore;

- uscita “Vdc-link_II”: tensione del DC-link del convertitore connesso alla II terna di avvolgimenti di statore del motore;
- uscita “Vdc-link_III”: tensione del DC-link del convertitore connesso alla III terna di avvolgimenti di statore del motore;
- uscita “Vdc-link_IIII”: tensione del DC-link del convertitore connesso alla IV terna di avvolgimenti di statore del motore;
- uscita “Corrente AFE”: terna di correnti assorbite dall’azionamento al secondario del trasformatore di propulsione;
- uscita “Tensione TRS”: terna di tensioni di alimentazione dell’azionamento al secondario del trasformatore di propulsione.

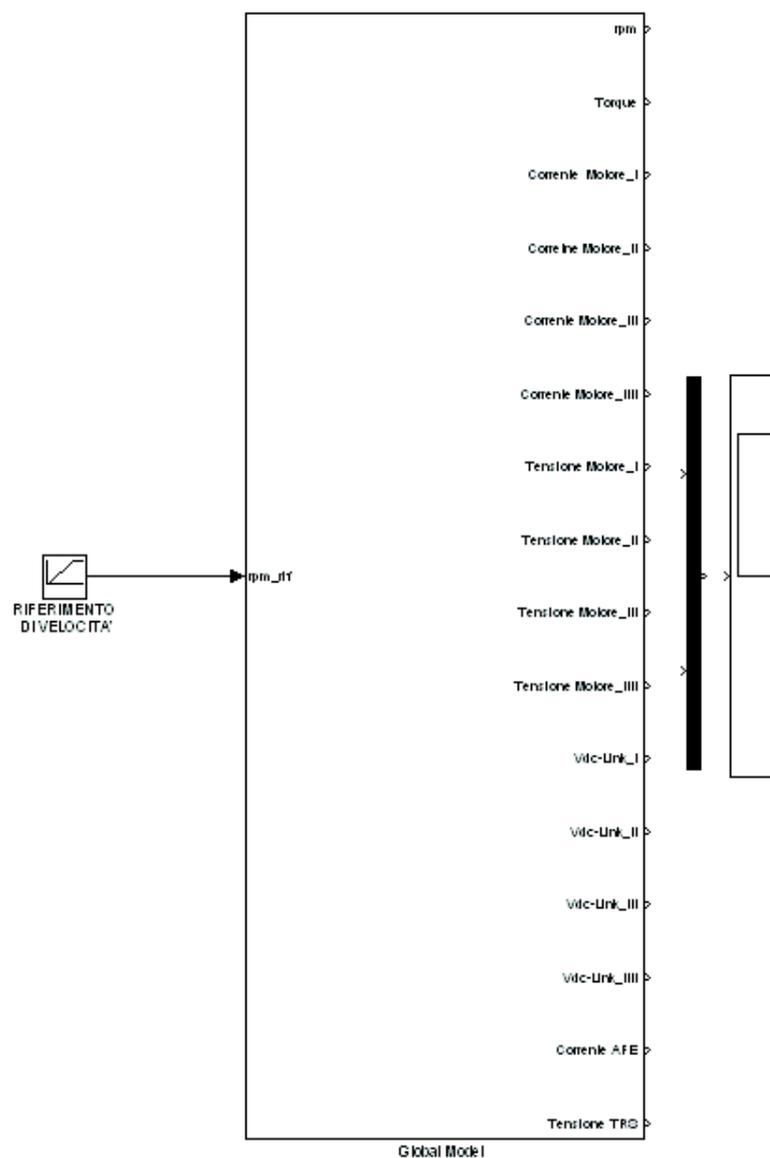


Figura 8.15 Blocco Global Model

8.3 Solver e tempi simulazione

La simulazione dell'azionamento di propulsione viene eseguita in tempo continuo a passo fisso.

Il solver utilizzato per effettuare i calcoli necessari per risolvere le equazioni che costituiscono il modello è di tipo ode4 (Runge-Kutta).

Il modello più completo, denominato “simulatore azionamento”, permette di valutare il comportamento dinamico del sistema e contemporaneamente di osservare gli effetti delle armoniche prodotte dalla PWM.

Un secondo modello, denominato “simulatore azionamento sinusoidale”, non tiene conto delle armoniche di tensione prodotte dalla PWM e quindi le tensioni ai morsetti in alternata dei sistemi di conversione statica dell'azionamento sono sinusoidali. Il merito principale di questo modello semplificato è quello di ridurre i tempi di simulazione, senza che questo incida negativamente sulla capacità di riprodurre fedelmente il comportamento dinamico del sistema.

Ovviamente questo secondo modello non permette di valutare l'entità delle armoniche di corrente prodotte dalle armoniche di tensione dovute alla PWM. Le armoniche di corrente assorbite dall'AFE sono normalmente trascurabili, purché il filtro di ingresso sia dimensionato adeguatamente. Le armoniche assorbite dal motore multi-terna possono invece essere di entità notevole ma, come spiegato nel Capitolo 7, hanno influenza minima sulla coppia.

A parità di solver utilizzato, i tempi impiegati dal calcolatore per portare a termine le simulazioni sono funzione, oltre che del passo di simulazione adottato, anche del numero di “scope” impiegati. Più “scope” vengono utilizzati all'interno della stessa simulazione, maggiore è il volume di dati che debbono essere immagazzinati all'interno della memoria RAM del calcolatore.

Ad ogni passo di simulazione e per ogni grandezza misurata lo “scope” utilizzato crea 2 array, uno contenente il valore della grandezza acquisita e uno l'istante di tempo corrispondente. Simulando, ad esempio, il modello con un passo di simulazione di 10^{-5} s lo “scope” memorizza 200000 punti al secondo. Salvando

le tre grandezze di un sistema trifase i punti memorizzati per secondo diventano 600000. Una soluzione per ridurre la mole di valori immagazzinati è quella di visualizzare le grandezze in esame raggruppate attraverso il blocco “mux” (blocco verticale di colore nero inserito tra il blocco “Global Model” e lo “scope” di Figura 8.15) in un unico “scope”. Quest’azione permette di accumulare l’array del tempo delle tre grandezze e memorizzare solamente 400000 punti al secondo.

È utile anche precisare che, più elevato è il numero di punti immagazzinati nella memoria RAM del calcolatore, maggiore è il tempo richiesto per la gestione della visualizzazione delle grandezze tramite gli “scope”.

Capitolo 9 Implementazione numerica del sistema di generazione-asse

9.1 Introduzione

In questo capitolo viene affrontato il funzionamento dell'azionamento in modalità di generatore-asse. La strategia di controllo nel funzionamento da generatore-asse è differente rispetto a quella del funzionamento da motore, come ampiamente illustrato nel Capitolo 3.

In questo capitolo viene quindi descritto in modo puntuale il modello matematico del generatore-asse implementato in ambiente Simulink.

9.2 Modello del generatore-asse

In Figura 9.1 è rappresentato lo schema di connessione complessivo dei blocchi principali del modello del generatore-asse. Nello schema si possono distinguere i seguenti blocchi:

- Blocco “convertitore” (verde): implementa il modello del sistema di conversione ca/ca costituito dal solo convertitore lato motore.
- Blocco “conv_gain” (azzurro): rappresenta il guadagno del convertitore lato motore in funzione della tensione del DC-link.
- Blocco “Quadruple-three-phase synchronous machine” (nero): implementa il modello del motore sincro a magneti permanenti a 4 terne di avvolgimenti di statore.
- Blocco “rampa_rif” (ciano): fornisce al regolatore di tensione del DC-link il valore del riferimento di tensione in funzione della velocità di rotazione dell'albero del motore.
- Blocco “controlli lato motore” (arancione): implementa il modello del sistema di controllo della corrente e della tensione del DC-link.

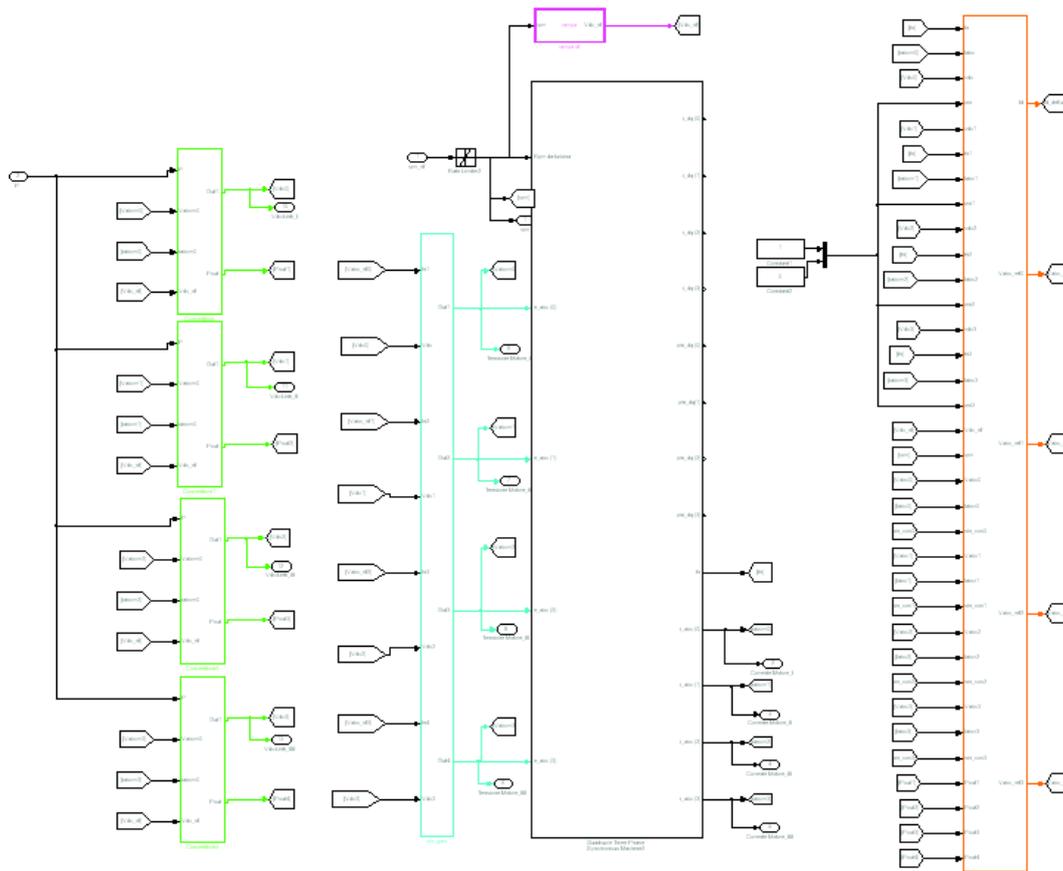


Figura 9.1 Schema complessivo del modello del generatore-asse

9.2.1 Blocco Quadruple-three-phase synchronous machine

Il blocco “Quadruple-three-phase synchronous machine” è rimasto invariato rispetto agli altri due modelli implementati ed esposti nei capitoli precedenti.

9.2.2 Blocco Convertitore

Il blocco “Convertitore”, mostrato in Figura 9.2, è collegato, attraverso i blocchi “From” e “Goto”, al blocco “Quadruple-three-phase synchronous machine”, al blocco “controllo lato motore” e al blocco “sin_gain”. In esso sono presenti i seguenti ingressi e le seguenti uscite:

- ingresso “Vabcm0”: ingresso di tensione attraverso il quale si effettua la comunicazione delle tre tensioni di alimentazione misurate ai morsetti di ingresso del blocco “Quadruple-three-phase synchronous machine”;
- ingresso “Iabcm0”: ingresso di corrente attraverso il quale si effettua la comunicazione delle tre correnti assorbite dal motore e rese disponibili dal blocco “Quadruple-three-phase synchronous machine”;
- ingresso “Vdc_rif”: tensione di riferimento del DC-link proveniente dal blocco “Rampa rif”;
- ingresso “P”: valore istantaneo della potenza assorbita dalla rete;
- uscita “Vdc”: valore della tensione del DC-link misurata ai capi del condensatore di filtro C_{dc} ;
- uscita “Pout”: valore della potenza assorbita dalla rete da inviare al blocco “controllo lato motore”.

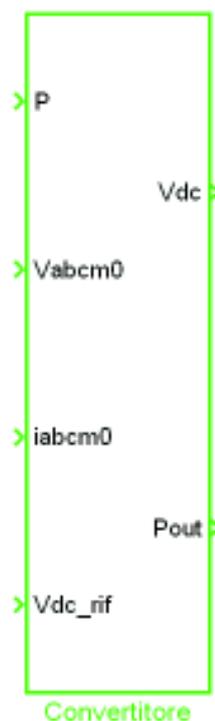


Figura 9.2 Blocco Convertitore

Il blocco è stato modificato sostituendo il convertitore lato rete con il valore istantaneo della potenza assorbita dalla rete e trasmessa nel DC-link durante una ipotetica presa di carico (Figura 9.3).

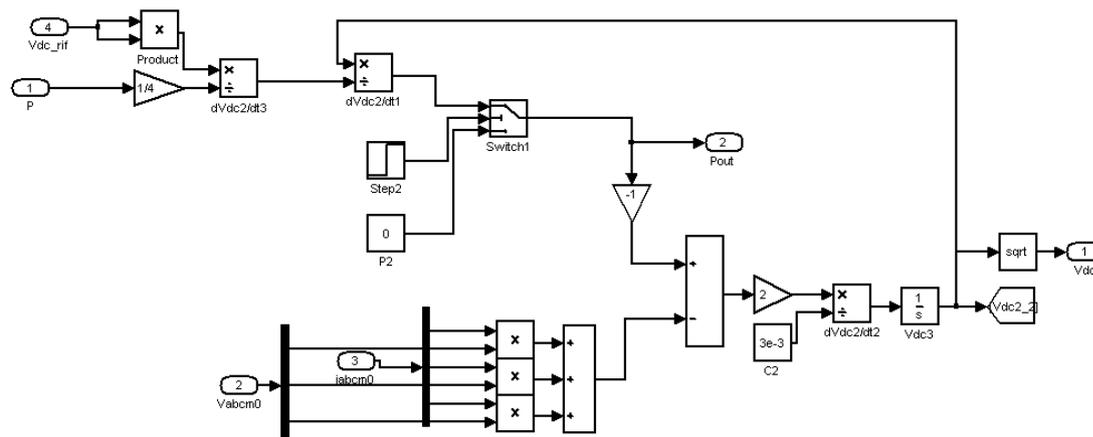


Figura 9.3 Visione interna del Blocco Convertitore

9.2.3 Blocco controlli lato motore

Il blocco “controlli lato motore” contiene al suo interno il blocco “deflussatore”, rimasto invariato rispetto a quanto descritto precedentemente, e i 4 sottoblocchi “controllo lato motore(#)” (# = 0, 1, 2, 3), ognuno dei quali predisposto alla regolazione della corrente della rispettiva terna di avvolgimenti del motore. Al loro interno sono contenuti sia i regolatori di corrente di asse d e q, sia i regolatori di tensione del DC-link dei convertitori, collegati alle rispettive terne di avvolgimenti di statore, atti ad originare le correnti di riferimento di asse q degli anelli di regolazione della corrente. I quattro sottoblocchi “controllo lato motore” (Figura 9.4) contengono quindi gli stessi anelli di regolazione esposti nel Capitolo 4.



Figura 9.4 Blocco controllo lato motore

Nel sottoblocco sono presenti i seguenti ingressi e le seguenti uscite:

- Ingresso “rpm”: valore della velocità di rotazione dell’asse del motore espressa in giri/min proveniente dal blocco “Quadruple-three-phase synchronous machine”;
- Ingresso “th”: valore dell’angolo meccanico dell’albero della macchina ottenuto integrando la velocità meccanica ω ;
- Ingresso “Iabc”: valore della terna di correnti che scorre nella terna di avvolgimenti di statore relativa al sottoblocco, proveniente dal blocco “Quadruple-three-phase synchronous machine”;
- Ingresso “Vdc_rif”: tensione di riferimento del DC-link proveniente dal blocco “Rampa rif”;
- Ingresso “psi_dq”: segnale proveniente dal blocco “Quadruple-three-phase synchronous machine” (utilizzato per effettuare la stima dell’angolo θ_d) rappresentante il flusso magnetico di statore della macchina elettrica secondo il sistema di riferimento rotante dq;

- Ingresso “Id_ref”: valore del riferimento della corrente di asse d, proveniente dal blocco “Deflussatore“ per implementare il deflussaggio del motore.
- Ingresso “Vdc”: tensione misurata ai capi del condensatore del DC-link;
- Ingresso “Pout”: valore della potenza assorbita dalla rete, proveniente dal blocco “convertitore”;
- Uscita “Vabc_ref”: tensione da applicare ai morsetti del generatore-asse per ottenere il valore di potenza richiesto dalla rete.

Nella Figura 9.5 è possibile notare in basso a sinistra il blocco FF che, come esposto nel Capitolo 3, fornisce una stima della corrente di riferimento di asse q. La corrente stimata aumenta la velocità di risposta della catena di regolazione. Il valore della corrente di riferimento di asse q è in seguito affinato dall’anello di regolazione della tensione del DC-Link con una certa inerzia.

In alto si possono notare i blocchi che implementano i regolatori PI di tensione del DC-link e di corrente analogamente a quelli visti nei paragrafi precedenti.

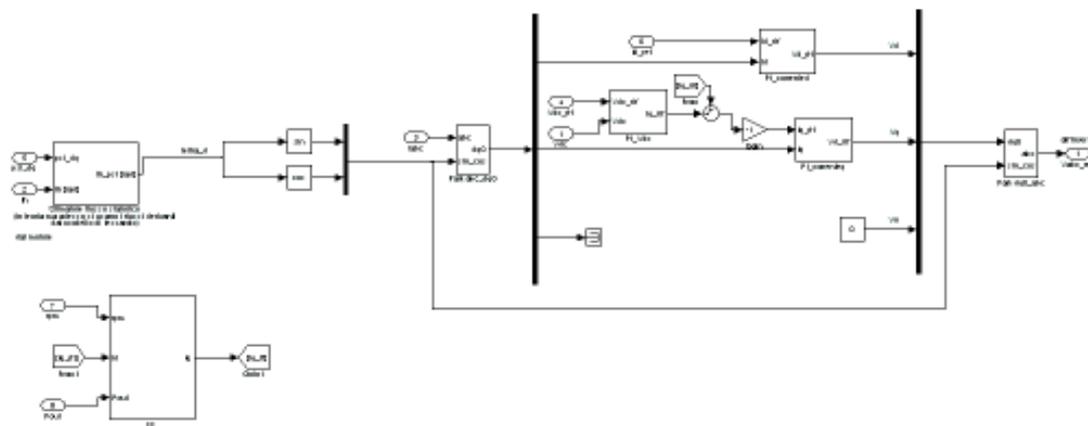


Figura 9.5 Visione interna del Blocco controllo lato rete

9.2.4 Blocco GLOBAL MODEL

Nella Figura 9.6 è mostrato il blocco principale che si presenta all’avviamento del modello. Nel blocco sono presenti due ingressi e diverse uscite dove sono riportate le grandezze più significative, il cui andamento può essere visualizzato inserendo

degli “scope” di Simulink. Rispetto al blocco presentato nel Capitolo 6, questo presenta un ingresso aggiuntivo (PRESA DI CARICO) che equivale al valore di potenza assorbita dal carico applicato ai morsetti del convertitore.

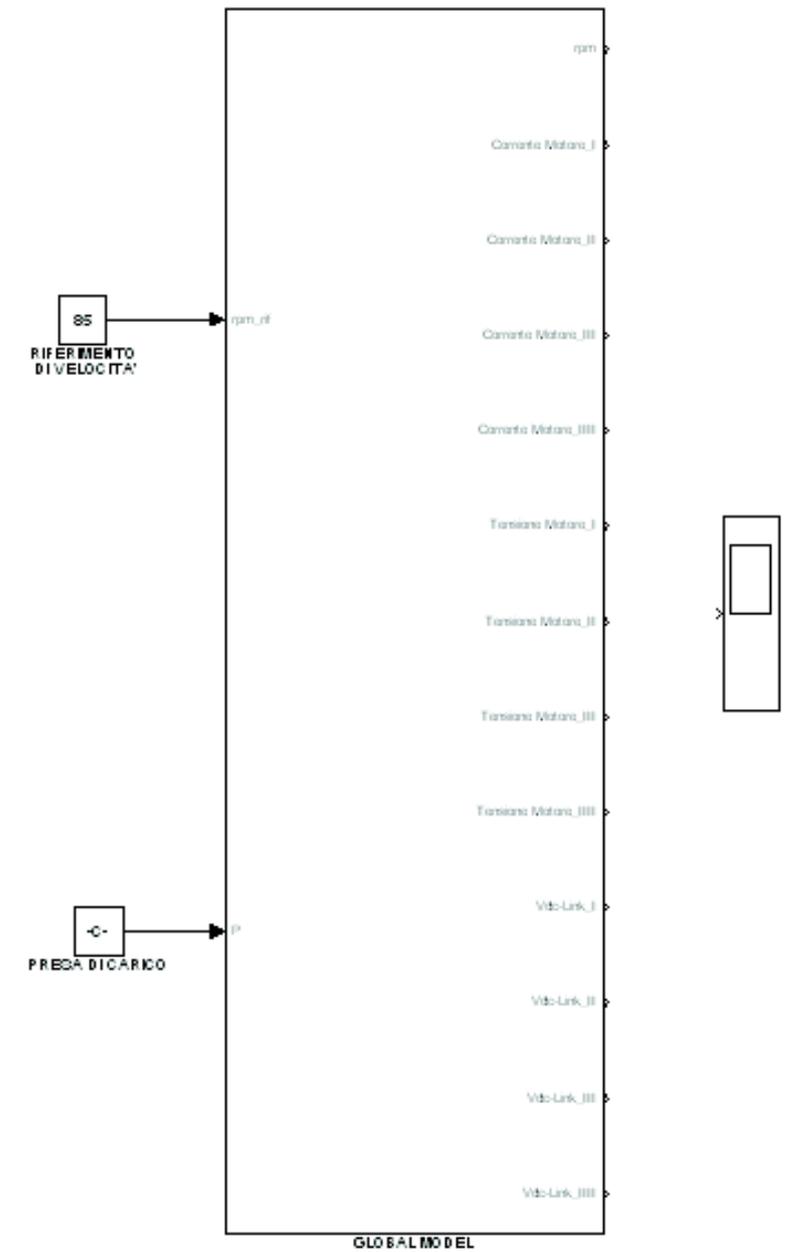


Figura 9.6 Blocco GLOBAL MODEL

9.3 Interfaccia di inserimento dei parametri

L'interfaccia centrale di inserimento dei parametri si differenzia da quella presentata nel Capitolo 6 per la presenza della maschera di inserimento dei parametri del regolatore di tensione del DC-Link lato motore.

REGOLATORE DI TENSIONE DC_LINK LATO MOTORE	
Guadagno proporzionale	1.3e-4
Costante di tempo integrale (s)	2e-3
Costante di tempo del desaturatore dell'azione integrale (s)	2e-3
Limite dell'uscita del regolatore (A)	1000

Figura 9.7 Maschera di inserimento dei parametri del regolatore di tensione del DC-Link lato motore

La maschera riportata nella Figura 9.7 è individuabile all'interno della Maschera principale di inserimento dei parametri nelle righe seguenti:

Riga 12:

Guadagno proporzionale del regolatore di tensione del DC-link.

Riga 13:

Costante di tempo integrale del regolatore di tensione del DC-link.

Riga 14:

Costante di tempo del desaturatore dell'azione integrale del regolatore di tensione del DC-link .

Riga 15:

Valore limite dell'uscita del regolatore di tensione del DC-link.

9.4 Blocco PRESA DI CARICO

Il valore della potenza assorbita dalla rete è impostabile dall'operatore attraverso il blocco "PRESA DI CARICO" inserendo il valore della potenza direttamente all'interno del menù a tendina dello stesso (Figura 9.8).

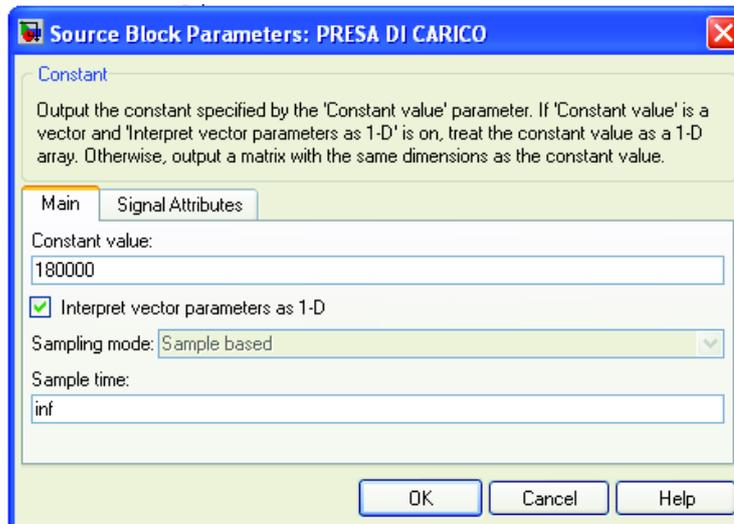


Figura 9.8 Interfaccia di inserimento dei parametri del blocco PRESA DI CARICO

I valori di potenza assorbita sono espressi in Watt.

Capitolo 10 Risultati delle simulazioni

10.1 Introduzione

Nel presente capitolo si effettua una dettagliata osservazione della risposta del sistema alle variazioni del riferimento di velocità in ingresso al modello. Lo studio prevede di eseguire una serie di simulazioni allo scopo di analizzare la corretta risposta del sistema ai comandi forniti.

Prima di avviare le simulazioni è stato effettuato un'ulteriore ottimizzazione inserendo il blocco LCL implementato secondo le equazioni di Park (Figura 10.8) e presentato nel Capitolo 8 in sostituzione di quello rappresentato nel dominio del tempo (8.4). Questa ulteriore sostituzione ha permesso di alleggerire notevolmente la mole di dati da far gestire al calcolatore riducendo a sua volta il tempo di simulazione.

10.2 Implementazione del filtro LCL secondo le equazioni di Park

Il principio di Park, applicabile solo in condizioni di elementi lineari e fisicamente simmetrici, è in grado di definire in modo diretto e sistematico le funzioni di trasferimento che descrivono, in un qualsiasi regime dinamico, il comportamento degli elementi tipici delle reti trifasi in alternata facendo ricorso alle impedenze (o ammettenze) operatoriali originate all'occorrenza.

Lo studio ha come punto di partenza l'applicazione del principio su un banco di resistori uguali (Figura 10.1), non collegati direttamente tra loro per il quale le tensioni e le correnti di fase risultano legate secondo le seguenti equazioni:

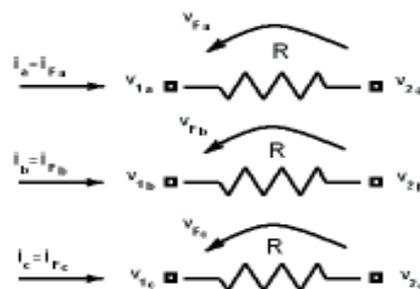


Figura 10.1 Banco di tre resistori uguali e non collegati tra loro

$$\begin{cases} v_{(F)a} = Ri_{(F)a} \\ v_{(F)b} = Ri_{(F)b} \\ v_{(F)c} = Ri_{(F)c} \end{cases} \quad (10.1)$$

dove $v_{(F)x} = v_{1x} - v_{2x}$ e $i_{(F)x} = i_x$;

con $x = a, b, c$.

Da [41] la terna di resistori può essere assimilata a due circuiti distinti (Figura 10.2), uno contenente le componenti di asse diretto e in quadratura, uno contenente le componenti omopolari, se non nulle, ottenute dalla trasformazione di Park.

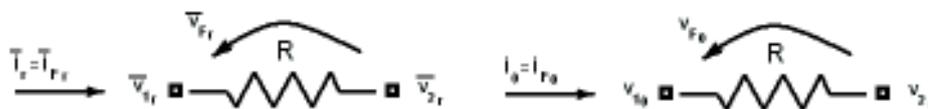


Figura 10.2 Circuiti equivalenti dei resistori

I due circuiti possono essere modellizzati attraverso il seguente sistema:

$$\begin{cases} \bar{v}_{(F)r} = R\bar{i}_{(F)r} \\ \bar{v}_{(F)0} = R\bar{i}_{(F)0} \end{cases} \quad (10.2)$$

dove:

$$\begin{cases} \bar{v}_{(F)r} = \bar{v}_{1r} - \bar{v}_{2r} \\ \bar{v}_{(F)0} = \bar{v}_{10} - \bar{v}_{20} \end{cases} \quad (10.3)$$

e

$$\begin{cases} \bar{i}_{(F)r} = \bar{i}_r \\ \bar{i}_{(F)0} = \bar{i}_0 \end{cases} \quad (10.4)$$

Anche l'analisi effettuata su un banco di tre induttori (Figura 10.3) porta ad ottenere due circuiti equivalenti prodotti dalle componenti di asse diretto e in quadratura, nonché dalle componenti omopolari.

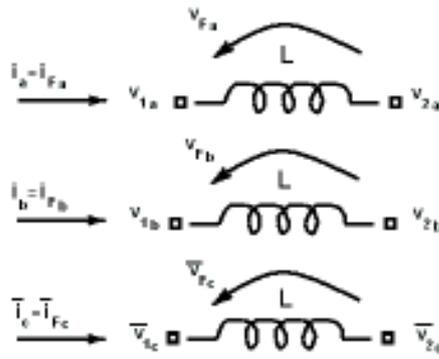


Figura 10.3 Banco di tre induttori uguali e non collegati tra loro

I sistemi (10.3) e (10.4) risultano ancora validi, mentre il sistema che modella i circuiti equivalenti (Figura 10.4), originati secondo la trattazione di Park riportata nella appendice 2 di [41] risulta essere espresso come segue:

$$\begin{cases} \bar{v}_{(F)r} = (p + j\Omega_r)L\bar{i}_{(F)r} \\ \bar{v}_{(F)0} = L_0\bar{i}_{(F)0} \end{cases} \quad (10.5)$$

dove:

$p \triangleq \frac{d}{dt}$ e $\Omega_r \triangleq \frac{d\theta_r}{dt}$ e nel caso particolare in cui gli induttori monofasi siano magneticamente disaccoppiati $L_0 = L$.

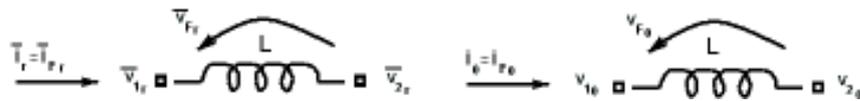


Figura 10.4 Circuiti equivalenti degli induttori magneticamente disaccoppiati

Nel caso in cui si vogliono studiare tre condensatori collegati tra loro a stella (Figura 10.5)

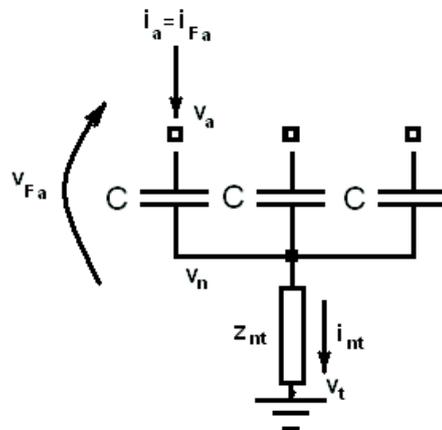


Figura 10.5 Banco di tre condensatori collegati a stella

e assumendo la (10.6)

$$\begin{cases} i_{(F)a} = c \frac{dv_{(F)a}}{dt} \\ i_{(F)b} = c \frac{dv_{(F)b}}{dt} \\ i_{(F)c} = c \frac{dv_{(F)c}}{dt} \end{cases} \quad (10.6)$$

i sistemi (10.2), (10.3) rimangono inalterati ed i circuiti equivalenti che descrivono il sistema nel riferimento dq0 (Figura 10.6) originati secondo la trattazione di Park riportata nella appendice 2 di [41] risulta essere espresso come segue:

$$\begin{cases} \bar{i}_{(F)r} = (p + j\Omega_r) C \bar{v}_{(F)r} \\ \bar{i}_{(F)0} = p C v_{(F)0} \end{cases} \quad (10.7)$$

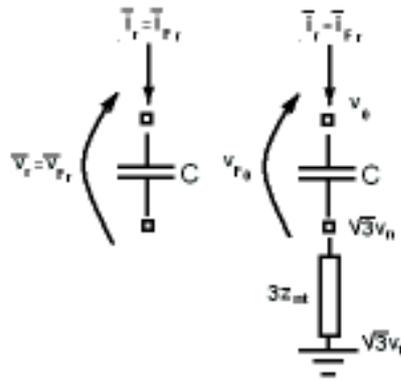


Figura 10.6 Circuiti equivalenti condensatori collegati a stella

Per cui si deducono i circuiti equivalenti riportati in Figura 10.6, con:

$$\frac{\bar{i}_r}{\bar{v}_{1r} - \bar{v}_{2r}} = \frac{\bar{i}_{(F)r}}{\bar{v}_{(F)r}} = (p + j\Omega_r)C \quad (10.8)$$

e

$$\frac{i_0}{v_{10} - v_{20}} = \frac{i_{(F)0}}{v_{(F)0}} = pC \quad (10.9)$$

Analogamente a quanto riportato nel caso degli induttori [41], si ha da intendere che:

- nei circuiti equivalenti relativi alle componenti omopolari, il simbolo grafico della generica capacità C stia a rappresentare (in accordo con la convenzione usuale) l'equazione $i_{(F)0} = pC v_{(F)0}$;
- nei circuiti equivalenti relativi ai vettori di Park, tale simbolo rappresenti invece l'equazione $\bar{i}_{(F)r} = (p + j\Omega_r)C \bar{v}_{(F)r}$ anziché $\bar{i}_{(F)r} = pC \bar{v}_{(F)r}$.

Osservando il circuito equivalente del filtro LCL di Figura 8.6, si evince che non esiste alcun circuito che permetta la circolazione delle componenti, in quanto (lato rete) il centro stella del trasformatore di propulsione è isolato, mentre (lato motore) il convertitore non ha connessioni verso terra, quindi realizza una condizione di centro stella isolato.

Lo studio può quindi essere condotto considerando il solo circuito composto dalle componenti di asse diretto e in quadratura.

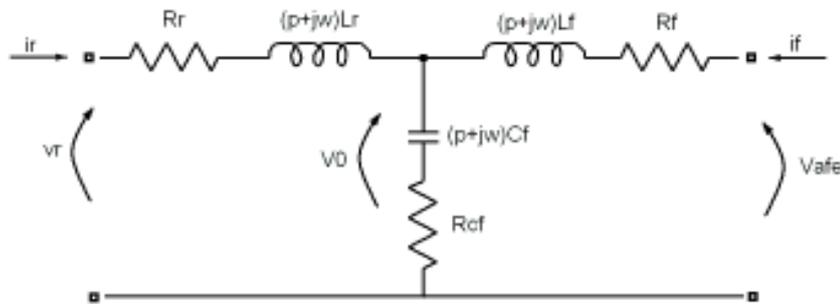


Figura 10.7 Circuito equivalente del filtro LCL

Il sistema che modella il filtro LCL secondo Park è ottenuto sfruttando le equazioni alle maglie e ai nodi dello schema di Figura 10.7:

$$\begin{cases} (p + j\Omega)L_f \bar{i}_f = -\bar{v}_0 + \bar{v}_{afe} - R_f \bar{i}_f \\ (p + j\Omega)C_f \bar{v}_0 + \frac{1}{R_{fc}} \bar{v}_0 = \bar{i}_r + \bar{i}_f \\ (p + j\Omega)L_r \bar{i}_r = \bar{v}_r - R_r \bar{i}_r - \bar{v}_0 \end{cases} \quad (10.10)$$

Il sistema può essere facilmente implementato in termini matriciali in Simulink riscrivendo l'equazione (10.10) nel modo seguente:

$$\begin{cases} (R_f + j\Omega L_f) \bar{i}_f + p L_f \bar{i}_f = -\bar{v}_0 + \bar{v}_{afe} \\ \left(\frac{1}{R_{fc}} + j\Omega C_f \right) \bar{v}_0 + p C_f \bar{v}_0 = \bar{i}_r + \bar{i}_f \\ (R_r + j\Omega L_r) \bar{i}_r + p L_r \bar{i}_r = \bar{v}_r - \bar{v}_0 \end{cases} \quad (10.11)$$

Il blocco Simulink che ne deriva presenta gli stessi ingressi e le stesse uscite di quello utilizzato in precedenza (Figura 8.5), quindi la sostituzione non ha causato alcuna modifica al sistema complessivo. La sostanziale modifica riguarda la drastica riduzione dei blocchi integratori, causa principale di aggravio computazionale del sistema complessivo. Nella Figura 10.8 si vede come la trattazione appena effettuata, coadiuvata con l'implementazione in termini

matriciali delle equazioni ottenute, permette di sviluppare il sistema attraverso un numero limitato di blocchi.

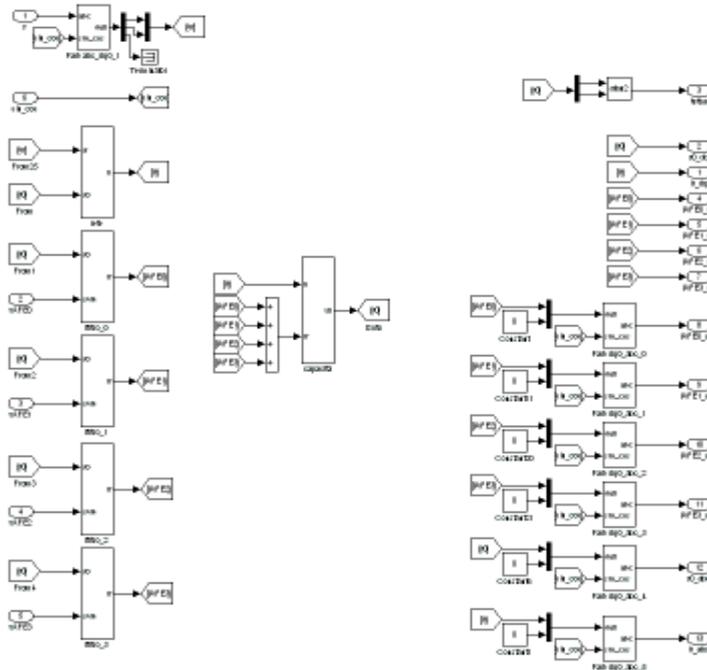


Figura 10.8 Visione interna del blocco “LCL”

Il filtro è stato ulteriormente suddiviso in 3 tronconi, atti a sviluppare separatamente le tre equazioni componenti il sistema, le cui variabili di ingresso/uscita risultano logicamente legate.

Il primo troncone è composto dal sottoblocco filtro# (con # da 0 a 3) e implementa la prima equazione del sistema (10.11). La sua composizione interna è rappresentata in Figura 10.9.

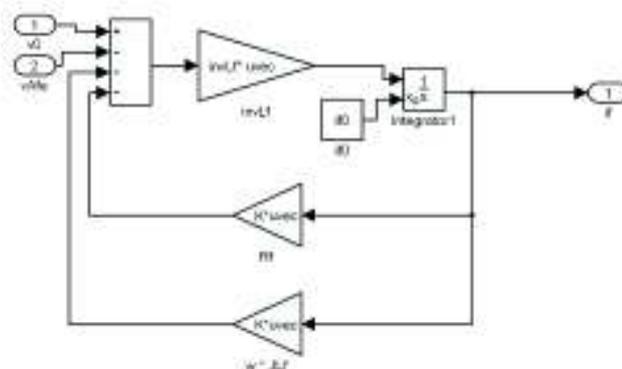


Figura 10.9 Visione interna del sottoblocco filtro #

Il secondo troncone è composto dal sottoblocco capacità e implementa la seconda equazione del sistema (10.11). La sua composizione interna è rappresentata in Figura 10.10.

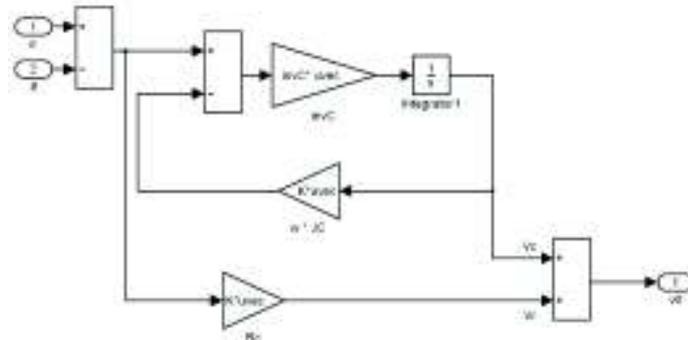


Figura 10.10 Visione interna del sottoblocco capacità

Il terzo troncone è formato dal sottoblocco rete, che viene utilizzato per implementare la terza equazione del sistema (10.11). Nella Figura 10.11 è mostrato il contenuto del relativo sottoblocco.

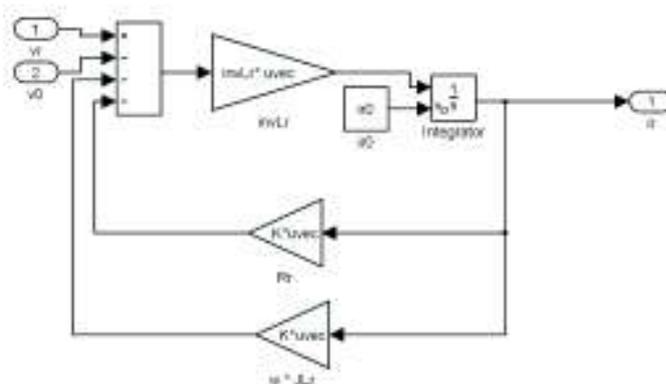


Figura 10.11 Visione interna del sottoblocco rete

L'implementazione del blocco LCL rivisitato con la chiave di lettura appena esposta porta il sistema passivo ad essere automaticamente bidirezionale, quindi il passaggio da modello di propulsione a modello di generazione asse non ne pregiudica il normale funzionamento.

10.3 Simulazione con simulatore sinusoidale

La simulazione con simulatore sinusoidale (nel quale non è implementata la strategia della modulazione PWM) prevede di eseguire una rampa di accelerazione del sistema di propulsione della nave, variando i giri dell'elica da zero fino alla velocità massima di 158 giri/min attraverso la rampa di riferimento di Figura 10.12. Per realizzare ciò la parte iniziale della simulazione prevede di partire con il sistema spento, ossia di impostare la velocità di riferimento del motore a zero mentre il valore della tensione del DC-link è inizializzata a 1250V, per non saturare dal principio gli integratori.

Il carico applicato alla macchina corrisponde alla coppia resistente fornita dall'elica di propulsione, ipotizzando un andamento direttamente proporzionale al quadrato della velocità di rotazione della stessa.

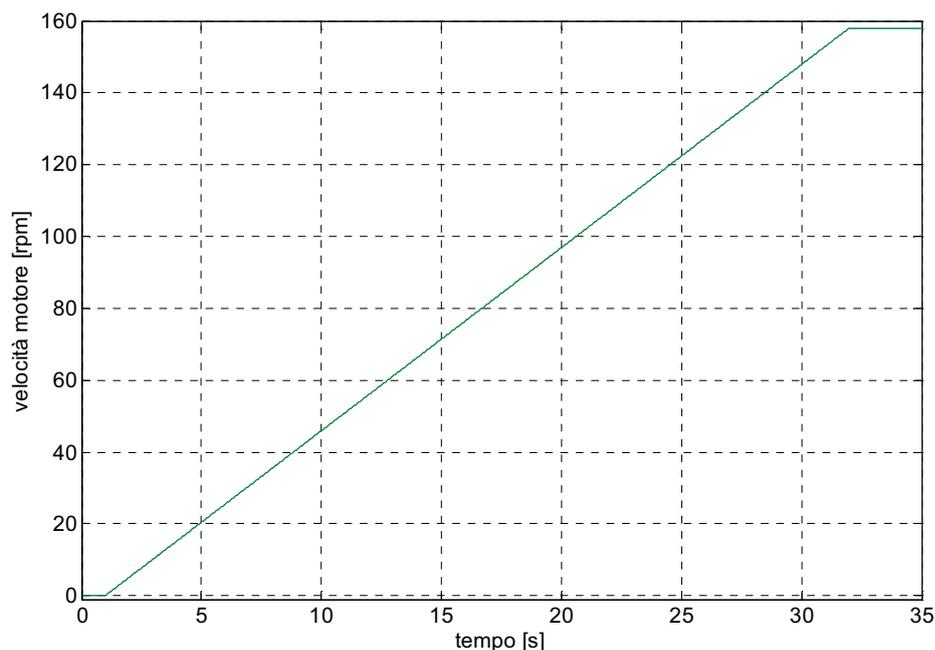


Figura 10.12 Misura della velocità di rotazione della macchina secondo la rampa di riferimento fornita

Complessivamente la velocità dell'elica segue fedelmente l'andamento del riferimento; è possibile notare, infatti, come le due curve di velocità risultino perfettamente sovrapposte.

10.3.1 Coppia erogata dalla macchina

Nella Figura 10.13 con il colore verde è identificato il valore della coppia prodotta dal motore, con il colore blu il valore della coppia resistente sviluppata dall'elica di propulsione, che è direttamente proporzionale al quadrato della velocità di rotazione della macchina.

A bassa velocità il valore di coppia sviluppata è nullo, per poi crescere con andamento parabolico. La coppia cresce al crescere della velocità di rotazione della macchina fino al valore nominale della stessa.

Come spiegato nel Capitolo 3, il sistema di propulsione analizzato è di tipo ibrido; questo permette di ottenere una propulsione completamente elettrica, fino alla velocità nominale di macchina (82rpm), per poi passare alla propulsione mista turbogas-elettrico. Per questo motivo il profilo della coppia presenta una cuspidè a 16.8s. Nell'istante in cui la macchina raggiunge la velocità nominale, viene attuata la strategia del deflussaggio, per permettere di accelerare ulteriormente il rotore fino alla velocità massima di 158 giri/min. All'umentare della velocità di rotazione della macchina la coppia erogata si riduce inevitabilmente e, grazie al contributo della turbina a gas, anche la coppia resistente decresce.

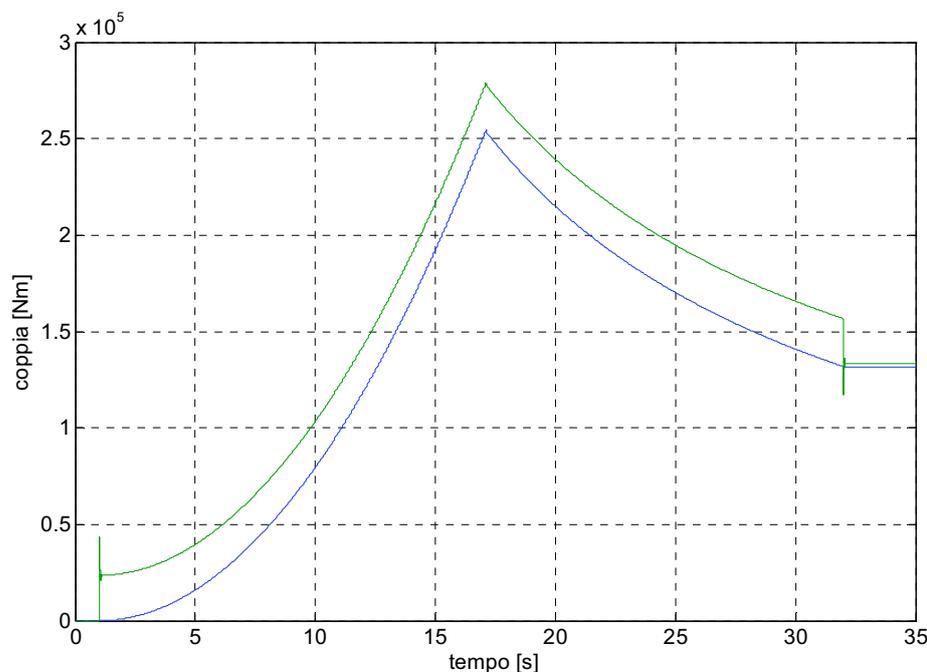


Figura 10.13 Andamento della coppia motrice (curva verde) e della coppia resistente (curva blu)

10.3.2 Corrente assorbita dalla prima terna di statore

La Figura 10.14 presenta l'andamento della corrente assorbita dalla prima terna di statore del motore, che passa dal valore iniziale nullo fino al valore massimo. All'istante 16.8s ha inizio l'azione di deflussaggio del motore, con conseguente riduzione dell'ampiezza massima della corrente assorbita in seguito alle variazioni derivanti dagli anelli di controllo. Al'istante 32s è presente un'oscillazione derivante dal raggiungimento della velocità massima prevista. In seguito il valore della corrente assorbita è ridotto perché la macchina non deve più erogare coppia accelerante.

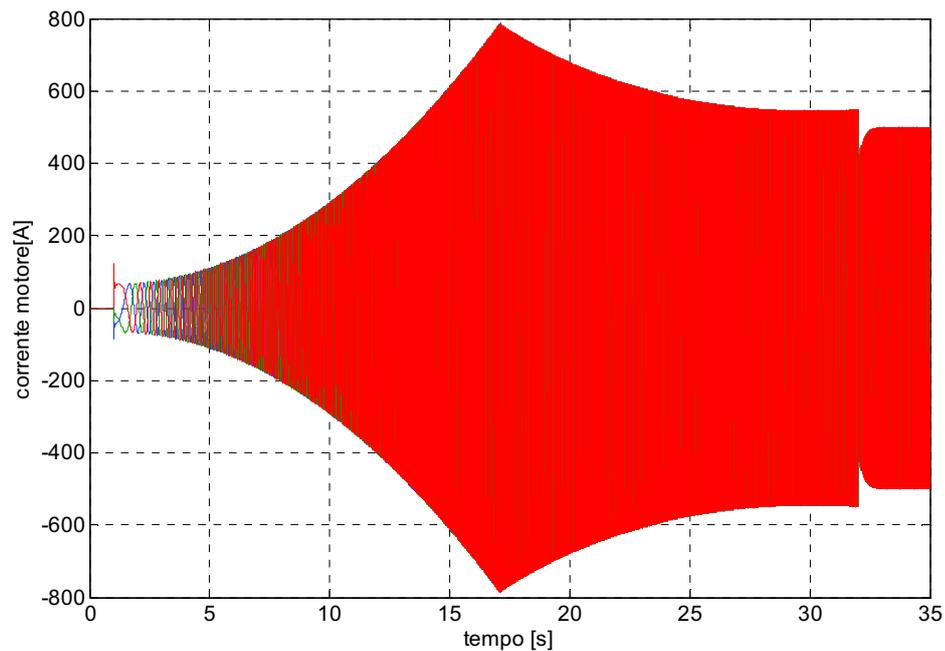


Figura 10.14 Andamento delle correnti assorbite della prima terna di statore del motore

La Figura 10.15 mostra un'ingrandimento dell'andamento della corrente assorbita dalla prima terna di statore del motore al raggiungimento della velocità massima di regime. È possibile notare come la corrente assorbita dal motore evolva linearmente anche al regime massimo di rotazione della macchina

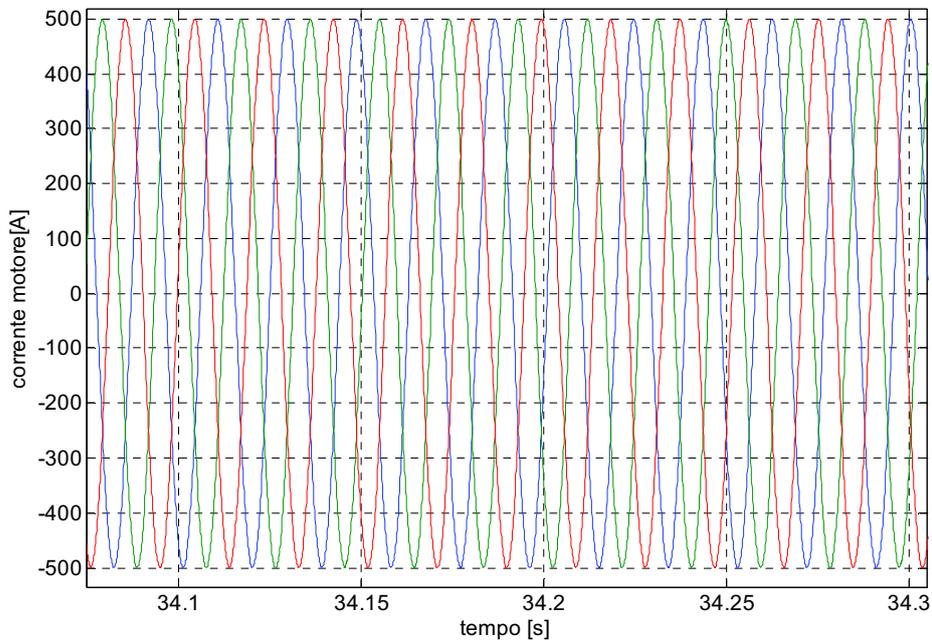


Figura 10.15 Zoom dell'andamento delle correnti assorbite della prima terna di statore del motore

10.3.3 Corrente assorbita dal sistema di propulsione

La Figura 10.16 presenta l'andamento delle correnti assorbite lato rete dal sistema di propulsione durante la fase di accelerazione e mantenimento della velocità massima di 158 giri/min. È possibile notare come all'istante 16.8s, inizio l'azione di de-flussaggio, ci sia una variazione della pendenza dell'incremento della corrente assorbita dal sistema. Al raggiungimento della velocità massima della macchina, il valore della corrente assorbita dal sistema si riduce in quanto la potenza richiesta si riduce.

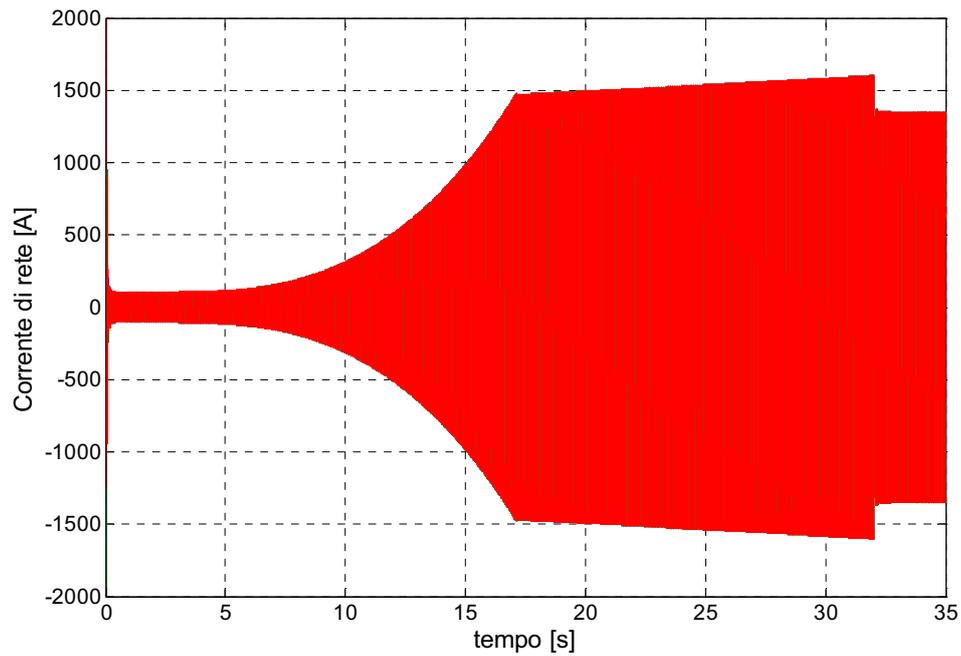


Figura 10.16 Andamento delle correnti assorbite dall'azionamento di propulsione

In Figura 10.17 è possibile apprezzare un'ingrandimento dell'andamento della corrente assorbita dal sistema di propulsione al raggiungimento della velocità massima di regime. La corrente assorbita dal motore evolve linearmente anche al regime massimo di rotazione della macchina; questo andamento indica una buona taratura dei regolatori

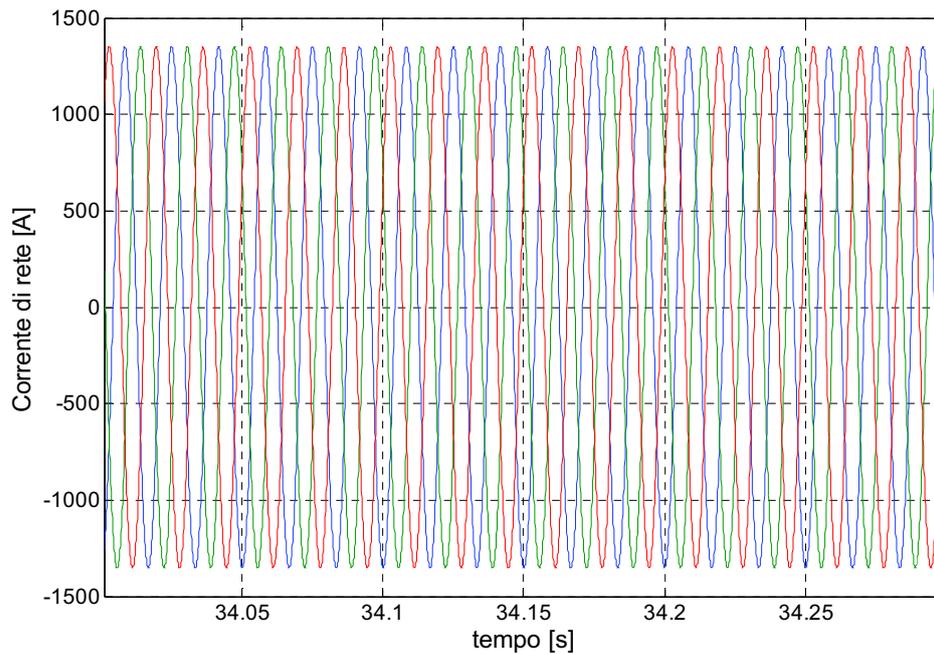


Figura 10.17 Zoom dell'andamento delle correnti assorbite dall'azionamento di propulsione

10.3.4 Tensione del DC-Link

Nella Figura 10.18 è illustrato l'andamento della tensione DC-link del convertitore 1. L'andamento della tensione del DC-Link del convertitore 1 rispecchia quello dei restanti 3 convertitori. A causa di errori iniziali di calcolo, intrinseci al software in uso, il valore della tensione del DC-Link necessita di alcuni cicli di sistema per potersi settare correttamente sul valore di riferimento imposto. Dalla figura è possibile notare come la tensione reale (verde) inseguia perfettamente il valore di tensione di riferimento fornito (blu).

Il valore di tensione rimane costante all'aumentare della velocità di rotazione della macchina, per poi incrementare secondo la strategia illustrata nel Capitolo 4.

La tensione del DC-Link segue il riferimento anche durante la variazione dello stesso, e presenta solo una sovra elongazione, con conseguente oscillazione smorzata, del 2% in corrispondenza del cambio di pendenza del riferimento fornito (Figura 10.19)

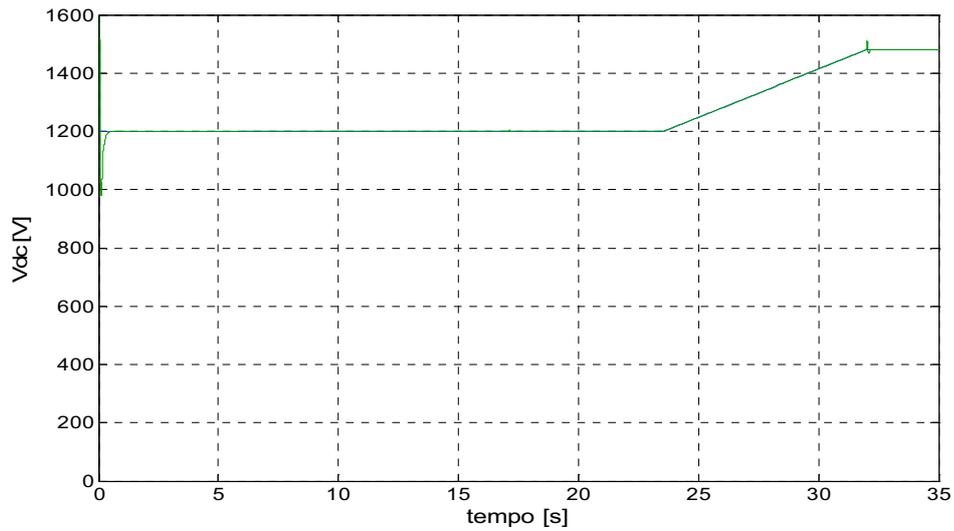


Figura 10.18 Andamento della tensione del DC-Link

La Figura 10.19 mostra un ingrandimento dell'andamento della tensione del DC-Link in corrispondenza del raggiungimento del cambio di pendenza del valore di riferimento fornito al regolatore di tensione. In questa figura si può notare come la sovra elongazione di tensione non superi il 2% del valore nominale raggiunto e come l'oscillazione si estingua nell'intorno dei 3 decimi di secondo. Questo andamento è del tutto in linea con le risposte ottenute dallo studio condotto nel Capitolo 4

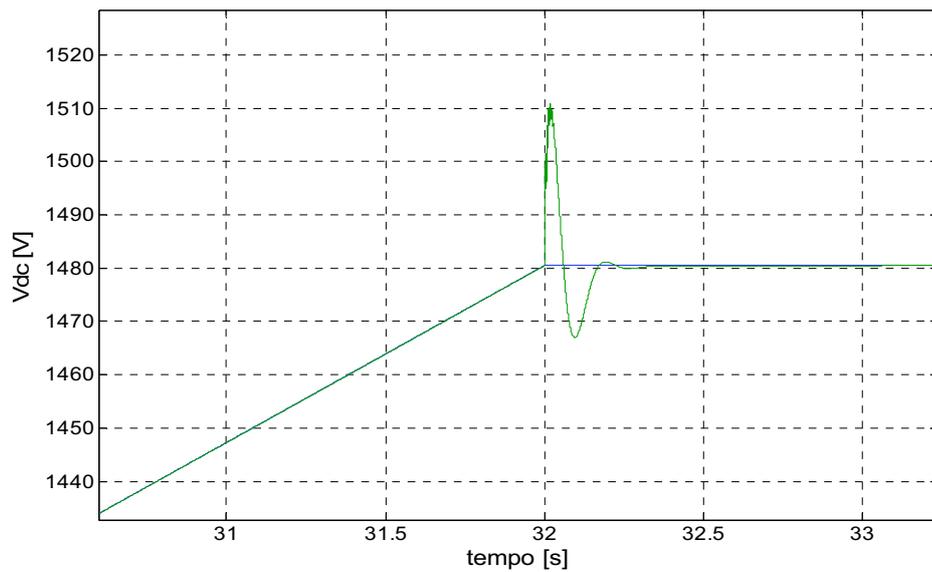


Figura 10.19 Zoom dell'andamento della tensione del DC-Link (curva verde) e del suo valore di riferimento (curva blu)

10.4 Simulazione con simulatore PWM

In questo paragrafo sono riportati risultati di simulazioni effettuate con il simulatore nel quale è implementato il controllo di tensione dei convertitori con la tecnica della PWM. Le simulazioni sono eseguite nelle medesime condizioni di quelle effettuate in precedenza con il simulatore sinusoidale. Si provvede ad accelerare lo scafo variando i giri dell'elica da zero fino alla velocità 158 giri/min attraverso la rampa di riferimento di Figura 10.20. Per realizzare ciò la parte iniziale della simulazione prevede di partire con il sistema spento, ossia di impostare la velocità di riferimento del motore a zero mentre il valore della tensione del DC-link è inizializzata a 1250V per non saturare dal principio gli integratori.

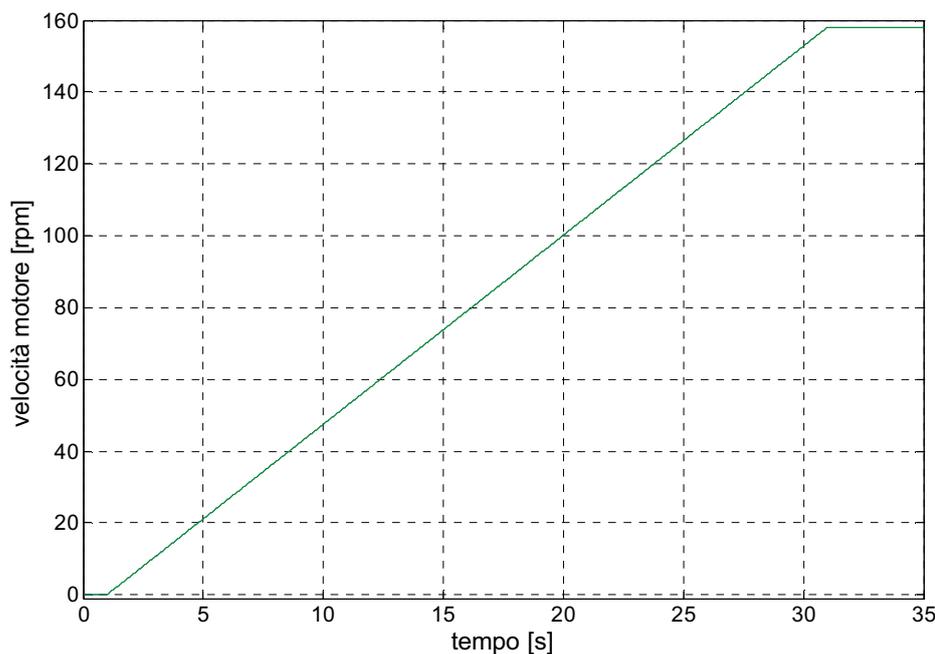


Figura 10.20 Misura della velocità di rotazione della macchina secondo la rampa di riferimento fornita

10.4.1 Coppia

In Figura 10.21 è riportato l'andamento della coppia sviluppata dalla macchina durante la rampa di accelerazione esposta in Figura 10.20.

Rispetto alla coppia misurata nella simulazione condotta in regime sinusoidale, questa presenta un profilo più irregolare a causa delle armoniche di corrente introdotte dall'alimentazione modulata attraverso la modulazione PWM.

Il valore medio ed il profilo della coppia elaborata dalla macchina rimane invariato rispetto al profilo visto nella simulazione sinusoidale.

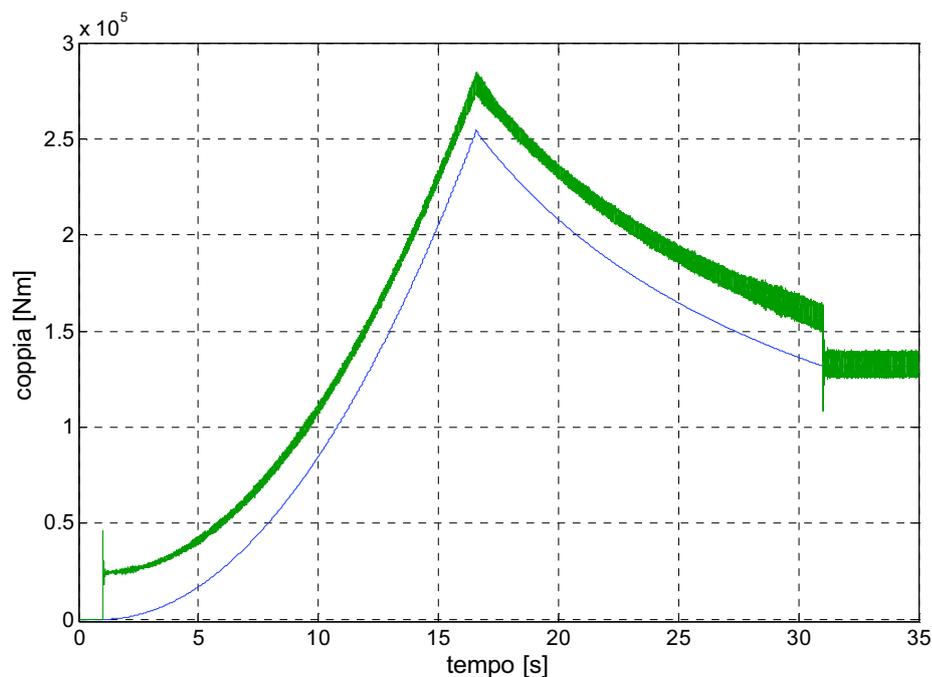


Figura 10.21 Andamento della coppia motrice (curva verde) e della coppia resistente (curva blu)

In Figura 10.22 è illustrato l'andamento della corrente assorbita dalla prima terna di statore della macchina. La corrente aumenta all'aumentare della richiesta di potenza/coppia della macchina all'aumentare della velocità.

In Figura 10.23 è possibile apprezzare l'elevato contenuto armonico derivante dall'alimentazione modulata e dal ricircolo delle correnti tra le fasi, che ha sede nello statore. Discriminata la frequenza elettrica della fondamentale alla velocità di

158 giri/min (50Hz) e valutata la numerosità dei picchi ad alta frequenza sovrapposti alla fondamentale, si evince che le armoniche di corrente hanno frequenza pari a 1250Hz, che corrisponde alla frequenza della portante utilizzata.

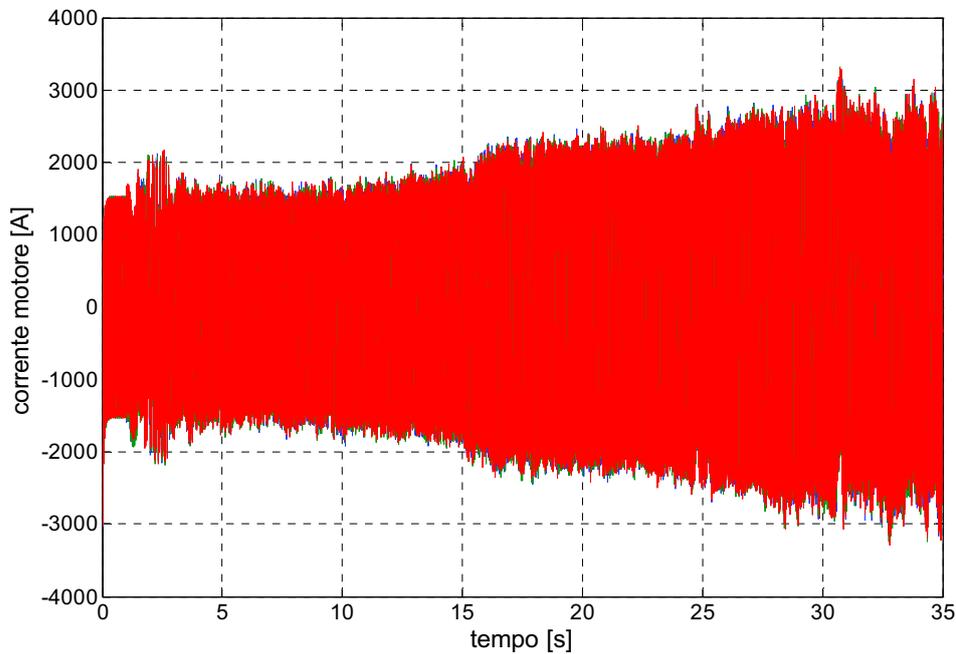


Figura 10.22 Andamento delle correnti assorbite della prima terna di statore del motore

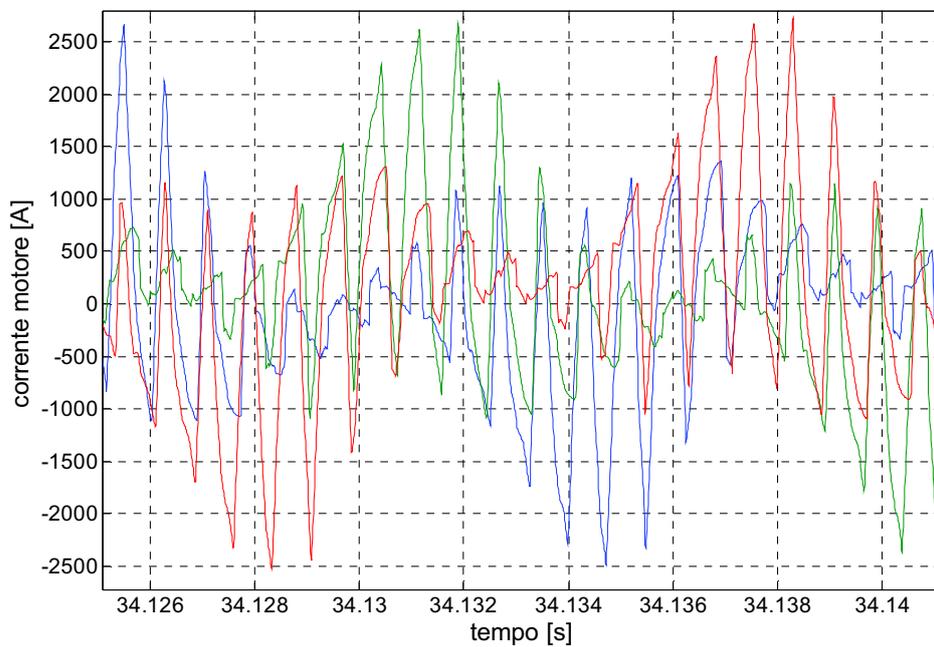


Figura 10.23 Zoom dell'andamento delle correnti assorbite della prima terna di statore del motore

10.4.2 Corrente assorbita dal sistema di propulsione

La Figura 10.24 presenta l'andamento della corrente assorbita dall'intero sistema di propulsione durante la fase di accelerazione e mantenimento della velocità massima di 158 giri/min. È possibile notare come all'istante 16.8s, inizio l'azione di deflussaggio, ci sia una variazione della pendenza dell'incremento della corrente assorbita dal sistema. Al raggiungimento della velocità massima della macchina, il valore della corrente assorbita dal sistema si riduce inquanto la potenza richiesta si riduce, come per il caso di simulazione in regime sinusoidale.

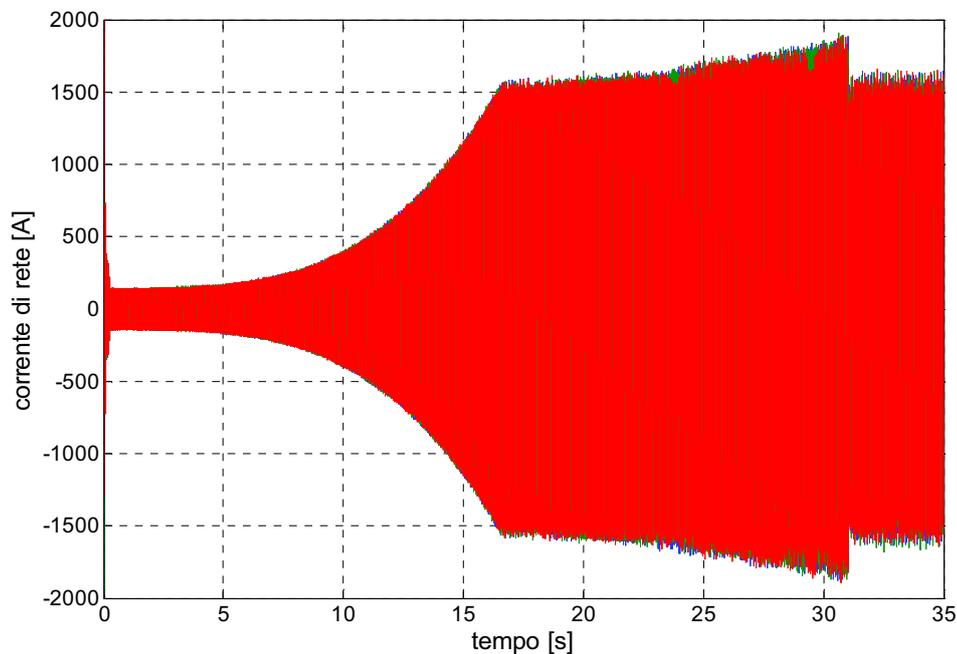


Figura 10.24 Andamento delle correnti assorbite dall'azionamento di propulsione

A differenza della simulazione in sinusoidale, effettuando un'ingrandimento della corrente assorbita dal sistema di propulsione (Figura 10.25) è possibile osservare come la corrente presenti delle armoniche, benché energeticamente attenuate dall'azione filtrante esposta nel Capitolo 10, derivanti dalla modulazione PWM utilizzata; questo risultato convalida la teoria che stà alla base della trattazione fatta per realizzare il filtro LCL nel dominio di Park.

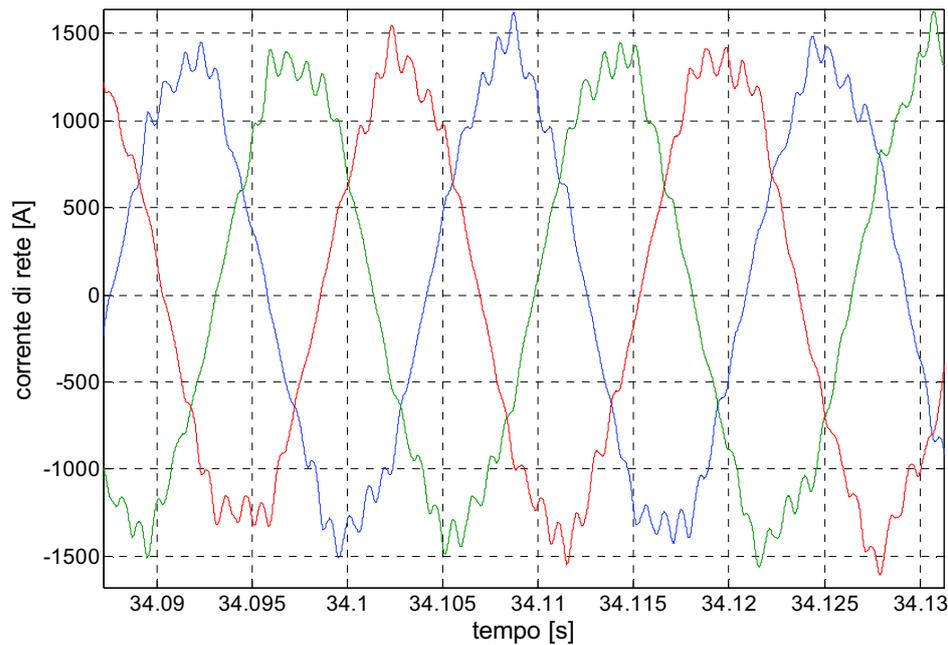


Figura 10.25 Zoom dell'andamento delle correnti assorbite dall'azionamento di propulsione

10.4.3 Tensione del DC-Link

Nella Figura 10.26 è illustrato l'andamento della tensione DC-Link del convertitore 1 che rispecchia quello dei restanti 3 convertitori. Per problemi legati alla regolazione della tensione del DC-Link durante gli istanti iniziali di simulazione sono stati eseguiti opportuni settaggi del sistema in modo che il DC-Link parta da valore di tensione nulla; in questo modo gli errori iniziali di calcolo, intrinseci al software in uso, non portano il sistema a collassare.

Dalla Figura 10.26 è possibile notare come la tensione reale (verde) presenti delle oscillazioni nell'intorno del valore di tensione di riferimento fornito (blu); queste sono causate dalle oscillazioni di coppia, e quindi di potenza, che derivano dal ricircolo delle correnti tra le fasi di statore.

Il valore delle oscillazioni aumenta all'aumentare della velocità di rotazione della macchina, perché il valore massimo delle armoniche di corrente cresce al crescere della stessa.

Nonostante ciò la tensione del DC-Link segue il riferimento anche durante la variazione dello stesso, ma presenta una sotto elongazione, con conseguente oscillazione smorzata, del 5.4% in corrispondenza del cambio di pendenza del

riferimento fornito (Figura 10.27). Anche in questo caso la risposta del regolatore di tensione è in linea con le risposte ottenute dallo studio condotto nel Capitolo 4.

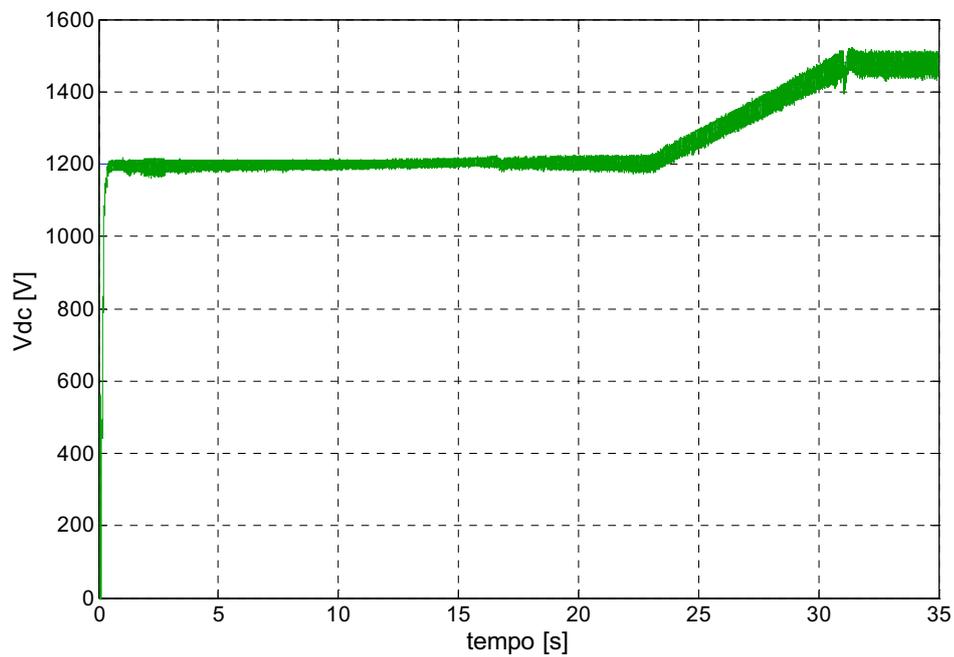


Figura 10.26 Andamento della tensione del DC-Link

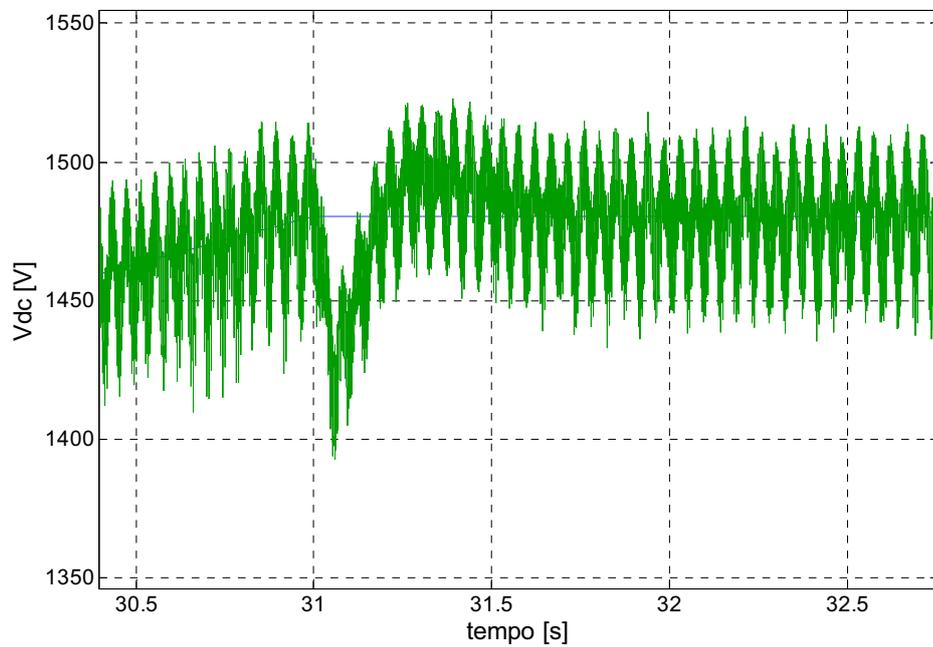


Figura 10.27 Zoom dell'andamento della tensione del DC-Link (curva verde) e del suo valore di riferimento (curva blu)

10.5 Simulazione del funzionamento da generatore-asse

La simulazione prevede di far ruotare alla velocità nominale la macchina sincrona, che risulta essere meccanicamente trainata da un motore primo. Inizialmente il generatore è a vuoto, nell'istante 5s viene effettuata una presa di carico istantanea con lo scopo di valutare l'andamento delle tensioni e delle correnti della macchina e del convertitore.

Per far sì che la macchina funzioni da generatore è sufficiente invertire il segno della coppia fornita ai morsetti di ingresso e modificare la strategia di controllo come indicato nel Capitolo 3.

10.5.1 Tensione del dc-link

In Figura 10.28 è illustrato l'andamento della tensione DC-link del convertitore 1. L'andamento della tensione del DC-Link del convertitore 1 rispecchia quello dei restanti 3 convertitori. Il valore della tensione nei primi 0.5 secondi presenta un'oscillazione, causata dal transitorio iniziale di simulazione. Al secondo 5 viene effettuata una presa di carico di 720kW(ossia 180kW per terna).

La presa di carico istantanea produce una fluttuazione della tensione del DC-link del valore di 150V, che si estingue in 0.5 secondi. Una fluttuazione, pari al 12%, può essere considerata accettabile in considerazione del fatto che essa si estingue in 0.5 secondi, del tutto in linea con la scelta effettuata sulla larghezza di banda e con il margine di fase impostato.

A avendo eseguito una presa di carico istantanea, i regolatori hanno reagito nel modo più corretto. Anelli di regolazione contenenti regolatori di tipo PI, infatti, presentano un'inerzia iniziale dovuta all'azione derivativa; questa lacuna viene subito colmata dall'azione proporzionale che dona maggior reattività al controllo, essa diventa sempre più incisiva all'aumentare del divario tra valore di riferimento e valore reale. Disponendo di un regolatore con margine di fase inferiore a 90° una sovra elongazione, con conseguente andamento smorzato, di questo tipo è più che accettabile

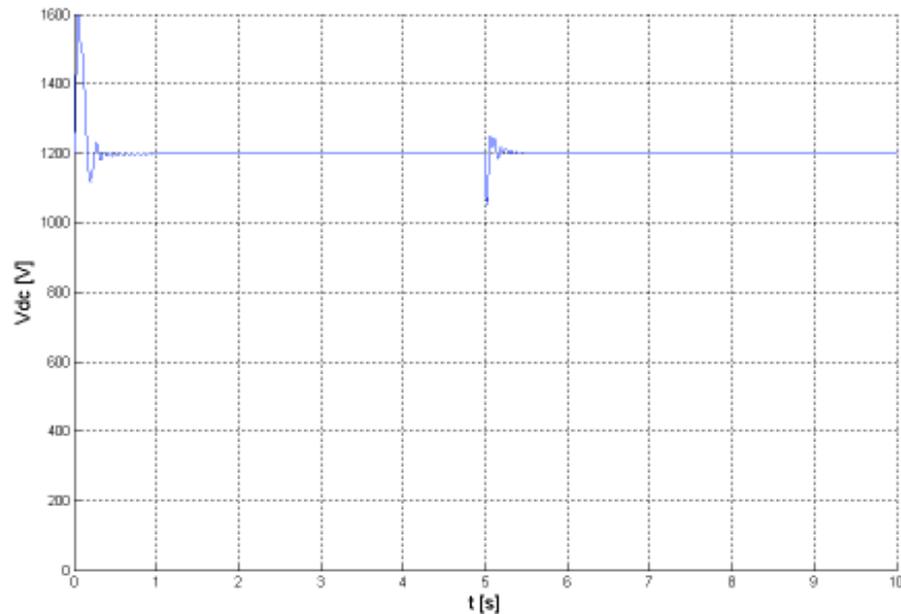


Figura 10.28 Tensione del DC-Link

10.5.2 Corrente erogata dalla macchina

In Figura 10.29 è mostrato l'andamento della corrente erogata dalla prima terna della macchina in funzionamento da generatore.

Il simulatore realizzato inizialmente necessita di un limitato tempo di assestamento (0.5s) per poter definire con esattezza il valore delle singole variabili coinvolte nella simulazione; questo difetto viene definito transitorio di simulazione.

Estinto il transitorio di simulazione è possibile procedere con la simulazione.

All'istante 5s la corrente erogata dalla macchina incrementa istantaneamente in risposta alla richiesta di potenza dovuta alla presa di carico effettuata.

Il valore di picco della corrente richiesta in seguito alla presa di carico è superiore a 400A in relazione al fatto che la tensione del DC-Link si riduce istantaneamente di 150V. Quando la tensione del DC-link viene riportata al valore di 1200V la corrente assorbita si riduce e si stabilizza sul valore di 130A.

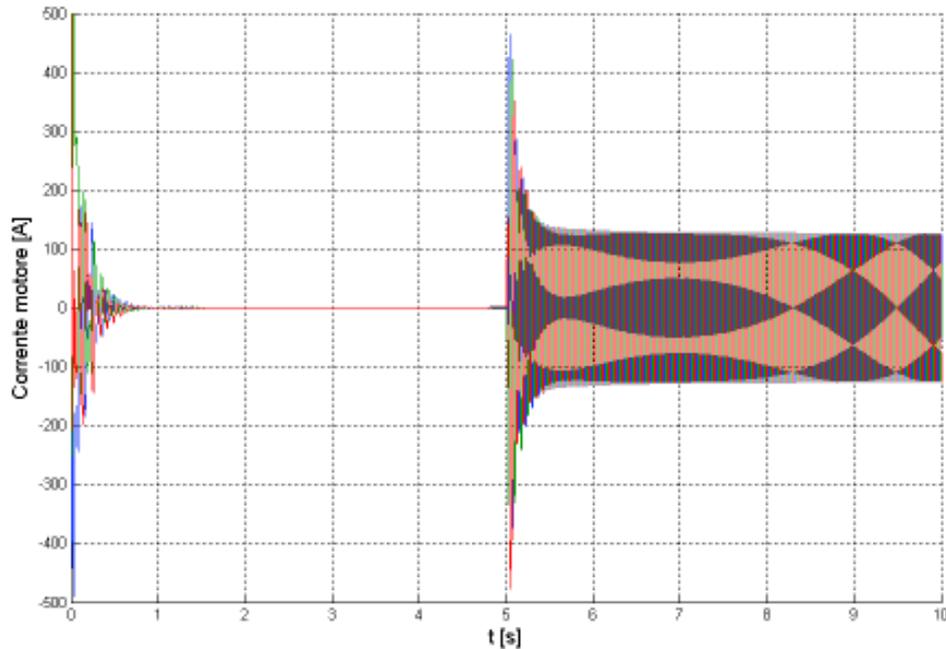


Figura 10.29 Correnti erogate dalla prima terna di statore

10.5.3 Tensione ai morsetti della prima terna di statore

In Figura 10.30 è riportato l'andamento della tensione ai morsetti della prima terna di statore della macchina nel funzionamento da generatore.

A causa del difetto di transitorio appena descritto la tensione misurata presenta un'oscillazione nei primi 0.5 secondi di simulazione.

Al secondo 5 viene effettuata la presa di carico di 720kW e la tensione subisce una flessione di 50V a causa dell'inerzia di risposta tipica dei regolatori PI.

Osservando il profilo della tensione misurata è facile notare come il regolatore implementato non presenti alcuna sovra elongazione nella risposta. Questo andamento è riscontrabile nei regolatori dove l'azione integrale è volutamente dominante al fine di non ottenere minima sovra elongazione ed assenza di oscillazioni a regime.

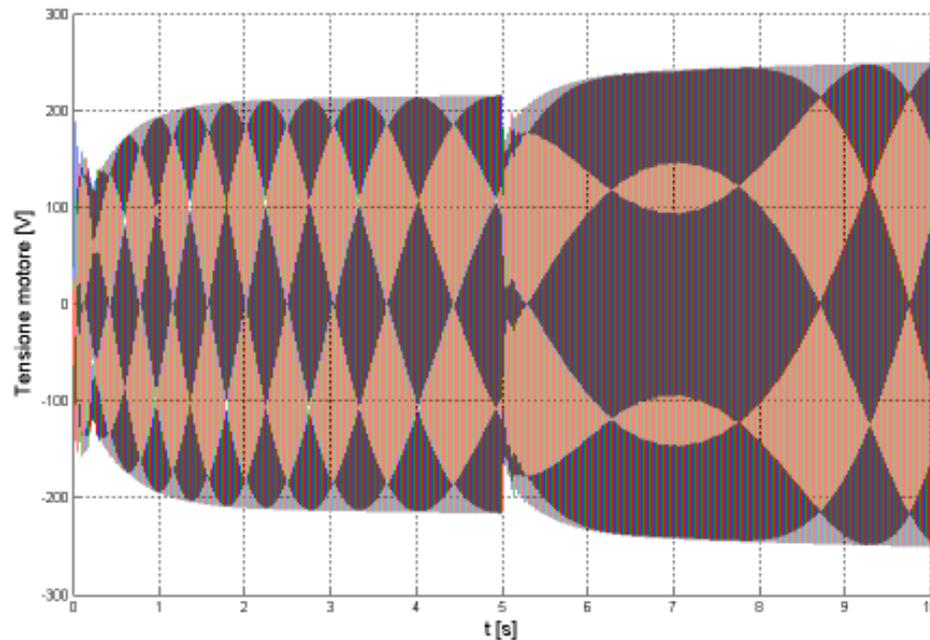


Figura 10.30 Tensioni ai morsetti della prima terna di statore

10.6 Validazione del modello

Il simulatore del generatore-asse è stato validato grazie al confronto tra i risultati ottenuti con esso e i report delle prove in mare forniti dai costruttori del sistema oggetto di studio.

I parametri inseriti nel simulatore sono stati ricavati dai report di collaudo forniti dai costruttori del sistema di propulsione; tali test sono stati eseguiti portando in rotazione il generatore a magneti permanenti mediante un opportuno azionamento elettrico e caricando il generatore AFE su un carico passivo R-L.

In simulazione il motore primo è stato assimilato come ideale, nello specifico capace di erogare potenza infinita a giri prefissati. Tale scelta viene giustificata dal fatto che nella realtà il generatore-asse assorbe al massimo un decimo della potenza nominale della turbina, quindi un eventuale variazione di carico elettrico non si ripercuote su di essa. La prima prova è stata eseguita impostando una rampa di velocità con una variazione da 45 rpm a 161 rpm in 14 secondi.

Per quanto riguarda la simulazione del carico elettrico esso è stato imposto identico al carico reale utilizzato in prova e di potenza pari a 2 MW e $\cos\varphi$ pari a 0.9959.

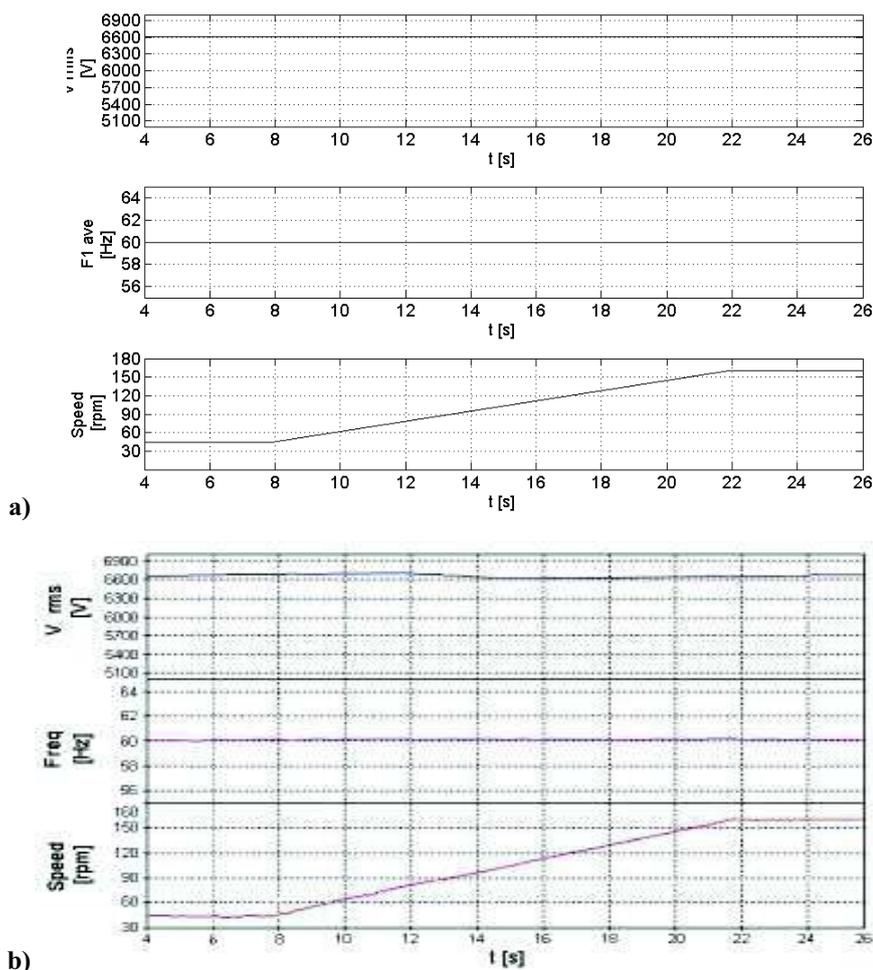
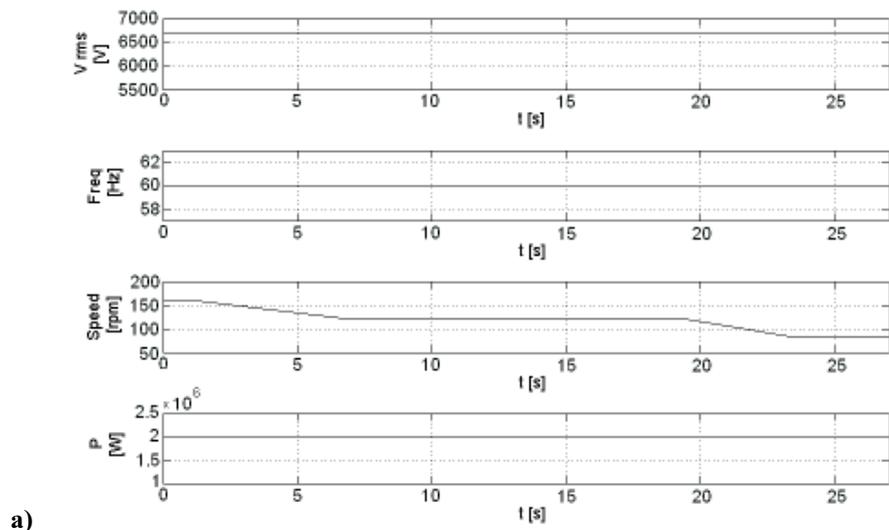


Figura 10.31 Variazione di velocità a vuoto

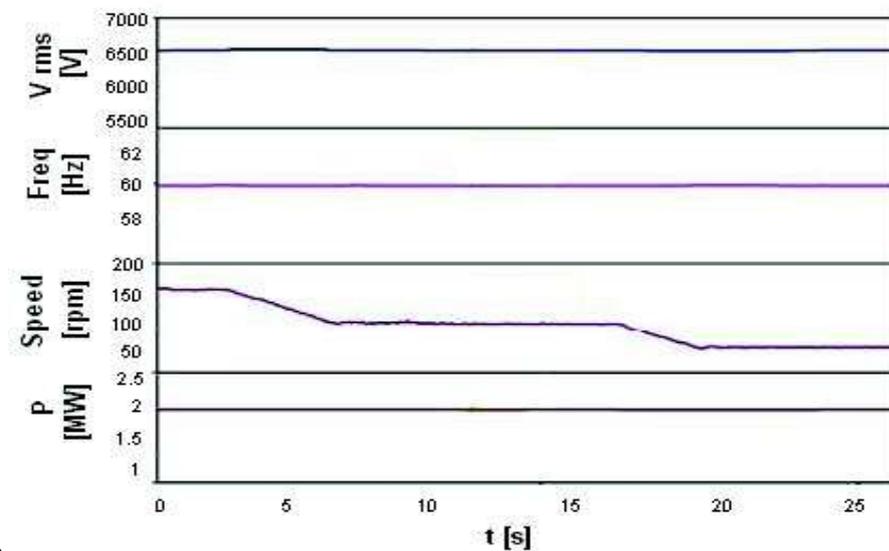
La Figura 10.31 a) riporta i valori ottenuti dalle simulazioni effettuate, mentre la Figura 10.31 b) riporta i valori ricavati dalle registrazioni durante le prove in mare. Dal confronto fra i risultati delle simulazioni e i dati sperimentali è possibile dedurre che la simulazione rispecchia fedelmente i risultati delle misure. Dalla Figura 10.31 si osserva inoltre che, a fronte di una variazione a rampa della velocità di rotazione della macchina, i valori di frequenza e di tensione di rete rimangono fissati sui valori di riferimento forniti.

Una seconda prova è stata effettuata implementando una rampa di decelerazione, passante da 161 rpm a 120 rpm in 5 secondi e successivamente da 120 a 82 rpm in 4 secondi.

La Figura 10.32 a) riporta i valori ottenuti dalle simulazioni effettuate, mentre la Figura 10.32 b) riporta i valori ricavati dai report forniti.



a)



b)

Figura 10.32 Variazione di velocità a pieno carico

Anche in questa simulazione è possibile notare come i valori di frequenza e tensione di rete rimangono fissati sui valori di riferimento forniti a fronte delle rispettive variazioni del punto di lavoro anche in presenza di carico massimo.

Questo risultato è indicazione di un ottimo funzionamento degli anelli di regolazione ed una buona scelta delle bande passanti dei regolatori.

Una terza prova è stata effettuata variando a gradino la potenza assorbita dal carico elettrico mentre la velocità di rotazione del generatore è fissata a 130 rpm.

In simulazione la macchina viene caricata attraverso la connessione di 2 differenti carichi alla distanza temporale di un secondo; una prima variazione prevede di

passare dalla condizione di vuoto ad un carico di 0.5MW, una seconda variazione lo porta da 0.5 MW a 1.5MW.

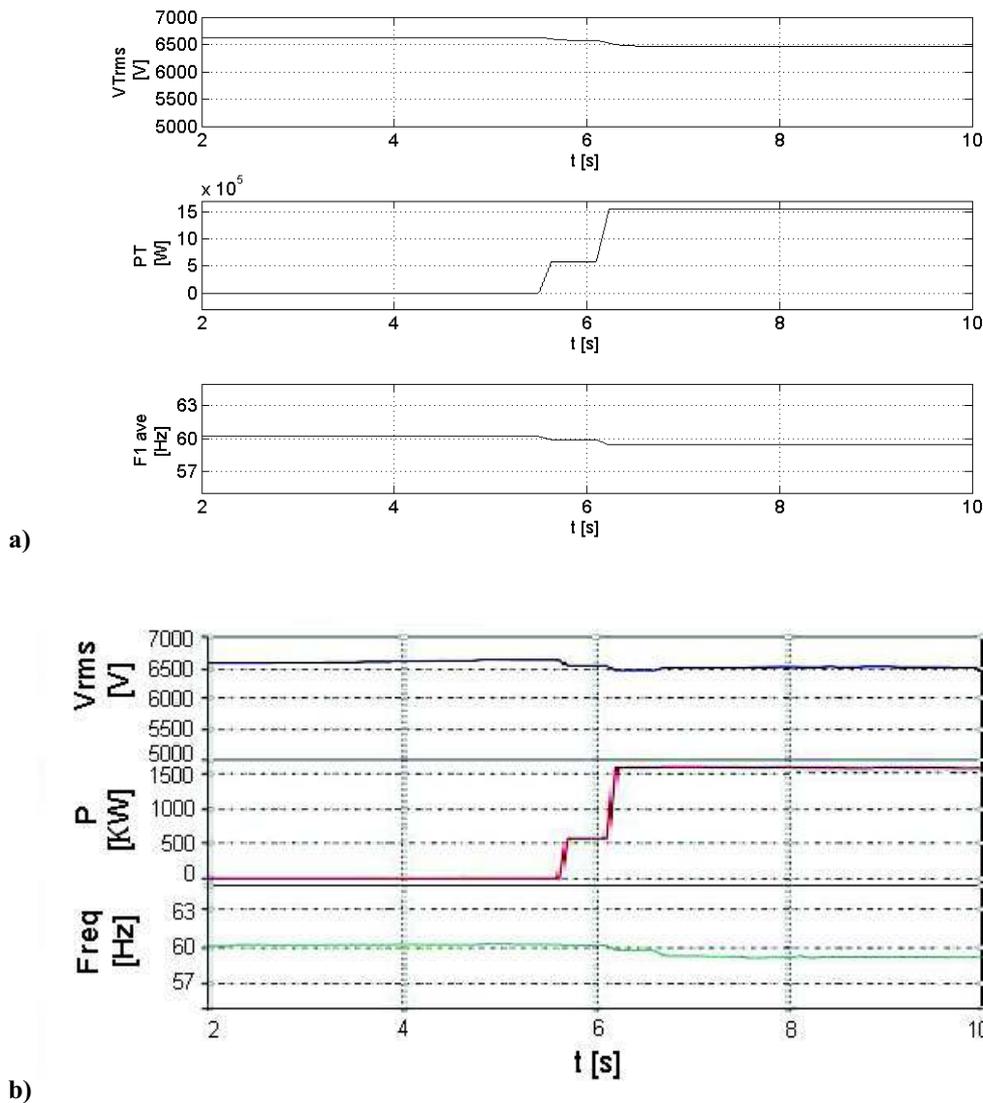


Figura 10.33 Variazione di carico

La Figura 10.33 a) riporta i valori ottenuti dalle simulazioni effettuate, mentre la Figura 10.33 b) riporta i valori ricavati dai report forniti. Nella Figura 10.33 a fronte di ogni variazione di carico il valore assoluto della tensione e della frequenza di rete vengono variate grazie alla presenza dell'azione di droop applicata ai rispettivi anelli di regolazione.

L'ultima prova è stata condotta portando istantaneamente il valore della potenza di carico da 1.4MW a 0W, mantenendo la velocità della motore primo a 130 rpm; questa simulazione è effettuata per valutare la risposta del sistema ad un evento di

intervento delle protezioni in caso di guasto sulla rete. Come per il caso precedente la tensione e la frequenza di rete subiscono variazioni proporzionali all'azione di droop implementata negli anelli di controllo.

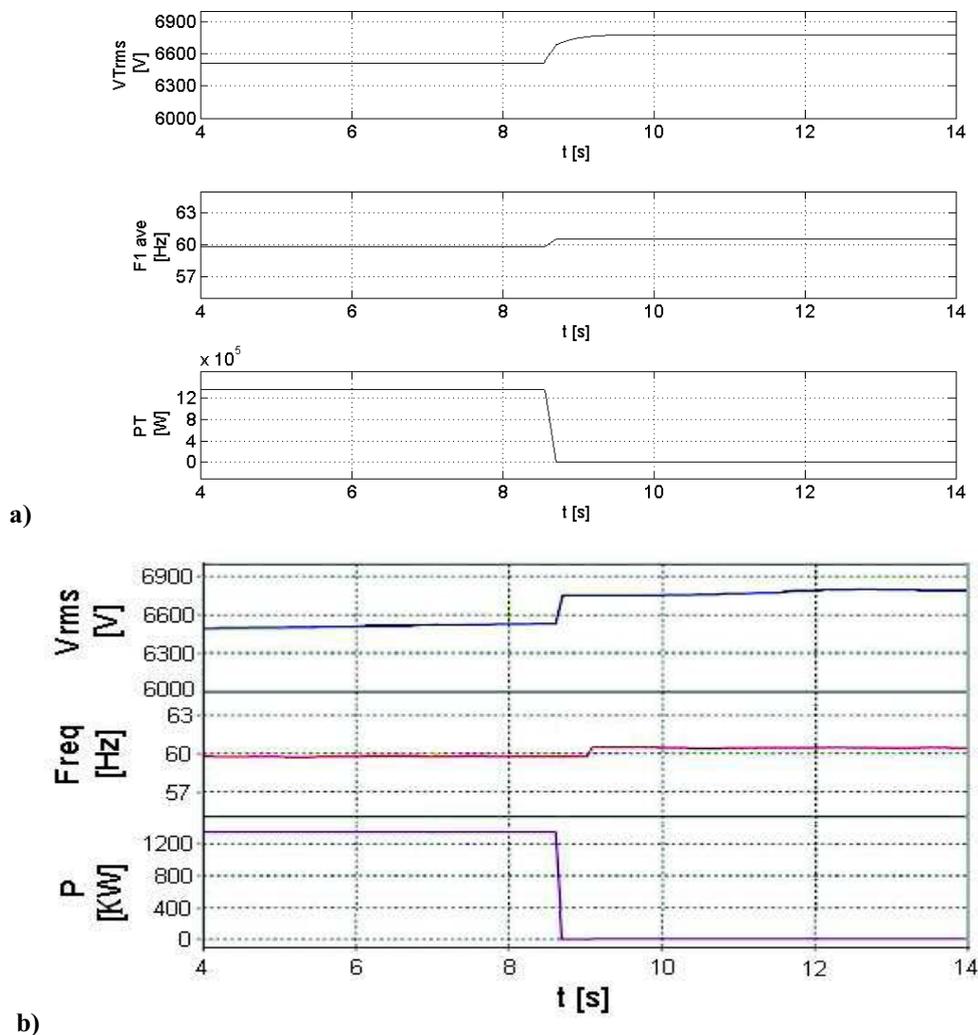


Figura 10.34 Distacco improvviso del carico

La Figura 10.34a) riporta i valori ottenuti dalle simulazioni effettuate, mentre la Figura 10.34 b) riporta i valori ricavati dai report forniti.

In entrambi i casi, rappresentati dalla Figura 10.33 e Figura 10.34, i grafici ottenuti dai report forniti sono sovrapponibili a quelli ottenuti come risposta di simulazione.

Nei casi in cui è stato variato il carico elettrico si può notare come il valore della tensione di uscita dell'AFE del generatore-asse cambi in accordo con il droop di tensione impostato (4%) sommato alla caduta di tensione sulla reattanza di cortocircuito del trasformatore di interfacciamento tra convertitore e rete. La frequenza varia in accordo con il valore di droop impostato (3%).

Capitolo 11 Sistema di generazione per reti navali in corrente continua in media tensione

11.1 Introduzione

Durante l'attività di dottorato si è affrontato lo studio di una diversa architettura di un impianto elettrico di bordo, ovvero un sistema di distribuzione in media tensione continua (MVDC). La distribuzione in continua è una soluzione attrattiva per i sistemi integrati di bordo delle navi di nuova generazione all'electric ship, grazie soprattutto alla riduzione della dimensione, del peso e della potenza dei generatori. Tale tecnologia è già stata implementata in prototipi in scala reale in cui dei generatori sincroni alimentano una rete DC attraverso raddrizzatori. In questa soluzione il controllo di tensione è effettuato sia sull'eccitazione dei generatori sia sul controllo dei ponti. Inoltre grazie al fatto che i generatori si interfacciano alla rete tramite convertitori, non si è più legati alla frequenza, di conseguenza si possono utilizzare motori primi veloci e conseguentemente con potenza specifica più elevata rispetto a quelli tradizionali.

Nel presente capitolo viene analizzata l'architettura del sistema di generazione che consta di un generatore a rotore avvolto e dotato di quattro avvolgimenti trifase dello statore, ciascuno connesso ad un raddrizzatore. Ogni raddrizzatore è, a sua volta, composto da una fase passiva (ponte a diodi) e una fase attiva (chopper). Le quattro fasi attive sono connesse in cascata e la loro serie alimenta la rete di bordo. I filtri LC, opportunamente dimensionati, vengono utilizzati in entrambe le estremità di ciascun convertitore per migliorare il profilo della tensione continua fornita al carico passivo connesso. Il sistema include un anello di controllo della velocità e due anelli di regolazione della tensione, uno con funzione di eccitazione del generatore ed uno con funzione di regolazione del chopper. Come linea guida di progetto, i guadagni dei tre regolatori sono stati determinati in modo che le larghezze di banda ad anello chiuso dei tre anelli di controllo differiscano per un fattore 10 (il controllo della velocità è il più lento, il controllo del chopper è il più veloce).

Una volta costruito il modello matematico del sistema è riportata la sua implementazione in ambiente Matlab/Simulink, mostrandone gli andamenti più significativi [54].

11.2 Architettura del sistema di generazione

Il sistema analizzato impiega un generatore a rotore avvolto multi terna (preferito ad un sincro a magneti permanenti per la sua miglior scalabilità in termini di potenza) accoppiato ad un raddrizzatore controllato composto da un ponte a diodi ed un chopper. La configurazione a 12 fasi, che quindi comporta l'utilizzo di 4 convertitori, è stata scelta per i benefici introdotti in termini di armoniche di tensione di uscita e di armoniche di campo al traferro. Inoltre suddividendo la potenza totale della macchina su 4 terne è possibile utilizzare dei convertitori di potenza ridotta e quindi commercialmente disponibili.

La regolazione della tensione di rete viene effettuata agendo sia sull'eccitazione dell'alternatore, sia sul controllo del chopper perpetuate rispettivamente dai regolatori VR1 e VR2 (Figura 11.1).

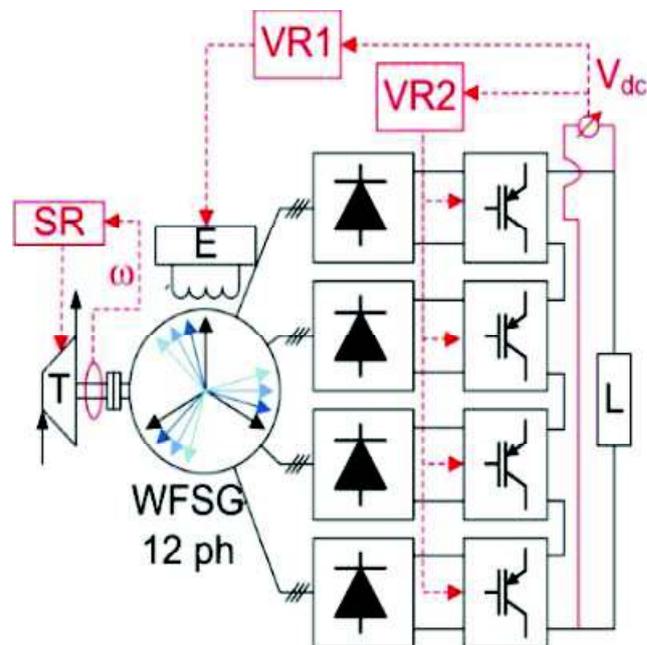


Figura 11.1 Architettura del sistema di generazione

Il sistema sotto analisi viene utilizzato per alimentare la rete di bordo ad una tensione continua di 2000V.

11.2.1 Generatore a rotore avvolto a quattro terne e motore primo

Il generatore a quattro terne possiede un rotore avvolto non laminato a otto poli con caratteristiche di 1.0MVA, 620 V, 400 Hz, 8000rpm, ed è azionato da una turbina a gas [46].

L'avvolgimento dello statore è composto da 4 sezioni trifasi sfasate di 15 gradi elettrici rispettivamente.

Ogni sezione trifase è adatta ad essere collegata ad un ponte raddrizzatore come da Figura 11.1. La scelta di un design ad 8 poli è giustificata dal tentativo di mantenere le dimensioni del generatore il più piccole possibile, anche a discapito della frequenza dello statore, relativamente elevata, che può innalzare il valore delle perdite nel nucleo, rispetto a quanto accade nelle macchine con frequenza standard di 50 Hz. La decisione di dividere l'avvolgimento dello statore in quattro sezioni è stata effettuata per diversi motivi:

- permette di aumentare il numero di raddrizzatori in cascata, aumentando così la tolleranza ai guasti del sistema [47], semplifica la costruzione dello statore evitando così di ricorrere alla tecnologia Roebel [48];
- migliora il contenuto armonico al traferro con effetti benefici sull'ampiezza del ripple di coppia e sulle perdite di rotore per correnti parassite.

Il circuito equivalente del generatore in accordo con il modello matematico presentato in [49] è riportato in Figura 11.2.

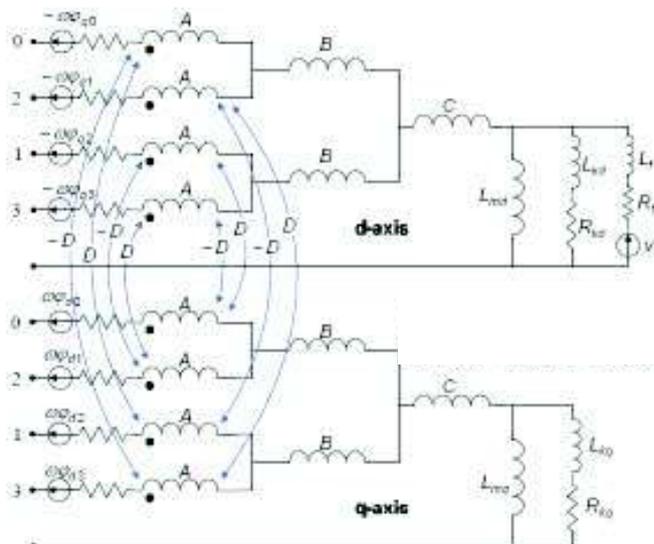


Figura 11.2 Circuito equivalente del generatore trifase a quattro terne

I parametri circuitali equivalenti sono riportati in Tabella II.

A	0.0737	L_{md}	1.02	L_{aq}	0.950
B	0.0784	L_{kd}	0.018	L_{kq}	0.054
C	0.0119	R_{kd}	0.0039	R_{kq}	0.0099
R_f	0.0007	L_f	0.097	R	0.0058

Tabella II Parametri elettrici del generatore espressi in per unit

Impedenza di base = 0.32 , Frequenza di base = 400 Hz

Il momento di inerzia del generatore è assunta pari a 1.2 kg m^2 , mentre il momento di inerzia della turbina a gas è assunta pari a 7.2 kg m^2 .

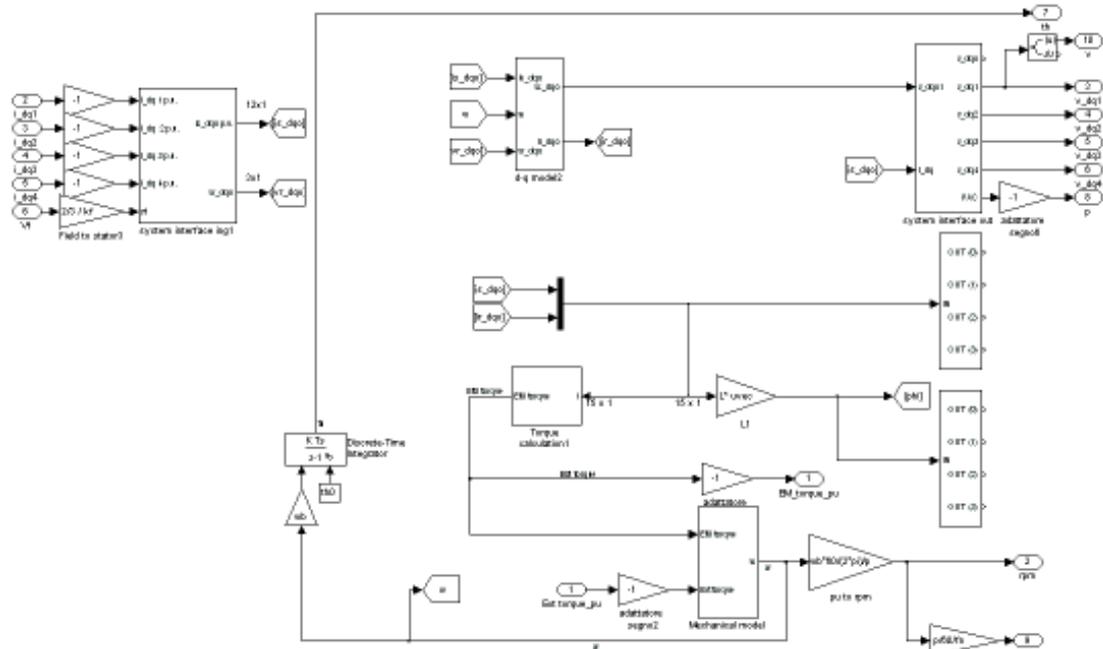


Figura 11.3 Struttura interna del blocco “Simulink core”

Dal confronto tra la Figura 11.3 e la Figura 5.9 è possibile notare come, a differenza del modello trattato nei capitoli precedenti, il modello del generatore sincrono, studiato nel presente capitolo, riceve come ingressi le correnti assorbite dal carico (secondo Park) e i valori di coppia motrice proveniente dal motore primo, nonché il valore della tensione di campo e , grazie alle equazioni di bilancio elettrico (11.1), origina le 4 terne di tensione di alimentazione del sistema.

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{L_{SS}}{\omega_0} \frac{d\bar{i}_s}{dt} + \frac{L_{SR}}{\omega_0} \frac{d\bar{i}_r}{dt} + \omega j L_{SS} \bar{i}_s + \omega j L_{SR} \bar{i}_r \\ \bar{V}_r = R_r \bar{i}_r + \frac{L_{RS}}{\omega_0} \frac{d\bar{i}_s}{dt} + \frac{L_{RR}}{\omega_0} \frac{d\bar{i}_r}{dt} \end{cases} \quad (11.1)$$

dove:

- \bar{V}_s e \bar{V}_r sono le matrici colonna contenenti le componenti di asse d,q,0 (secondo Park) della tensione di statore e di rotore;
- R_s ed R_r sono le matrici delle resistenze di statore e di rotore;
- $L_{SS}, L_{SR}, L_{RS}, L_{RR}$ sono le matrici di auto e mutua induzione di macchina;
- ω è la pulsazione elettrica di macchina;
- \bar{i}_s e \bar{i}_r sono le matrici colonna contenenti le componenti di asse d,q,0 (secondo Park) della corrente di statore e di rotore.

Nella Figura 11.4 è riportata la struttura simulink utilizzata per implementare la (11.3). Tutte le operazioni realizzate nello schema sono di tipo matriciale, scelta che permette di implementare in un unico blocco le componenti dirette, in quadratura e omopolari delle grandezze implementate secondo le trasformate di Park.

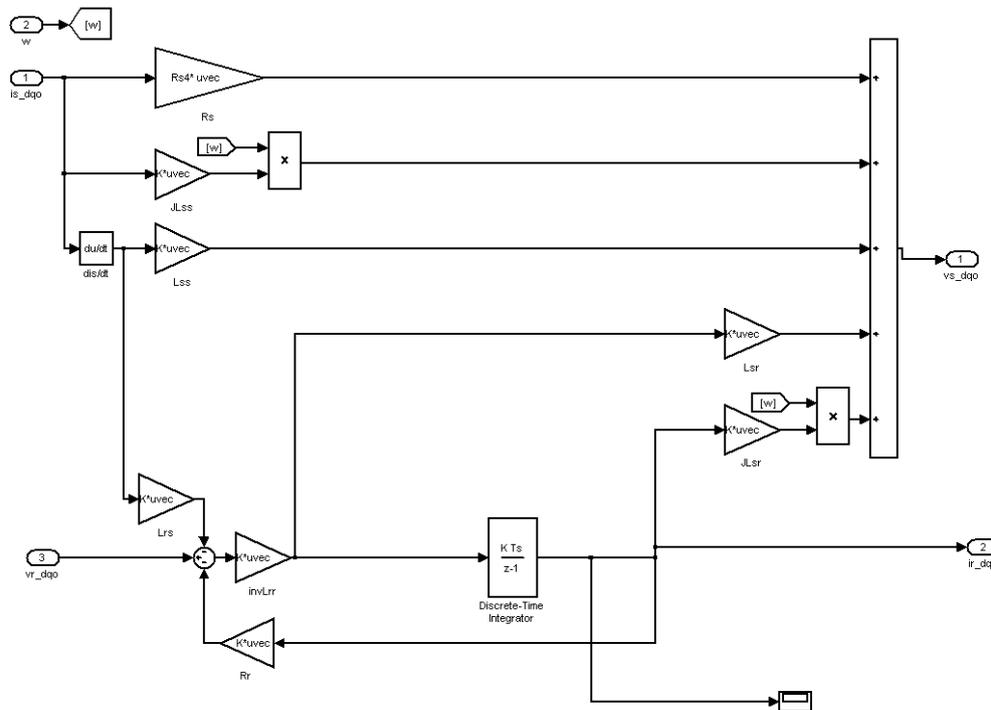


Figura 11.4 Struttura del blocco “dq model”

La scelta di effettuare lo studio del generatore in funzione delle correnti di macchina semplifica profondamente lo studio della rete elettrica di bordo, che come riportato in [41], viene condotto secondo il principio degli utilizzatori. Dal punto di vista della rete DC, e quindi del carico, le grandezze incognite risultano essere le correnti assorbite dagli elementi passivi che la compongono a fronte della tensione elaborata dal generatore. Lo studio della rete può essere dunque sviluppato nel dominio del tempo facendo ricorso alle trasformate di Park [41].

11.2.1 Convertitori AC/DC e relativi filtri

Ognuno dei 4 convertitori che formano il sistema di conversione indicato in Figura 11.1, è costituito da un ponte raddrizzatore a diodi e da un chopper bidirezionale avente frequenza di commutazione pari a 1,5 kHz (Figura 11.5).

Il filtro LC posto tra il raddrizzatore a diodi ed il chopper ha lo scopo di livellare la tensione (V_r) del DC-Link, successivamente la tensione di uscita del chopper (V_c) viene ulteriormente filtrata da un secondo filtro LC.

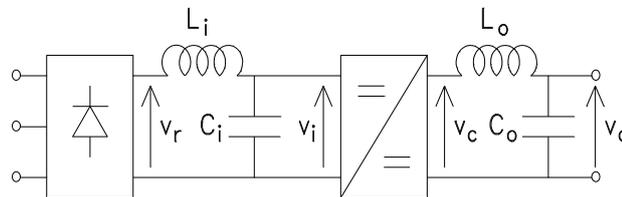


Figura 11.5 convertitore AC/DC

I valori di L_i , C_i , L_o , C_o sono scelti allo scopo di garantire i requisiti sulla qualità della tensione del bus DC, limitando costi, volumi e perdite derivanti dall'utilizzo di condensatori ed induttori di valore troppo elevato.

Il dimensionamento della potenza del ponte raddrizzatore a diodi è stato eseguito attraverso la formula seguente:

$$\frac{\tilde{v}_i}{\tilde{v}_r} = \left| \frac{1}{1 - (2\pi f_r)^2 L_i C_i} \right| \quad (11.2)$$

dove \tilde{v}_i e \tilde{v}_r sono le componenti del ripple di v_i e v_r rispettivamente.

L'equazione (11.2) fornisce il valore della riduzione del ripple di tensione in funzione di L_i , C_i e del ripple di frequenza f_r . Tale espressione è rigorosamente valida solo per il funzionamento a vuoto del sistema, mentre quando il chopper assorbe una certa quantità di energia, dà una buona stima della riduzione del ripple di tensione solo se $R_{eq} \gg 1/2\pi f_r C_i$; essendo R_{eq} la resistenza di carico equivalente.

Il dimensionamento del filtro LC in uscita al chopper viene eseguita in due fasi. La prima prevede di scegliere il valore dell'induttanza L_o , la seconda prevede di

calcolare la capacità C_o secondo i requisiti minimi sull'ondulazione massima della tensione di uscita.

Per una miglior utilizzazione dei dispositivi a semiconduttore è preferibile utilizzare il chopper unidirezionali in modalità di funzionamento continuo, poiché la sua tensione di uscita varia linearmente con la tensione di controllo. Il valore limite di L_o , che assicura il funzionamento continuo di conduzione è:

$$L_o = \frac{R_l}{2f_s} (1 - D) \quad (11.3)$$

dove f_s è la frequenza di commutazione, D è il ciclo e R_l è la resistenza di carico equivalente ai terminali di uscita del chopper. Nel chopper bidirezionale il verso della corrente può anche essere cambiato, pertanto non è necessario che L_o rispetti (11.3), purché C_o sia abbastanza grande.

La capacità C_o viene quindi calcolata tramite la seguente equazione:

$$C_o = \frac{1 - D}{8L_o f_s^2 \Delta V_o \%} \quad (11.4)$$

dove $\Delta V_o\%$ rappresenta il massimo ripple percentuale della tensione di uscita desiderato. Secondo [50] l'ondulazione della tensione continua della rete non deve superare il valore 5%.

Nel sistema descritto in [51] vengono utilizzati dei filtri LC analoghi a quelli appena descritti e quindi i parametri vengono calcolati con la stessa procedura. I loro valori sono: $L_i = 200 \mu\text{H}$, $C_i = 800 \mu\text{F}$, $L_o = 400 \mu\text{H}$, $C_o = 1000 \mu\text{F}$.

11.2.1 Regolatori di velocità e di tensione

Tutti i regolatori implementati sono di tipo proporzionale-integrale (PI). Per determinare il guadagno del regolatore PI, si è deciso di implementare i tre regolatori in modo tale da minimizzare le loro interazioni al fine di evitare possibili problemi di instabilità. Ciò si ottiene impostando una larghezza di banda dei tre

anelli di regolazione così da ottenere delle costanti di tempo in anello chiuso riassunte in Tabella III

Regulation loop	Regulator	Closed loop time-constant
Speed	SR	5 s
Generator voltage	VR1	0.5 s
Output DC voltage	VR2	0.05 s

Tabella III Costanti di tempo dei tre anelli di regolazione

Come si può notare dalla Tabella III, il rapporto tra le costanti di tempo dei tre anelli di regolazione è pari a dieci. Questo dovrebbe essere sufficiente a garantire un disaccoppiamento quasi totale tra di essi, così da evitare problemi derivanti dalle loro interazioni reciproche durante i transitori.

11.3 Implementazione del sistema

Al fine di simularne il comportamento dinamico il sistema è stato implementato in Matlab / Simulink.

Anche se validazioni sperimentali non sono disponibili, le simulazioni numeriche sono ritenute affidabili. Infatti, il modello di macchina dodecafase è stato già convalidato attraverso lo studio di applicazioni precedenti [51], [52] e la progettazione e modellizzazione dell'apparecchiatura elettronica di potenza è semplice e standard.

Uno schema a blocchi con l'intero sistema da modellare è riportato in Figura 11.6

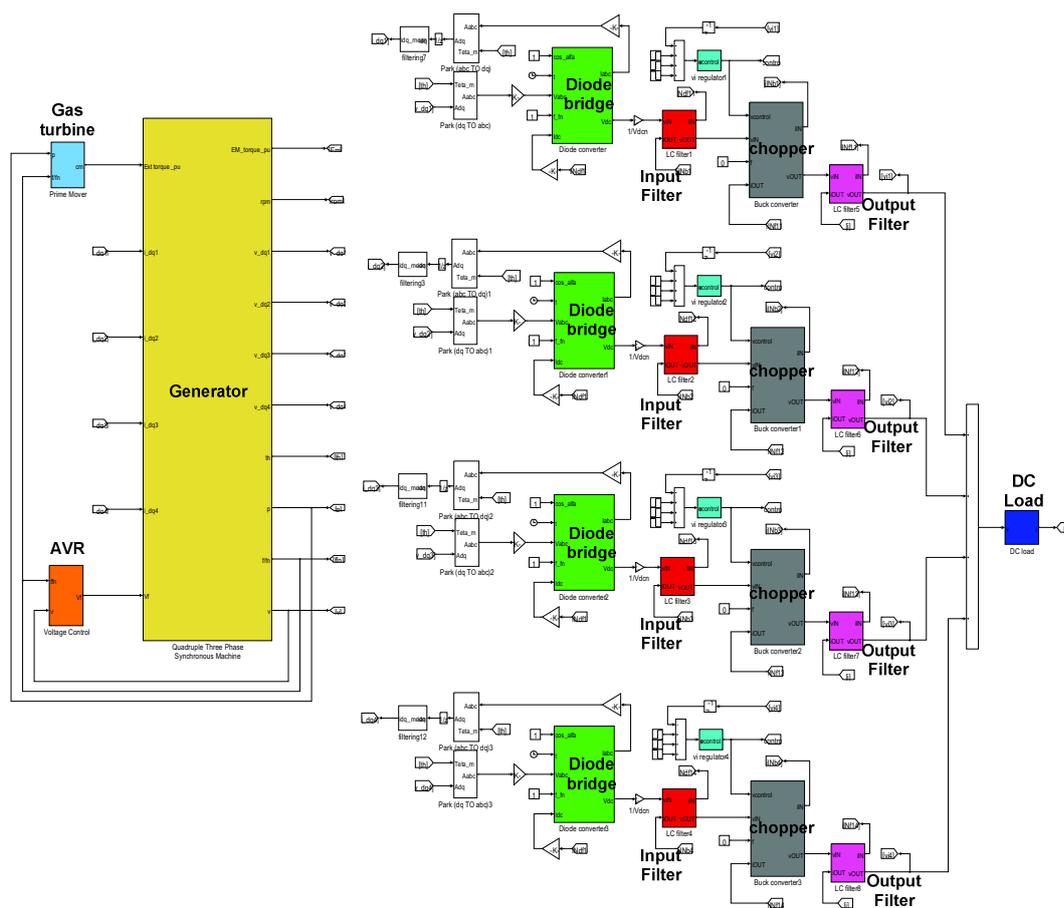


Figura 11.6 Schema a blocchi dell'implementazione del modello in ambiente Matlab/Simulink

Tutti i componenti principali del sistema reale sono stati inclusi nel modello e, più precisamente, la rete elettrica di bordo è stata modellizzata con una resistenza di carico il cui valore può essere cambiato in corso di simulazione al fine di realizzare prese o rilasci di carico.

11.4 Risultati di simulazione

Per le simulazioni dinamiche si impone che il generatore inizialmente ruoti alla velocità nominale e non eroghi potenza su alcun carico. La simulazione procede poi seguendo le operazioni di seguito elencate:

- 1) per $t = 0,05$ s il regolatore del chopper impone la tensione nominale (2000 V) sul bus DC non caricato;

- 2) per $t = 0,25$ s si passa dal valore nominale di tensione fino al 110%, mentre il carico è ancora scollegato;
- 3) per $t = 0,5$ s il carico, con potenza corrisponde al 15% della potenza nominale (0,15 MW), viene collegato al sistema di generazione, mentre la tensione continua di riferimento viene mantenuta pari al 110% del nominale;
- 4) per $t = 0,75$ s, l'uscita di riferimento di tensione continua viene riportata al valore nominale, mentre il carico elettrico rimane invariato.

La risposta del sistema alle variazioni sopraelencate è riportata nei grafici riportati nella Figura 11.7.

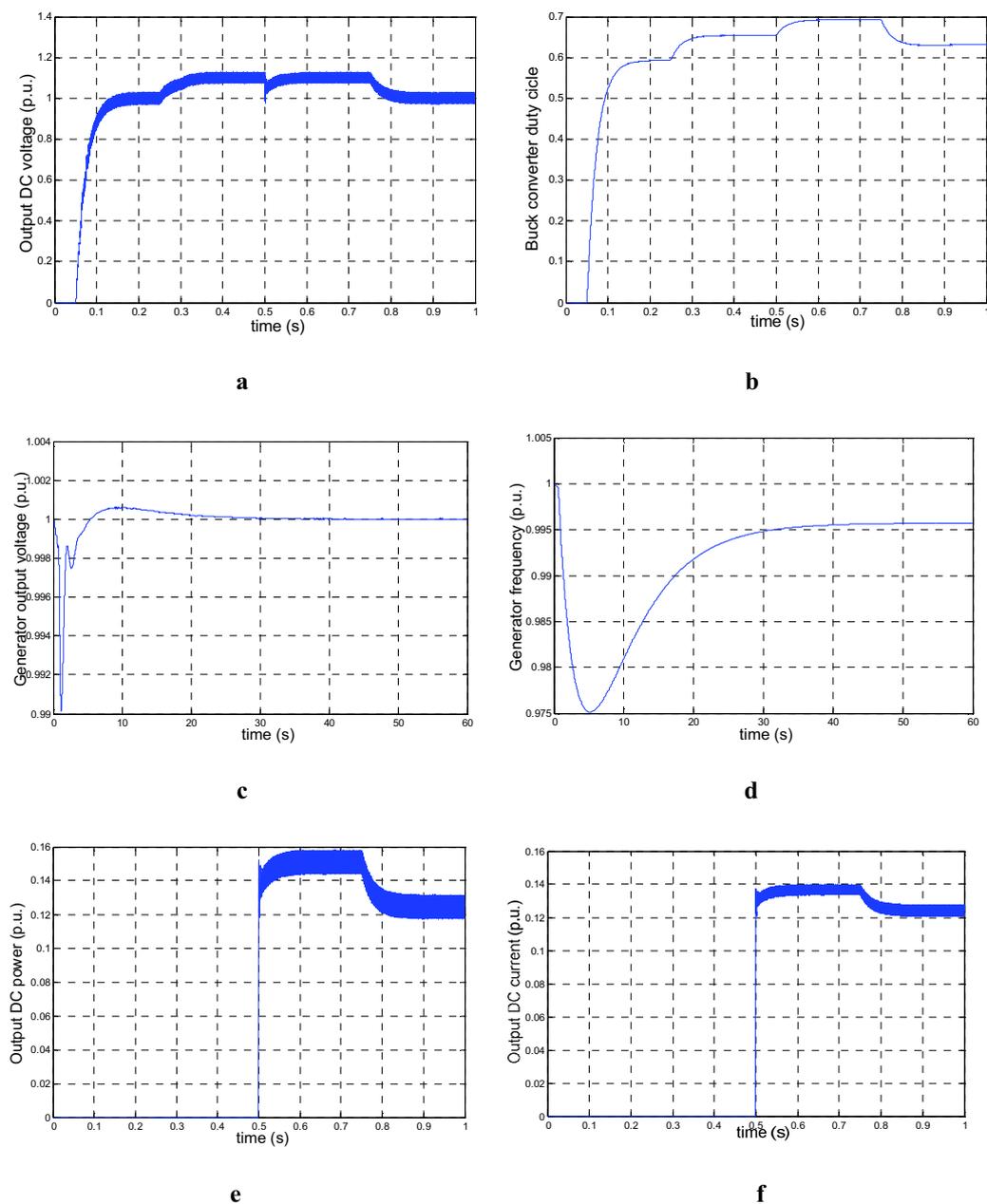


Figura 11.7 Risultati di simulazione

La Figura 11.7a mostra la tensione di uscita continua afflitta da ondulazioni causate dalle commutazioni del chopper. La rapidità di reazione del regolatore, che agisce direttamente sul convertitore, è in grado di portare la tensione del DC bus al valore imposto molto rapidamente, sia nel caso di funzionamento a vuoto che in condizioni di carico. Questo è reso possibile dalle regolazioni veloci del duty cycle del convertitore come mostrato in Figura 11.7b e non dalla reazione dell' AVR, infatti in Figura 11.7c si vede che la variazione di tensione del generatore, durante i vari step di simulazione, non sortisce effetti sull'andamento della tensione lato DC. È quindi chiaro che la risposta di tensione alle perturbazioni veloci è gestita dal chopper, mentre l'AVR ha il compito di guidare il generatore attraverso punti di lavoro stazionario, caratterizzati da condizioni di flusso nominale. La Figura 11.7d mostra il transitorio della frequenza del generatore, in linea con le dinamiche del controllo di velocità. La risposta del sistema in termini di potenza di uscita e di corrente è mostrato in Figura 11.7e e in Figura 11.7f. La sua rapidità è strettamente correlata a quella garantita dal controllo di tensione, supponendo costante la resistenza del carico equivalente negli intervalli tra le variazioni applicate.

Conclusioni

Lo studio presentato nella tesi è focalizzato principalmente sugli azionamenti elettrici del sistema di propulsione di cui è dotata una tipologia di navi militari di nuova concezione. Esso ha portato alla realizzazione di un simulatore in grado di modellizzare in modo dettagliato un azionamento elettrico di propulsione, permettendo di simularne il funzionamento sia in regime stazionario, sia in regime dinamico. Il simulatore consente di valutare il comportamento dell'azionamento in varie condizioni di funzionamento e gli effetti provocati dalla PWM sulla rete elettrica di bordo e sulla macchina elettrica.

La tesi fornisce una descrizione dettagliata del simulatore dell'azionamento elettrico di propulsione e fornisce istruzioni sul suo utilizzo, descrivendo in particolare la modellizzazione matematica posta alla base della realizzazione del simulatore stesso, nonché la struttura dell'interfaccia di inserimento dei parametri dei componenti del sistema (motore, regolatori del convertitore lato motore e del convertitore lato rete, filtro di ingresso, riferimento di velocità). A completamento della trattazione esposta vengono forniti alcuni esempi di risultati di simulazioni. Sulla base del simulatore realizzato è stato possibile sviluppare, ed in seguito validare attraverso i report delle prove di accettazione del prodotto, anche il modello del sistema funzionante da generatore-asse, con anelli di controllo dedicati. Infine nella tesi sono riportati i risultati dello studio e della simulazione di un sistema di generazione per sistemi di distribuzione in media tensione continua (MVDC), argomento complementare di particolare interesse in quanto i sistemi di distribuzione MVDC sono considerati una valida alternativa alla distribuzione alternata in future applicazioni di bordo. Il sistema è stato modellizzato in Matlab/Simulink e le simulazioni sono state eseguite con lo scopo di studiarne la risposta dinamica a diverse variazioni delle condizioni di funzionamento.

Il simulatore realizzato nella presente tesi offre la possibilità di analizzare nel dettaglio svariati aspetti e problematiche legati agli azionamenti elettrici navali del tipo considerato.

Appendici

11.5 Appendice A: Riepilogo dei parametri di simulazione relativi al motore

PARAMETRI MOTORE		
Pn	W	2.5*10 ⁶
Vn	Vrms L-L	690
In	Arms	2092
fn	Hz	27.33
No-load at rated speed	pu	0.8
Rs	Ω	0.0072
L00	H	0.15
L01	H	0.03
L02	H	0.015
H00	H	0.15
H01	H	0.03
X01	H	0
Lmd	H	0.75
Lmq	H	0.75
J	Kgm ²	2000
B	Nms	43.95
p	#	20

11.6 Appendice B: Riepilogo dei parametri di simulazione relativi ai regolatori

PARAMETRI REGOLATORI DI CORRENTE LATO MOTORE		
Guadagno proporzionale		0.238
Costante di tempo integrale	s	0.2
Costante di tempo desaturatore	s	0.2
Limite uscita regolatore	V	750
PARAMETRI REGOLATORI DI VELOCITA' LATO MOTORE		
Guadagno proporzionale		1.35e5
Costante di tempo integrale	s	0.9
Costante di tempo desaturatore	s	0.9
Limite uscita regolatore	V	1100
PARAMETRI REGOLATORI DI TENSIONE LATO RETE		
Guadagno proporzionale		2.5e-5
Costante di tempo integrale	s	2e-1
Costante di tempo desaturatore	s	2e-1
Limite uscita regolatore	V	1000
PARAMETRI REGOLATORI DI CORRENTE LATO MOTORE		
Guadagno proporzionale		0.16
Costante di tempo integrale	s	2e-2
Costante di tempo desaturatore	s	2e-2
Limite uscita regolatore	V	1000
PARAMETRI RETE		
Capacità di filtraggio	F	500e-6
Induttanza Trs	H	45.5e-6
Induttanza Generatore	H	57.5e-6
Generatori attivi	#	1

Bibliografia

- [1] E. Tironi, E Campanari, G. Gola *“Impianti elettrici”* Edizioni Cus.
- [2] N. Faletti, P. Chizzolini *“Trasmissione e distribuzione dell'energia elettrica”* Edizioni Patron (1985).
- [3] F Iliceto *“Impianti elettrici vol. 1”* Edizioni Patron.
- [4] V. Medved, R. Schinco *“Le correnti di corto circuito negli impianti elettrici”* Edizioni Delfino Milano (1993).
- [5] *Norma IEC 61363: “Short circuit current evaluation with special regard to installations in ships and offshore drilling” units (revisione aggiornata al Gennaio 1996).*
- [6] *RINA (Registro Italiano Navale): “Regolamentazione per la costruzione e la classificazione delle navi. Sezione D: Regolamento degli impianti elettrici” (1997).*
- [7] A. Cogliolo, G Rebaudengo *“La regolamentazione del RINA relativa agli impianti elettrici in alta tensione ed agli impianti di propulsione elettrica a bordo di navi”* Atti della giornata di studio: Propulsione e sistemi elettrici in ambito navale (Genova 16 Giugno 1994).
- [8] G. Zanolla *“Produzione e distribuzione dell'energia elettrica a bordo di navi. Esami dei sistemi oggi impiegati”* Atti della giornata di studio: Propulsione e sistemi elettrici in ambito navale (Genova 16 Giugno 1994).
- [9] *INTERNATIONAL STANDARD IEC 60092-352: “Electrical installation in ships - Choice and installation of cables for low voltage power system”.* (1997).
- [10] Olivieri e Ravelli *“Macchine elettriche”* Edizioni Cedam.

- [11] F. Pardini “*Apparecchi elettrici*”, Edizioni Città studi.
- [12] S. Crepaz “*Macchine elettriche*” Edizione Città studi. (1990).
- [13] F. Castelli Dezza, S. Massucco, A. Silvestri, D. Zaninelli “*Il calcolo delle correnti di corto circuito negli impianti elettrici a bordo di navi*” Riunione annuale AEI, Genova 22-25 Settembre 1991.
- [14] A. Silvestri “*Il calcolo delle correnti di corto circuito secondo recenti documenti*” IEC. L'elettrotecnica, Aprile 1991.
- [15] D.Pani “*Azionamenti con macchine sincrone a doppio avvolgimento di statore: confronto tra sincroconvertitore ed invertitore multilivello a celle in cascata*” Tesi di laurea Università degli studi di Trieste
- [16] F. Tosato, G. Zucchi “*Contributo dei motori asincroni alle correnti di corto circuito*” L'energia elettrica, n° 4 1987.
- [17] . G. Acquasaliente, R. Berto, E. Bordignon “*L'interruzione di correnti di corto circuito con elevata componente asimmetrica. Problematiche e possibili soluzioni per un interruttore di macchina in media tensione*” Riunione annuale AEI, Genova 22-25 Settembre 1991.
- [18] F. Cornago, A. Pagaccini, G. Rebuadengo “*Sistemi di distribuzione a 660 V a bordo delle navi*” Riunione annuale AEI, Genova 22-25 Settembre 1991.
- [19] D. Fabrizi “*Le protezioni degli impianti elettrici di bordo*” L'elettrotecnica, novembre 1960.
- [20] *Costruzioni navali* AA.2003/2004 DINAV GE
- [21] *Regolamento RINA* edizione 2001
- [22] *Convenzione internazionale del bordo libero* ILLC 1966
- [23] *Il “nuovo” codice della nautica da diporto* ex d. lgs. 18 luglio 2005, n. 171 (in Suppl. Ord. n.148 alla Gazzetta Ufficiale 31.8.2005, n. 202) entrato in vigore dal 15 settembre 2005
- [24] P. Bolzern, R. Scatolini, N. Schiavoni “*Fondamenti di controlli automatici*” (seconda edizione), Edizioni McGraw-Hill (2004).
- [25] G.Magnani, G.Ferretti, P.Rocco, “*Tecnologie dei sistemi di controllo*” (seconda edizione) Edizioni McGraw-Hill (2007).
- [26] C.-M. Ong, “*Dynamic simulation of electrical machinery using Matlab/Simulink*”. Upper Saddle River, NJ 07458: Prentice Hall PTR, 1998.

- [27] D.C. White, H.H. Woodson, “*Electromechanical Energy Conversion*”, John Wiley & Sons Inc., New York, 1959.
- [28] N.Mohan, T.M.Undeland and W.P.Robbins, “*Power Electronics – Converters, applications, and design*”, John Wiley & Sons, 1995.
- [29] D.G.Holmes and T.A.Lipo, “*Pulse Width Modulation for Power Converters – Principles and practice*”, Chap. 5 and 6, IEEE Press series on power engineering, John Wiley & Sons, 2003.
- [30] D.C. White, H.H. Woodson, “*Electromechanical Energy Conversion*”, John Wiley & Sons Inc., New York, 1959.
- [31] G. Dahlquist, A. Bjorck, “*Numerical Methods*”, Prentice-Hall, 1974.
- [32] “*Simulink 7 User guide*” - cap 11 Running Simulation, pp 9-23
- [33] A.Tessarolo and C.Bassi, “*Stator harmonic currents in VSI-fed synchronous motors with multiple three-phase armature windings*”, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.25, No.4, pp.974-982, December 2010.
- [34] Petrecca G., Bassi E., Benzi F., “*LA TEORIA UNIFICATA DELLE MACCHINE ELETTRICHE ROTANTI Aspetti generali ed esempi applicativi*”, Clup Milano
- [35] Sergey E. Lyshevski “*Electromechanical Systems, Electric Machines, and Applied Mechatronics*” CRC Press LLC 2000
- [36] Nicola Bianchi “*Calcolo delle macchine elettriche col metodo degli elementi finiti*”, Cleup, Prima edizione gennaio 2011
- [37] Muhammad H.Rashid “*Power Electronics Handbook*”, AP Academic press 2001
- [38] John Chiasson “*Modelling and High-Performance Control of Electric Machines*”, John Wiley & sons, Inc, Hoboken, New Jersey, 2005
- [39] I Boldea “*Reluctance Synchronous Machines And Drives*”, Clarendon Press, Oxford 1996
- [40] Ferretti Gianni, Magnani GianAntonio “*Modellistica e controllo dei servomeccanismi di posizione con motori a magneti permanenti*”, Pitagora editrice S.r.l., Bologna 1999

- [41] Saccomanno Fabio “*SISTEMI ELETTRICI PER L'ENERGIA analisi e controllo*”, Unione Tipografico-Editrice Torinese, 1992
- [42] A. Tassarolo, D. Giulivo, “*Analytical methods for the accurate computation of stator leakage inductances in multiphase synchronous machines*”, *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, SPEEDAM 2010*, 14-16 June 2010, Pisa, Italy, pp. 845-852.
- [43] A. Tassarolo, C. Bassi, “*Stator harmonic currents in VSI-fed synchronous motors with multiple three-phase armature windings*”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 25, no. 4, Dec. 2010, pp. 974-982.
- [44] S. Castellan slide “*Sistemi attivi di compensazione*”, Corso di conversione statica , Università degli Studi di Trieste 2009.
- [45] A. Tassarolo; “*Modelling and analysis of multiple machines for high power applications*” Università degli studi di Padova 2011.
- [46] R. M. Calfo, J. A. Fulmer, and J. E. Tessaro, “*Generators for use in Electric Marine Ship Propulsion Systems*”, *IEEE PES Summer Meeting*, vol. 1, 25-25 July 2002 , Chicago, IL, USA, pp. 254 – 259.
- [47] A. Tassarolo, “*Experimental performance assessment of multiphase alternators supplying multiple AC/DC power converters*”, *IET PEMD 2010*, 19-21 Ap. 2010, Brighton, UK, CD-ROM paper Mo4.3.4. Published on: *Journal of Energy and Power Engineering*, vol. 4, no. 12, Dec. 2010, pp. 43-50.
- [48] A. Tassarolo, “*Benefits of increasing the number of stator phases in terms of winding construction technology in high-power electric machines*”, *IET PEMD 2010*, 19-21 April 2010, Brighton, UK, CD-ROM paper Tu4.5.2. In press on *IEEE Industry Applications Magazine*.
- [49] A. Tassarolo, S. Castellan, R. Menis, “*Feasibility and performance analysis of a high power drive based on four synchro-converters supplying a twelve-phase synchronous motor*”, 2008. *PESC 2008. IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp.2352-2357, 15-19 June 2008.
- [50] IEEE Industry Applications Society, “*IEEE Recommended Practice for 1 kV to 35 kV Medium-Voltage DC Power Systems on Ships*”, IEEE Std 1709™ - 2010.
- [51] G. Sulligoi, A. Tassarolo, V. Benucci, A. Millerani, M. Baret, F. Luise, “*Design, Implementation and testing of a ship-board medium-voltage DC generation system based on a ultra-high speed 12-phase alternator*”, *IEEE Electric*

Ship Technologies Symposium, ESTS 2011, Alexandria, Virginia, USA, 10-13 April 2011, pp. 388-395.

[52] A. Tessarolo, “*Modeling and Simulation of Multiphase Electric Machines in the Matlab/Simulink Environment*”, *Matlab / Book 3*, Chapter 18, InTech. Available on 15 Sept. at www.intechweb.org.

[53] G. Sulligoi, S. Castellan, M. Aizza, D. Bosich, L. Piva, G. Lipardi “*Active Front-End for Shaft Power Generation and Voltage Control in FREMM Frigates Integrated Power System: modelling and validation*”, International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 20-22 June 2012, Sorrento, Italy, pp. 452-457.

[54] M. Aizza, D. Bosich, S. Castellan, R. Menis, G. Sulligoi, A. Tessarolo “*COORDINATED SPEED AND VOLTAGE REGULATION OF A DC POWER GENERATION SYSTEM BASED ON A WOUNDFIELD SPLIT-PHASE GENERATOR SUPPLYING MULTIPLE RECTIFIERS*“ Power Electronics, Machines and Drives Conference 27-29 March 2012, Bristol, Uk.