

POLITECNICO DI MILANO



Dipartimento di Elettronica, Informazione e Bioingegneria  
Corso di laurea magistrale in Ingegneria dell'automazione

# MODELLISTICA E CONTROLLO DI UN IMPIANTO FOTOVOLTAICO INTEGRATO CON UN SISTEMA DI ACCUMULO ENERGETICO

Relatore: Prof. Sergio BITTANTI

Correlatore: Ing. Riccardo LAZZARI

Correlatore: Ing. Antonio DE MARCO

Parma Claudio

Matr. n. 798807



*Ringrazio tutti coloro che hanno reso possibile la realizzazione di questo lavoro, in particolare l'Ing. Riccardo Lazzari, l'Ing. Antonio De Marco ed il Professor Sergio Bittanti. Un ringraziamento speciale a tutti coloro che mi hanno aiutato, supportato e sopportato in questi anni di studio.*



# Indice

1. Introduzione .....	1
2. Impianto fotovoltaico - accumulo .....	7
2.1. Funzioni svolte dall'impianto .....	7
2.2. Descrizione dell'impianto .....	9
2.3. Blocco inverter – rete .....	10
2.4. Blocco convertitore di batteria – bus DC .....	12
2.5. Blocco convertitore fotovoltaico .....	13
2.6. Struttura del controllo .....	13
3. Modellistica del sistema .....	15
3.1. Teoria generale sul modello ai valori medi .....	16
3.1.1. Modello ai valori medi dei componenti lineari .....	17
3.1.2. Modello ai valori medi di un interruttore ideale .....	19
3.2. Modello Inverter .....	20
3.2.1. Modello della modulazione PWM unipolare .....	23
3.2.2. Modello Inverter e filtro .....	26
3.2.3. Modello lato continua dell'inverter .....	29
3.3. Modello del Sistema di Accumulo Energetico .....	29
3.4. Modello del sistema fotovoltaico .....	32
3.4.1. Modello del pannello fotovoltaico .....	32
3.4.2. Modello del convertitore dc-dc e del campo fotovoltaico .....	35
3.5. Modello del sistema complessivo .....	37
4. Controllo del sistema .....	39

4.1.	Controllo inverter.....	40
4.1.1.	Specifiche di controllo.....	41
4.1.2.	Controllo della corrente in uscita dal filtro.....	42
4.1.3.	Confronto tra la corrente in entrata in uscita dal filtro .....	45
4.1.4.	Controllo della corrente in ingresso al filtro.....	46
4.1.5.	Simulazioni in ambiente Simulink .....	60
4.1.6.	Robustezza alle variazioni del carico domestico .....	66
4.2.	Controllo convertitore di batteria.....	73
4.2.1.	Specifiche di controllo.....	74
4.2.2.	Linearizzazione attorno al punto di equilibrio.....	74
4.2.3.	Controllo SISO dei singoli convertitori.....	77
4.2.4.	Controllo MIMO ad assegnamento degli autovalori .....	83
4.3.	Controllo convertitore fotovoltaico.....	91
4.3.1.	Specifiche di controllo.....	91
4.3.2.	Linearizzazione attorno al punto di equilibrio.....	92
4.3.3.	Progetto del controllo fotovoltaico .....	95
5.	Confronto tra modello ai valori medi e modello elettromagnetico.....	111
5.1.	Verifica Inverter.....	111
5.2.	Verifica Sistema di Accumulo Energetico.....	114
5.2.1.	Tensione di batteria nominale.....	114
5.2.2.	Tensione di batteria massima.....	116
5.2.3.	Tensione di batteria minima .....	118
5.3.	Verifica Fotovoltaico .....	120

5.3.1.	Punto di massima potenza con irradianza 1000 W/m <sup>2</sup> .....	121
5.3.2.	Punto di massima potenza con irradianza 500 W/m <sup>2</sup> .....	123
5.3.3.	Punto di massima potenza con irradianza 100 W/m <sup>2</sup> .....	126
6.	Algoritmi di medio e alto livello .....	129
6.1.	MPPT Perturba & Observa (P&O).....	129
6.2.	Stima dei parametri di rete .....	136
6.2.1.	PLL con Trasformata di Park.....	136
6.2.2.	FLL Frequency Locked loop.....	140
6.3.	Algoritmo di alto livello .....	145
7.	Risultati delle simulazioni sul modello completo .....	151
7.1.	Avviamento del sistema .....	151
7.1.1.	Simulazione della procedura di avviamento .....	156
7.2.	Regolazione di frequenza .....	159
7.2.1.	Regolazione secondo norma CEI 0-21 .....	159
7.2.2.	Regolazione continuativa della frequenza .....	164
7.3.	Algoritmo di alto livello .....	167
7.3.1.	Variazione del set point di potenza attiva dell'inverter .....	167
7.3.2.	Variazione di irradianza solare.....	170
7.3.3.	Richiesta di potenza reattiva dal DSO .....	174
8.	Conclusioni e sviluppi futuri .....	177
9.	Bibliografia .....	181





## Indice delle figure

Figura 1.1. Esempio di curve di produzione e di carico.....	2
Figura 2.1 Schema a blocchi del sistema ibrido batteria-fotovoltaico .....	9
Figura 2.2 Valori massimi di ampiezza delle armoniche di rete consentiti dalle norme CEI. ....	11
Figura 2.3 Schema a blocchi del sistema di controllo dell'impianto .....	14
Figura 3.1 Configurazioni circuitali di un convertitore dc-dc.....	16
Figura 3.2 L'interruttore nel generico convertitore.....	20
Figura 3.3 Modello dell'inverter più filtro e rete. ....	21
Figura 3.4 Tensioni ai morsetti A,B e N dell'inverter .....	22
Figura 3.5 Tensioni ai nodi A,B,N dell'inverter. ....	24
Figura 3.6 Dipendenza del tempo $t_1$ dalla tensione di controllo.....	25
Figura 3.7 Modello ai valori medi dell'inverter più filtro e rete. ....	26
Figura 3.8. Funzioni di trasferimento del sistema da controllare.....	28
Figura 3.9.. Schema circuitale del blocco SAE.....	30
Figura 3.10. Schema elettrico ai valori medi del sistema SAE.....	31
Figura 3.11 .Circuito equivalente cella fotovoltaica .....	32
Figura 3.12. Curve $I_{pv}$ - $V_{pv}$ al variare dell'irradianza solare. ....	34
Figura 3.13. Curve di potenza generata dai pannelli al variare dell'irradianza solare. ....	34
Figura 3.14. Schema circuitale del blocco fotovoltaico.....	35
Figura 3.15. Modello ai valori medi del circuito. ....	36
Figura 4.1. Diagramma di Bode di $G_2$ .....	42
Figura 4.2. Posizione dei poli del sistema in anello chiuso .....	43
Figura 4.3. Diagramma di Bode della funzione in anello chiuso.....	44
Figura 4.4.. Diagramma di Bode di $G_2/G_1$ .....	46
Figura 4.5.. Schema di controllo generale.....	47

Figura 4.6. Luogo delle radici di $G1(s)$ .....	48
Figura 4.7. Diagramma di Bode della funzione in anello aperto col controllore P .....	48
Figura 4.8. Diagramma di Bode della funzione in anello chiuso col controllore P .....	49
Figura 4.9. Diagramma di Nyquist della funzione d'anello aperto .....	49
Figura 4.10. Zoom nell'intorno dell'origine della $L(j\omega)$ .....	50
Figura 4.11. Funzione di sensitività alla tensione di rete col controllore P.....	51
Figura 4.12. Confronto tra le funzioni d'anello aperto calcolate utilizzando un controllore P e un controllore PI.....	52
Figura 4.13. Diagramma di Bode della funzione d'anello chiuso col PI.....	53
Figura 4.14. Diagramma di Bode della funzione di sensitività alla tensione di rete col PI.....	53
Figura 4.15.. Architettura del PR.....	54
Figura 4.16. Diagramma di Bode della funzione in anello aperto con PR .....	56
Figura 4.17. Diagramma di Bode della funzione in anello chiuso col PR.....	56
Figura 4.18. Diagramma di Bode della funzione di sensitività alla tensione di rete col controllore PR .....	57
Figura 4.19. Diagramma di Bode della funzione d'anello aperto col PR compensatore armonico .....	59
Figura 4.20. Diagramma di Bode della funzione di sensitività col PR compensatore armonico .....	59
Figura 4.21. Inseguimento del riferimento con un controllore Proporzionale ...	61
Figura 4.22. Inseguimento del riferimento con un controllore PI .....	61
Figura 4.23. Inseguimento del riferimento con un controllore PR .....	62
Figura 4.24. Inseguimento del riferimento con un controllore PR+HC .....	62
Figura 4.25. Errore di corrente con controllore P .....	63
Figura 4.26. Errore di corrente con controllore PI.....	63
Figura 4.27. Errore di corrente con controllore PR .....	64

Figura 4.28. Errore di corrente con controllore PR+HC .....	64
Figura 4.29. Differenza tra le correnti in ingresso e in uscita dal filtro con controllore PR+HC in risposta ad una variazione istantanea dell'ampiezza del riferimento.....	65
Figura 4.30. Differenza tra le correnti in ingresso e in uscita dal filtro con controllore PR+HC in risposta ad una variazione a rampa dell'ampiezza del riferimento.....	65
Figura 4.31. Modello completo del sistema .....	66
Figura 4.32. Funzione di trasferimento ottenuta spegnendo il generatore sinusoidale di rete.....	68
Figura 4.33. Schema complessivo ottenuto spegnendo $V_{inv}$ .....	69
Figura 4.34. Diagramma di Bode di $G1(s)$ al variare dell'impedenza di carico .71	
Figura 4.35. Diagramma di Bode di $S1(s)$ al variare del carico.....	71
Figura 4.36. Diagramma di Bode di $S1(s)$ al variare dell'impedenza di rete.....	72
Figura 4.37. Diagramma di Bode di $S1(s)$ al variare dell'impedenza di rete.....	72
Figura 4.38. Diagramma di Bode della funzione d'anello aperto al variare di entrambi i parametri .....	73
Figura 4.39. Schema di controllo decentralizzato .....	79
Figura 4.40. Diagramma di Bode della fdt da controllare, al variare della corrente scambiata con il resto dell'impianto .....	80
Figura 4.41. Diagramma di Bode della funzione d'anello aperto, con corrente nulla.....	81
Figura 4.42. Risposta ad un gradino unitario della tensione di riferimento, quando lo zero è posto a frequenza maggiore della frequenza di taglio .....	82
Figura 4.43. Risposta ad un gradino unitario di corrente $i_o$ , con lo zero posto a frequenza minore della frequenza di taglio .....	83
Figura 4.44. Schema di controllo ad assegnamento degli autovalori.....	85
Figura 4.45. Risposta al disturbo di corrente (con tensione di batteria costante al suo valore nominale) .....	86

Figura 4.46. Risposta al disturbo di tensione (con corrente io nulla) .....	87
Figura 4.47. Modello linearizzato del blocco fotovoltaico.....	93
Figura 4.48. Schema di controllo 1.....	96
Figura 4.49. Funzione di trasferimento del sistema da controllare $G(s)$ .....	97
Figura 4.50. Confronto tra il PID ideale il PID reale.....	98
Figura 4.51. Funzione di trasferimento d'anello aperto $L(j\omega)$ .....	99
Figura 4.52. Funzione di sensitività ai disturbi nei punti di massima potenza... 99	
Figura 4.53.. Risposta a gradino del sistema in anello chiuso. ....	101
Figura 4.54. Risposta ai disturbi del sistema in anello chiuso.....	101
Figura 4.55. Schema di controllo in cascata. ....	102
Figura 4.56. Diagramma di Bode del sistema da controllare .....	104
Figura 4.57. Funzione d'anello aperto dell'anello di regolazione interno.....	104
Figura 4.58. Funzione d'anello chiuso dell'anello di regolazione interno. ....	105
Figura 4.59. Funzione di trasferimento del sistema da controllare.....	106
Figura 4.60. Funzione di trasferimento d'anello aperto. ....	107
Figura 4.61. Funzione d'anello aperto totale. ....	107
Figura 4.62. Funzione di sensitività ai disturbi al variare dell'equilibrio.....	109
Figura 4.63. Risposta ad un gradino di riferimento. ....	110
Figura 4.64. Risposta ai disturbi del sistema in anello chiuso.....	110
Figura 5.1. Ampiezza del segnale di riferimento.....	112
Figura 5.2. Confronto corrente ingresso al filtro mediata e istantanea.....	112
Figura 5.3. Confronto corrente uscita dal filtro mediata e istantanea.....	113
Figura 5.4. Confronto tensione in uscita dall'inverter mediata e istantanea ....	113
Figura 5.5. Disturbo di corrente.....	114
Figura 5.6. Tensioni controllate, tensione di batteria nominale .....	115
Figura 5.7. Correnti misurate, tensione di batteria nominale .....	115
Figura 5.8. Variabili di controllo, tensione di batteria nominale.....	116
Figura 5.9. Tensioni controllate, batteria completamente carica.....	117
Figura 5.10. Correnti misurate, batteria completamente carica.....	117

Figura 5.11. Variabili di controllo, batteria completamente carica.....	118
Figura 5.12. Tensioni controllate, batteria scarica .....	119
Figura 5.13. Correnti misurate, batteria scarica .....	119
Figura 5.14. Duty cycle di lavoro dei due convertitori, batteria scarica .....	120
Figura 5.15. Segnale di riferimento di tensione sui pannelli.....	121
Figura 5.16. Tensione sui pannelli .....	121
Figura 5.17. Corrente sull'induttanza $L_{pv}$ .....	122
Figura 5.18. Disturbi di tensione sul DC-bus.....	122
Figura 5.19. Tensione sui pannelli .....	123
Figura 5.20. Corrente nell'induttanza $L_{pv}$ .....	123
Figura 5.21. Segnale di riferimento di tensione sui pannelli.....	124
Figura 5.22. Tensione sui pannelli .....	124
Figura 5.23. Corrente nell'induttanza del convertitore .....	124
Figura 5.24. Tensione misurata ai capi dei pannelli.....	125
Figura 5.25. Corrente che fluisce nell'induttanza del convertitore .....	125
Figura 5.26. Segnale di riferimento di tensione sui pannelli.....	126
Figura 5.27. Tensione misurata sui pannelli .....	126
Figura 5.28. Corrente nell'induttanza del convertitore .....	127
Figura 5.29. Tensione sui pannelli .....	127
Figura 5.30. Corrente che scorre nell'induttanza del convertitore.....	128
Figura 6.1. Implementazione algoritmo di MPPT .....	132
Figura 6.2. a) Radiazione solare. b) Tensione sui pannelli. c) Potenza generata. .....	134
Figura 6.3. a) Radiazione solare. b) Tensione sui pannelli. c) Potenza generata. .....	135
Figura 6.4. Schema di un PLL convenzionale. ....	137
Figura 6.5. Schema di controllo PLL. ....	137

Figura 6.6. a) Variazione di frequenza del segnale in ingresso $v\alpha$ . b) Frequenza stimata. c) Componente sull'asse q. d) Ampiezza stimata del segnale in ingresso. .....	140
Figura 6.7. Schema di controllo del FLL.....	140
Figura 6.8. Diagramma di Bode delle funzioni di trasferimento E(s) e Q(s). ..	142
Figura 6.9. Inserimento del blocco di stima della frequenza di rete FLL.....	143
Figura 6.10. a) Variazione di frequenza di $v\alpha$ . b) Frequenza stimata. c) Errore di stima della frequenza. ....	144
Figura 6.11. a) Modulo stimato. b) Angolo stimato. ....	144
Figura 6.12 Diagramma a blocchi algoritmo di alto livello.....	147
Figura 7.1 Schema elettrico dell'impianto con interruttori di avviamento.....	152
Figura 7.2. Flow chart che descrive la procedura di avviamento dell'impianto .....	153
Figura 7.3 Tensione sui condensatori del SAE durante la fase di avviamento.	156
Figura 7.4 Andamento temporale della corrente immessa in rete durante la procedura di avviamento.....	157
Figura 7.5 Stima del modulo della tensione di rete dell'algoritmo FLL. ....	157
Figura 7.6 Errore di frequenza stimata dall' FLL.....	158
Figura 7.7 Tensione sul condensatore fotovoltaico all'avviamento. ....	158
Figura 7.8 Corrente scambiata col SAE all'avviamento. ....	158
Figura 7.9 Curva di riduzione della potenza generata, secondo la normativa CEI 0-21 .....	159
Figura 7.10 Variazione della frequenza di rete.....	160
Figura 7.11 Set point di potenza attiva dell'inverter .....	160
Figura 7.12 Potenza istantanea e potenza attiva in transito nell'inverter .....	161
Figura 7.13 Potenza generata dal fotovoltaico .....	161
Figura 7.14 Potenza scambiata col SAE.....	161
Figura 7.15 Potenza in transito nell'inverter .....	163
Figura 7.16 Tensione sui pannelli fotovoltaici .....	163

Figura 7.17 Potenza generata dal fotovoltaico .....	163
Figura 7.18 Curva di riduzione della potenza attiva in funzione della frequenza di rete, nel caso di potenza ceduta alla rete .....	164
Figura 7.19 Curva di riduzione della potenza in funzione della frequenza, nel caso di potenza acquistata dalla rete .....	165
Figura 7.20 Dati di frequenza relativi ad una giornata.....	165
Figura 7.21 Variazione di frequenza della tensione di rete.....	166
Figura 7.22 Set point di potenza attiva da inviare all'inverter .....	166
Figura 7.23 Riferimento di potenza attiva dell'inverter .....	167
Figura 7.24 Set point di potenza attiva dell'inverter.....	168
Figura 7.25 Potenza in transito nell'inverter .....	168
Figura 7.26 Potenza generata dal fotovoltaico .....	169
Figura 7.27 Potenza scambiata con il SAE .....	169
Figura 7.28 Tensione sul bus in continua.....	169
Figura 7.29 Variazione di irradianza solare a salire.....	170
Figura 7.30 Potenza scambiata con il SAE .....	170
Figura 7.31 Potenza in transito nell'inverter .....	171
Figura 7.32 Potenza generata dal fotovoltaico .....	171
Figura 7.33 Tensione sul DC-bus.....	171
Figura 7.34 Variazione di irradianza solare a scendere .....	172
Figura 7.35 Potenza in transito nell'inverter .....	172
Figura 7.36 Potenza scambiata con il SAE .....	173
Figura 7.37 Potenza generata dal fotovoltaico .....	173
Figura 7.38 Tensione sul DC-bus.....	173
Figura 7.39 Potenza reattiva richiesta dal DSO .....	174
Figura 7.40 Potenza reattiva misurata scambiata con la rete .....	175
Figura 7.41 Potenza in transito nell'inverter .....	175
Figura 7.42 Potenza scambiata con il SAE .....	175
Figura 7.43 Potenza generata dal fotovoltaico .....	176

Figura 7.44 Tensione sul DC-bus ..... 176



## Indice delle tabelle

Tabella 2.1 Elenco grandezze elettriche di progetto dell'inverter .....	10
Tabella 2.2 Elenco grandezze elettriche di progetto del convertitore di batteria	12
Tabella 2.3 Elenco grandezze elettriche di progetto del convertitore fotovoltaico .....	13
Tabella 3.1 Parametri del pannello fotovoltaico .....	33
Tabella 4.1 Parametri del controllore PI .....	52
Tabella 4.2 Parametri del controllore PR .....	55
Tabella 4.3 Impedenze elettriche del filtro/carico/rete .....	68
Tabella 4.4 Parametri del PID .....	80
Tabella 4.5. Posizione dei poli del sistema in anello chiuso al variare del punto di equilibrio, $v_b$ minima .....	89
Tabella 4.6. Posizione dei poli del sistema in anello chiuso al variare del punto di equilibrio, $v_b$ nominale .....	90
Tabella 4.7. Posizione dei poli del sistema in anello chiuso al variare del punto di equilibrio, $v_b$ massima .....	90
Tabella 4.8 – Valori di tensione e di conduttanza incrementale nei punti di massima potenza, al variare dell'irradianza solare .....	95
Tabella 6.1 Punto di massima potenza al variare dell'irradianza solare, con $T=T_{rif}$ .....	130



# 1. Introduzione

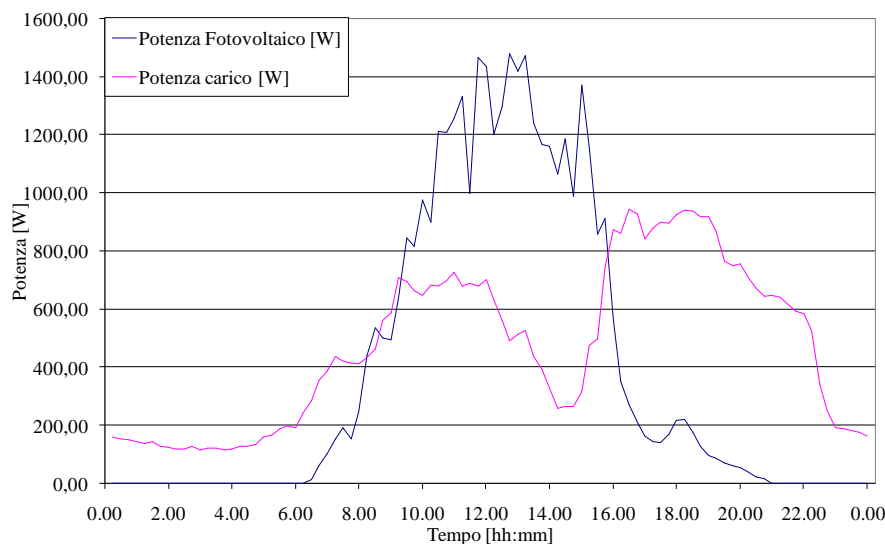
Il numero degli impianti fotovoltaici connessi alla rete elettrica nazionale in questi ultimi anni è cresciuto in maniera considerevole grazie ai programmi d'incentivazione, che hanno permesso di installare sul territorio italiano 17,5 GWp tra il 2005 e il 2013 [1].

Con la cessazione del Conto Energia, ma con la contestuale attivazione della detrazione fiscale del 50% per l'installazione di nuovi impianti fotovoltaici e con la riduzione dei prezzi dei pannelli fotovoltaici, sempre più utenze domestiche si configureranno nei prossimi anni come piccoli produttori fotovoltaici. Questi impianti sono installati esclusivamente nelle utenze collegate alla rete elettrica e operano in regime di interscambio con essa. Tale scenario prevede una massiccia penetrazione di generazione connessa alla rete di bassa tensione.

La generazione distribuita tuttavia, quando è costituita da fonti rinnovabili non programmabili, porta con sé tutti gli inconvenienti legati alla natura aleatoria della sorgente, la quale determina curve di produzione non facilmente prevedibili e spesso non coincidenti con quelle del carico.

A titolo d'esempio si riporta la curva di produzione di un impianto fotovoltaico che alimenta un utenza domestica e la curva che rappresenta la richiesta di potenza di quest'ultima (Figura 1.1). I dati, mediati ai 15 minuti, mostrano come il picco di produzione fotovoltaica risulta traslato temporalmente rispetto al picco di assorbimento dell'utenza domestica, per cui si ha l'immissione in rete dell'energia elettrica prodotta e non immediatamente consumata, e il prelievo di energia in un momento successivo per soddisfare i propri consumi. La rete elettrica è dunque utilizzata come fosse un sistema di accumulo, determinando problemi per il corretto funzionamento della rete. Produzione e carico devono

essere, infatti, identici istante per istante per salvaguardare la costanza della frequenza di rete.



**Figura 1.1. Esempio di curve di produzione e di carico**

Fintanto che erano in vigore gli incentivi dettati dal Conto Energia era conveniente per un utente privato immettere in rete tutta la potenza fotovoltaica prodotta, ma nell'attuale situazione, priva di incentivi sull'energia venduta, risulta conveniente consumare direttamente tale energia.

Per massimizzare l'autoconsumo di un'utenza domestica, una possibile soluzione è rappresentata dall'utilizzo di sistemi di accumulo di energia (SAE). L'autoconsumo, per un'abitazione con consumi annui pari a 5000KWh e con un impianto fotovoltaico installato da 5KWp, è infatti limitato al solo 30% [2], e l'integrazione di un sistema di accumulo energetico è in grado di aumentare questa quota.

L'installazione in parallelo ad un impianto fotovoltaico di un sistema in grado di immagazzinare energia permette, infatti, di disaccoppiare la potenza prodotta dal generatore da quella assorbita dal carico. In questo modo è possibile gestire in modo intelligente i flussi di potenza scambiati con la rete minimizzando i costi d'acquisto dell'energia elettrica e allo stesso tempo massimizzando l'autoconsumo. In alcuni paesi europei, come la Germania [3], l'autoconsumo

dell'energia prodotta dall'impianto fotovoltaico domestico è regolamentata con un maggiore incentivo poiché permette di ridurre i problemi di rete.

La penetrazione massiccia di generatori fotovoltaici può, infatti, determinare problemi di esercizio della rete elettrica a causa della natura intermittente della sorgente. Quest'ultima parte, crescente, della produzione non è, infatti, regolabile secondo i criteri convenzionali ma, al fine di garantire la sicurezza del sistema elettrico, la produzione complessiva deve comunque essere sempre esattamente quella assorbita dalla domanda. La crescita attesa di produzione rinnovabile richiederà maggiori capacità di regolazione, in parte ottenuta con i metodi tradizionali, modulando cioè la fornitura da idroelettrico o termoelettrico, e in parte fornita da sistemi di accumulo, soprattutto in quelle parti della rete dove non vi sono impianti convenzionali o questi non siano sufficienti.

L'integrazione con un sistema di immagazzinamento dell'energia è inoltre essenziale per garantire che la potenza immessa in rete sia più regolare e prevedibile. Un profilo più regolare della potenza consentirebbe al gestore della rete di ridurre la quantità di riserva da approvvigionare, riducendo così i costi che il sistema deve sopportare.

Un sistema di accumulo può dare ulteriori vantaggi anche all'utente finale apportando miglioramenti alla qualità e alla continuità del servizio ed evitando, in fase di prelievo, il superamento della potenza contrattuale. In presenza di sensibili differenze di prezzo fra ore piene e vuote, l'uso di accumuli consentirebbe di acquistare la maggior parte dell'energia nei momenti di maggiore convenienza, senza per questo dover modificare le proprie abitudini di consumo: ciò determinerebbe un sensibile beneficio anche per il sistema nel suo complesso.

Partendo dalle premesse sopra elencate, il presente lavoro di tesi ha l'obiettivo di sviluppare le strategie di controllo per un impianto costituito da un generatore fotovoltaico accoppiato con un sistema di accumulo di energia. Il sistema preso

in analisi è dimensionato e progettato [4] per un impianto domestico di piccola taglia (3 kW). L'impianto prevede l'utilizzo di diversi convertitori di elettronica di potenza realizzati in tecnologia switching, per permettere l'interfacciamento con la rete. I primi due capitoli della tesi sono dedicati alla descrizione del sistema e alla creazione di un modello ai valori medi dei componenti elettronici che lo compongono. Il modello matematico che descrive i convertitori di potenza strettamente legato alla condizione di funzionamento ed è sostanzialmente diverso a seconda dello stato in cui si trovano gli interruttori (ON o OFF); il modello complessivo è dunque non lineare di tipo *switching*.

L'utilizzo della tecnica di modello ai valori medi permette di arrivare alla scrittura di un unico modello che catturi il comportamento medio del dispositivo, riducendo notevolmente i tempi di simulazione e allo stesso tempo evitando di perdere informazioni importanti quali i tempi di risposta del sistema e l'andamento a regime delle variabili.

Sulla base dei modelli ricavati viene ideata una strategia di controllo atta a garantire il buon funzionamento dell'impianto nelle varie condizioni operative.

Tale strategia di controllo è di tipo gerarchico basata su tre livelli: alto, medio e basso livello. Gli algoritmi di controllo del generico livello ricevono come input i set-point derivanti dagli algoritmi di controllo del livello superiore.

Particolare attenzione viene posta sugli algoritmi di basso livello, nonché i controllori locali dei convertitori di potenza.

Vengono imposte determinate specifiche (sulla velocità di risposta e sull'attenuazione dell'effetto dei disturbi) che devono essere soddisfatte per ogni condizione operativa del dispositivo, affrontando la difficoltà di progetto derivante dalla non linearità dei modelli dei convertitori.

Un intero capitolo è dedicato alla verifica della correttezza dei modelli costruiti e dei sistemi di controllo progettati. Tale verifica viene effettuata confrontando le simulazioni eseguite sul modello ai valori medi con quelle eseguite sul modello reale, ricreato per via software.

Vengono poi analizzati gli algoritmi di massimizzazione della potenza prodotta dal campo fotovoltaico, l'algoritmo di stima dei parametri della tensione di rete e l'algoritmo di gestione dei flussi di potenza in transito nell'impianto.

Successivamente si procede allo studio della procedura di avviamento, costituita da una sequenza di passaggi e operazioni da eseguire per un sicuro e affidabile aggancio alla rete elettrica.

Il sistema complessivo viene infine analizzato e testato attraverso varie simulazioni software, allo scopo di verificarne il corretto funzionamento nelle varie condizioni operative.

La tesi è così articolata nei seguenti capitoli:

### **Capitolo 2 -Impianto fotovoltaico - accumulo**

In questo capitolo, viene descritto l'impianto costituito da un generatore fotovoltaico e da un sistema di accumulo energetico connessi su un bus comune in DC, interfacciati attraverso un inverter DC/AC. Viene presentato lo schema elettrico del sistema, le funzioni svolte dagli elementi costitutivi dell'impianto. Inoltre viene fatto cenno alla struttura di controllo che verrà sviluppata nella tesi.

### **Capitolo 3 -Modellistica del sistema**

Il capitolo descrive la costruzione del modello ai valori medi del sistema. Tale modello permette di analizzare e studiare gli anelli di regolazione di ciascun convertitore. L'obiettivo della modellistica ai valori medi è quello di arrivare alla scrittura di un modello che catturi il comportamento medio del dispositivo all'interno del periodo di commutazione di ciascun transistor.

In questo modo si possono ridurre i tempi di simulazione, rispetto a un modello elettromagnetico, evitando al contempo di perdere informazioni importanti durante i transitori e i regimi.

### **Capitolo 4 -Controllo del sistema**

Il capitolo è dedicato alla progettazione e alla taratura dei regolatori in anello chiuso di ciascun convertitore presente all'interno dell'impianto. A partire dai

modelli ai valori medi ottenuti nel precedente capitolo, sono stati costruiti e verificati gli anelli di regolazione in diverse condizioni operative. L'impianto presenta infatti diversi punti di funzionamento, determinati dalle condizioni meteo, dallo stato di carica della batteria, dalla potenza richiesta dal carico e deve essere in grado di garantire un comportamento affidabile in ogni condizione di esercizio.

### **Capitolo 5-Confronto tra modello ai valori medi e modello elettromagnetico**

In questo capitolo vengono mostrati i risultati del confronto tra il modello ai valori medi e il modello elettromagnetico. Tale confronto permette di verificare la correttezza del modello sviluppato nel capitolo 3 e del controllo progettato nel capitolo 4. I dati utilizzati per il confronto sono ottenuti da simulazioni effettuate sul modello elettromagnetico sviluppato in ambiente *SimPowerSystem*, e sul modello ai valori medi, in ambiente *Simulink*.

### **Capitolo 6 - Algoritmi di medio e alto livello**

Il capitolo è dedicato alla descrizione delle logiche di controllo di medio livello, necessarie per massimizzare la produzione del generatore fotovoltaico (MPPT) e per mantenere l'inverter sincronizzato alla frequenza di rete (PLL).

Inoltre si discute la logica di alto livello, utilizzata allo scopo di gestire in modo intelligente tutti i flussi di potenza in transito attraverso i vari dispositivi che costituiscono l'impianto.

### **Capitolo 7 - Risultati delle simulazioni sul modello completo**

Il capitolo finale della tesi completa la trattazione inserendo nel modello di simulazione la sequenza di avviamento dell'impianto e la partecipazione alla regolazione di frequenza di rete (secondo la normative CEI 0-21).

Vengono inoltre mostrate delle simulazioni sul modello completo tentando di coprire tutte le possibili condizioni operative dell'impianto (le quali dipendono dalle condizioni meteo e dalle scelte imposte dall'algoritmo di alto livello).



## **2. Impianto fotovoltaico - accumulo**

Lo sviluppo degli algoritmi di controllo per un impianto fotovoltaico - accumulo è influenzato dalle scelte progettuali e dalle funzioni che l'impianto stesso deve fornire alla rete e al carico. Come già esposto, scopo della tesi è lo sviluppo delle strategie di controllo necessarie al funzionamento dell'impianto in tutte le condizioni operative generatore fotovoltaico, del sistema di accumulo, del carico e della rete elettrica. Prima di procedere con lo sviluppo dei modelli e degli algoritmi di controllo, è importante conoscere la configurazione circuitale dell'impianto e le funzionalità da svolgere.

L'integrazione di un generatore fotovoltaico e di un sistema di accumulo può essere infatti realizzata ricorrendo a diverse configurazioni circuitali, ognuna delle quali presenta differenti caratteristiche. L'efficienza energetica dell'impianto, la distorsione armonica, il grado di protezione elettrica, ma anche e soprattutto la struttura del controllo è fortemente influenzata dalle scelte fatte in fase di progettazione.

Questo capitolo è dedicato alla descrizione dell'impianto utilizzato per tutto il lavoro di tesi. La struttura hardware dell'impianto e le funzioni svolte sono informazioni essenziali per definire i modelli da utilizzare e gli obiettivi del controllo.

### **2.1. Funzioni svolte dall'impianto**

L'impianto, come già detto, prevede molteplici funzioni sia per quanto concerne l'utenza elettrica connessa, sia per quanto riguarda la rete elettrica. La soluzione presa in esame, che permette di immagazzinare in batteria l'energia in eccesso prodotta dall'impianto fotovoltaico per poi cederla all'utenza nei momenti di maggiore richiesta, svolge le seguenti funzioni:

- **Aumento dell'autoconsumo:** immagazzinando in batteria l'energia prodotta dall'impianto fotovoltaico durante le ore di basso carico ed utilizzandola nelle ore con consumi maggiori.
- **Miglioramento della prevedibilità della produzione e riduzione della variabilità dell'energia immessa sulla rete:** la potenza immessa in rete è funzione delle previsioni meteo e il profilo di immissione non presenta le variazioni causate dal passaggio di nubi o di ulteriori fenomeni non prevedibili. La batteria agisce fornendo la potenza necessaria a compensare queste variazioni.
- **Incremento della potenza disponibile:** il sistema di accumulo permette la compensazione dei picchi di carico e garantisce una potenza di picco eccedente i limiti contrattuali di approvvigionamento. In questo modo, pur essendo garantito un maggiore picco di assorbimento, la rete deve fornire solo parte della potenza necessaria ad alimentare il carico.
- **Time shift:** riduzione del prezzo di approvvigionamento dell'energia da rete, immagazzinando energia nelle ore economicamente favorevoli e utilizzandola nelle ore meno favorevoli, soprattutto nei periodi in cui si ha una bassa radiazione solare.
- **Emergency power supply:** Alimentazione in isola del carico locale, utilizzando il sistema di accumulo come fosse un Uninterruptible Power Supply (UPS).
- **Regolazione della tensione:** Partecipazione alla regolazione di tensione erogando oltre a potenza attiva anche potenza reattiva, come indicato nella norma CEI 0-21 [5].
- **Regolazione della frequenza:** Partecipazione alla regolazione di frequenza agendo sulla potenza attiva erogata, come indicato nella norma CEI 0-21.

## 2.2. Descrizione dell'impianto

Il dispositivo prototipale, il cui schema elettrico è mostrato in Figura 2.1, presenta la connessione del sistema di accumulo in parallelo all'impianto fotovoltaico su un bus comune in continua. La batteria e l'impianto fotovoltaico sono interfacciati mediante un convertitore dc-dc, in modo tale da disaccoppiare la potenza scambiata dalla tensione imposta sul bus comune in corrente continua. L'interfaccia con l'utenza elettrica e la rete elettrica in alternata è garantita mediante un inverter bidirezionale.

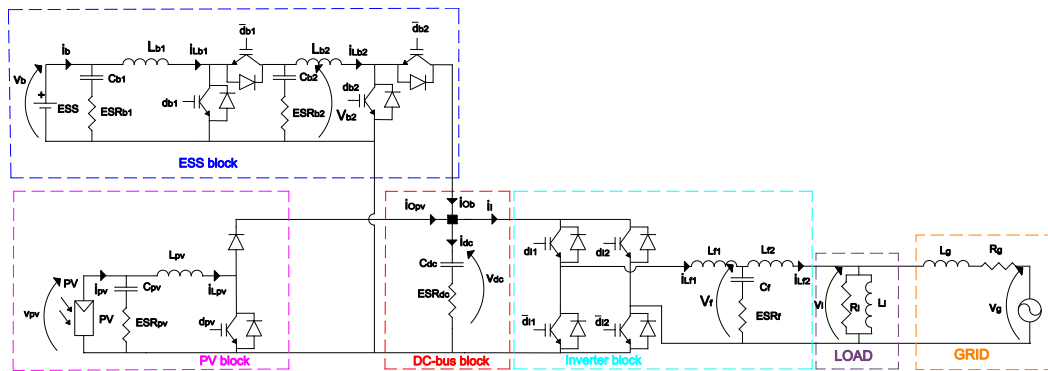


Figura 2.1 Schema a blocchi del sistema ibrido batteria-fotovoltaico

Il sistema progettato è connesso a un carico tipo costituito da un'utenza domestica avente una fornitura elettrica di 3 kW e connesso ad un impianto fotovoltaico da 3 kWp. L'inverter è dimensionato per erogare fino a 5 kVA con un fattore di potenza pari a 0,9, per far quindi fronte a un carico maggiore anche nella condizione di funzionamento da UPS. Vista la taglia e la tipologia di carico, la connessione del sistema ibrido batteria-fotovoltaico avviene sulla rete in bassa tensione ed è monofase.

Il sistema di accumulo è dimensionato per soddisfare il consumo giornaliero medio di una famiglia tipo composta da 4 persone, che annualmente si attesta a 2700 kWh, per garantirne una vita utile elevata e lasciare un margine sempre disponibile per il funzionamento da UPS. Il sistema di accumulo da 8 kWh, è infatti utilizzato tra il 20% e il 82,5% dello stato di carica (SOC) e sono quindi

disponibili circa 5 kWh per il normale utilizzo giornaliero. Il sistema è costituito da 3 blocchi funzionali, che sono descritti nel seguito. Tutti i convertitori dc-dc progettati e l'inverter hanno frequenza di switching pari a 20 kHz.

### 2.3. Blocco inverter – rete

Il blocco inverter garantisce la conversione della tensione continua presente sul bus comune in DC, nella tensione alternata a 50 Hz necessaria ad alimentare l'utenza domestica, sia durante il funzionamento in isola che durante il funzionamento connesso alla rete.

Nell'applicazione considerata il convertitore statico DC/AC è un full-bridge inverter bidirezionale a tensione impressa senza trasformatore di isolamento. Il componente è connesso alla rete di distribuzione in bassa tensione attraverso un filtro d'uscita passivo di tipo LCL [6],[7]. Tale filtro permette di attenuare le distorsioni armoniche prodotte dalla commutazione delle valvole elettroniche e di disaccoppiare l'inverter dall'impedenza di rete. Il convertitore ha le seguenti grandezze di progetto:

**Tabella 2.1 Elenco grandezze elettriche di progetto dell'inverter**

<b>Nome componente</b>	<b>Simbolo</b>	<b>Valore</b>
Potenza apparente nominale	S	5 kVA
Fattore di potenza massimo	$\cos\varphi$	0,9
Frequenza nominale di rete	$f_n$	50 Hz
Frequenza di rete	$f_g$	47,5 – 51,5 Hz
Tensione nominale di rete	$V_n$	230 Vrms
Tensione di rete	$V_g$	185,5 – 253 Vrms
Tensione ingresso inverter	$V_{dc}$	400 ± 40 V
Induttanza di rete	$L_g$	0,239 mH/km
Resistenza di rete	$R_g$	0,462 Ω/km
Induttanza primaria di filtro	$L_{f1}$	1,2 mH
Induttanza secondaria di filtro	$L_{f2}$	0,8 mH
Capacità di filtro	$C_f$	10 μF
Resistenza interna serie capacità $C_f$	$ESR_{Cf}$	10 mΩ
Frequenza di switching	$f_{sw}$	20 kHz

L'inverter svolge le seguenti funzioni principali:

- partecipazione alla regolazione della tensione e della frequenza della rete AC;
- gestione lo scambio di potenza verso la rete elettrica ed il carico, prelevando o iniettando potenza sul bus comune in DC;
- erogazione di corrente alternata con uno sfasamento tale da rendere nullo lo scambio di potenza reattiva tra il carico e la rete elettrica.

Il convertitore è controllato attraverso una modulazione PWM unipolare, che garantisce una frequenza della tensione in uscita doppia rispetto alla frequenza di switching. Il convertitore è a tensione impressa ma, dato che la rete svolge il ruolo di generatore prevalente di tensione, per poter regolare la potenza erogata/assorbita agisce sulla corrente scambiata con la rete elettrica.

Le norme CEI definiscono i limiti massimi di ampiezza delle armoniche della tensione di rete con frequenza multipla della fondamentale. Tali valori sono espressi in % rispetto all'ampiezza della prima armonica (a 50Hz).

Armoniche dispari <i>Odd harmonics</i>				Armoniche pari <i>Even harmonics</i>	
Non multiple di 3 <i>Not multiples of 3</i>		Multiple di 3 <i>Multiples of 3</i>		Ordine <i>Order</i> <b>h</b>	Tensione relativa <i>Relative voltage</i>
Ordine <i>Order</i> <b>h</b>	Tensione relativa <i>Relative voltage</i>	Ordine <i>Order</i> <b>h</b>	Tensione relativa <i>Relative voltage</i>		
5	6 %	3	5 %	2	2 %
7	5 %	9	1,5 %	4	1 %
11	3,5 %	15	0,5 %	6 ... 24	0,5 %
13	3 %	21	0,5 %		
17	2 %				
19	1,5 %				
23	1,5 %				
25					

Nota: I valori corrispondenti alle armoniche di ordine superiore a 25 non sono indicati in questa tabella poiché essi sono generalmente piccoli ma imprevedibili a causa degli effetti di risonanza.  
No values are given for harmonics of order higher than 25, as they are usually small, but largely unpredictable due to resonance effects.

**Figura 2.2 Valori massimi di ampiezza delle armoniche di rete consentiti dalle norme CEI.**

## 2.4. Blocco convertitore di batteria – bus DC

Il convertitore dc-dc di batteria è costituito da due convertitori boost in cascata, in modo tale da elevare la tensione di batteria alla tensione del bus in continua. Tale convertitore è di tipo bidirezionale in modo tale da garantire la carica e la scarica della batteria in funzione della potenza prodotta dall'impianto fotovoltaico e dalla potenza scambiata con la rete elettrica.

Nel caso in cui l'impianto fotovoltaico eroghi più potenza di quella erogata dall'inverter, deve essere in grado di evitare che la tensione sul DClink aumenti, garantendo un flusso di potenza verso la batteria. Viceversa se l'inverter eroga più potenza di quanta ne produce l'impianto fotovoltaico, il convertitore deve essere in grado di garantire tale surplus invertendo il flusso di potenza, ponendo la batteria in scarica.

Tale convertitore permette di disaccoppiare la tensione di batteria, variabile con lo stato di carica di quest'ultima, dalla tensione regolata sul bus in continua.

Il convertitore ha le seguenti grandezze di progetto:

**Tabella 2.2 Elenco grandezze elettriche di progetto del convertitore di batteria**

<b>Nome componente</b>	<b>Simbolo</b>	<b>Valore</b>
Potenza massima batteria	$P_b$	5 kW
Energia nominale batteria	$E_b$	8 kWh
Tensione nominale batteria	$V_{bn}$	96 V
Tensione di batteria	$V_b$	89 – 120 V
Tensione uscita convertitore 1 di batteria	$V_{b2}$	$200 \pm 20$ V
Tensione uscita convertitore 2 di batteria	$V_{dc}$	$400 \pm 40$ V
Induttanza convertitore 1 di batteria	$L_{b1}$	0,5 mH
Capacità convertitore 1 di batteria	$C_{b1}$	1,5 mF
Resistenza interna serie della capacità $C_{b1}$	$ESR_{b1}$	1 m $\Omega$
Induttanza convertitore 2 di batteria	$L_{b2}$	1 mH
Capacità convertitore 2 di batteria	$C_{b2}$	1mF
Resistenza interna serie della capacità $C_{b2}$	$ESR_{b2}$	1 m $\Omega$
Capacità bus DC	$C_{dc}$	1 mF
Resistenza interna serie della capacità $C_{dc}$	$ESR_{dc}$	1 m $\Omega$
Frequenza di switching	$f_{sw}$	20 kHz

## 2.5. Blocco convertitore fotovoltaico

Questo convertitore deve essere in grado di garantire che il pannello funzioni nelle condizioni di massimo trasferimento di potenza per tutte le condizioni di irradianza e temperatura in cui esso si trova ad operare. Per realizzare questo blocco si utilizza un convertitore monodirezionale che garantisce un flusso di potenza da fotovoltaico a batteria e non viceversa. Nel caso specifico del progetto si è scelto di utilizzare una architettura a boost modificata con filtro capacitivo di ingresso in grado di ridurre i ripple di tensione sul pannello fotovoltaico causati dalle commutazioni del convertitore stesso e che andrebbero ad agire sulla potenza generata.

Tabella 2.3 Elenco grandezze elettriche di progetto del convertitore fotovoltaico

Nome componente	Simbolo	Valore
Potenza massima fotovoltaico	$P_{pv}$	3 kW <sub>p</sub>
Tensione di fotovoltaico	$V_b$	180 – 350 V
Tensione uscita convertitore fotovoltaico	$V_{dc}$	400 ± 40 V
Induttanza convertitore fotovoltaico	$L_{pv}$	1,5 mH
Capacità convertitore fotovoltaico	$C_{pv}$	600 μF
Resistenza interna serie della capacità $C_{pv}$	$ESR_{pv}$	1 mΩ
Frequenza di switching	$f_{sw}$	20 kHz

## 2.6. Struttura del controllo

Il sistema di controllo dell'intero sistema è strutturato su tre livelli(Figura 2.3):

- **basso livello (in blu):** agisce sulle variabili di controllo (duty cycle dei convertitori) attraverso dei controllori locali in retroazione in funzione dei set-point imposti dai livelli di controllo superiori;
- **medio livello (in verde):** algoritmi per la gestione dei diversi componenti, come l'MPPT per poter erogare la massima potenza dell'impianto fotovoltaico, uno stimatore dello stato di carica per verificare il SOC della batteria e il Phased Looked Loop (PLL) strumento necessario per la sincronizzazione con la rete elettrica;

- **alto livello (in rosso)**: algoritmo di gestione del sistema, che in funzione della potenza di carico, dello stato di carica della batteria, della potenza prodotta dall'impianto fotovoltaico e di eventuali richieste fornite da un operatore di rete, genera i set-point di potenza attiva e reattiva per l'inverter.

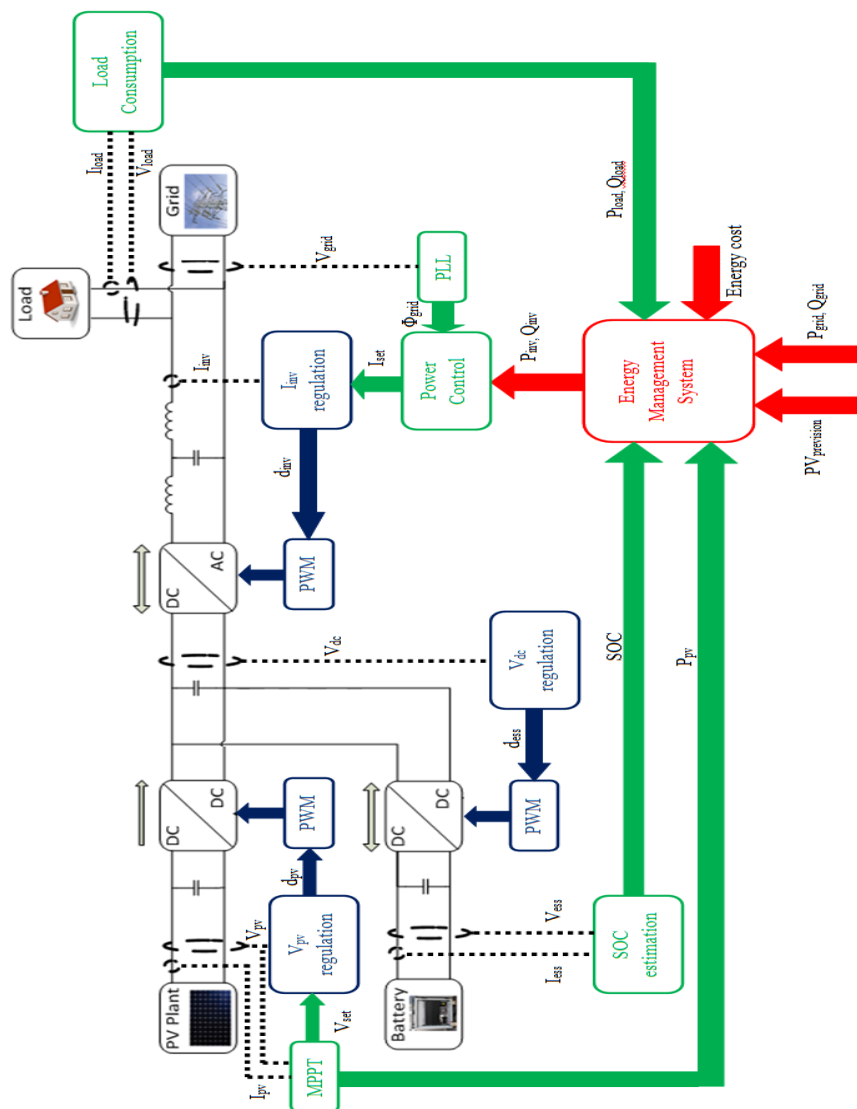


Figura 2.3 Schema a blocchi del sistema di controllo dell'impianto



### 3. Modellistica del sistema

L'impianto preso in analisi è costituito da diversi sistemi non lineari di tipo *switching*. La modellistica dell'impianto può essere effettuata in modo differente in funzione delle necessità di simulazione. Nel precedente lavoro di tesi [4], è stato costruito un modello elettromagnetico di ciascun convertitore dell'impianto allo scopo di verificare le scelte progettuali effettuate. Per poter sviluppare il controllo del sistema era stato inoltre sviluppato in maniera semplificata il modello ai valori medi di ciascun convertitore in modo tale da poter tarare semplici regolatori di tipo PID da integrare nel modello elettromagnetico.

L'attività di tesi svolta prevede, invece, la costruzione del modello ai valori medi dell'intero impianto in modo tale da poter sviluppare controllori robusti per ciascun convertitore. Il modello complessivo dell'impianto permette di verificare l'interazione dei diversi convertitori e sviluppare gli algoritmi di medio ed alto livello.

Questo capitolo ha quindi lo scopo di mostrare come ricavare il modello ai valori medi di un ciascun convertitore a partire dalla struttura circuitale. L'obiettivo della tecnica ai valori medi è quello di arrivare alla scrittura di un unico modello che catturi il comportamento medio del dispositivo all'interno del periodo di commutazione tra la condizione di ON e di OFF dei transistor (periodo di *switching*). I convertitori elettronici di cui è composto il sistema completo hanno un comportamento differente in ogni istante di ON e OFF del sistema e un modello del sistema non sarebbe riscrivibile se non adottando tale tecnica [8],[9]. L'utilizzo del modello ai valori medi permette di ridurre notevolmente i tempi di simulazione evitando di perdere informazioni importanti quali i tempi di risposta del sistema e l'andamento a regime delle variabili.

### 3.1. Teoria generale sul modello ai valori medi

Le equazioni che modellano il generico convertitore di potenza dipendono dallo stato in cui si trovano gli interruttori, portando quindi ad un modello di tipo *switching*. In tale situazione il modello del sistema risulta differente in funzione dello stato assunto dagli interruttori elettronici. La Figura 3.1 mostra le diverse configurazioni circuitali di un convertitore dc-dc a seconda che l'interruttore sia ON piuttosto che OFF.

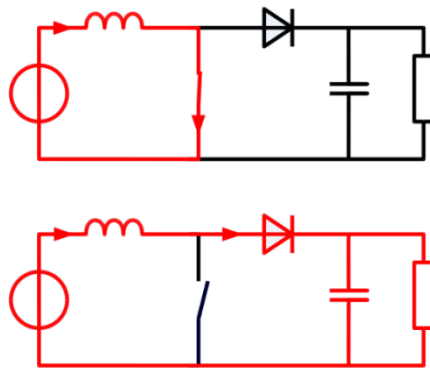


Figura 3.1 Configurazioni circuitali di un convertitore dc-dc

La costruzione del modello ai valori medi del generico convertitore di potenza permette invece di arrivare alla scrittura di un unico modello che descrive il comportamento medio del dispositivo, all'interno del periodo di switch.

L'operazione matematica necessaria è la media locale mobile, calcolata come:

$$\bar{x}(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t x(\tau) d\tau \quad (3.1)$$

Dove  $T$  è un periodo fissato. Questa media è in ogni istante calcolata a partire dal precedente intervallo di lunghezza  $T$ . Una appropriata scelta di tale periodo è richiesta in ogni specifica applicazione per ottenere risultati ottimali. Nel caso dei convertitori di potenza, il valore di  $T$  viene posto uguale al periodo di commutazione degli interruttori.

Nella notazione che segue si definiscono le variabili istantanee con la lettera minuscola e le variabili mediate con la lettera minuscola segnata.

La funzione  $\bar{x}(t)$  ottenuta dalla (3.1) presenterà minori variazioni rispetto  $x(t)$ , in quanto è calcolata proprio come suo valore medio, ma manterrà il suo andamento. Inoltre  $\bar{x}(t)$  sarà una funzione continua nel tempo, a condizione che  $x(t)$  non presenti impulsi.

Le principali proprietà che caratterizzano i modelli ai valori medi sono le seguenti:

- La derivata di una variabile mediata è uguale alla media della sua derivata.

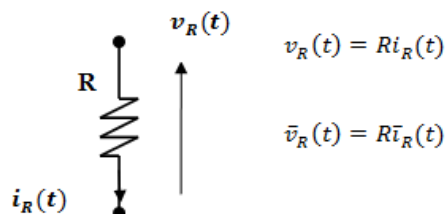
$$\frac{d[\bar{x}(t)]}{dt} = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t \frac{d[x(t)]}{dt} d\tau$$

- Le variabili istantanee e quelle mediate devono rispettare gli stessi vincoli imposti dalle leggi di *Kirchhoff* per le tensioni e per le correnti. Questo avviene perché le leggi di *Kirchhoff* sono lineari, quindi non vengono modificate in seguito all'operazione di media.
- In modo analogo, mediando le leggi caratteristiche dei componenti *LTI*, si trova ancora che le quantità mediate sono vincolate dalle stesse leggi di quelle istantanee.

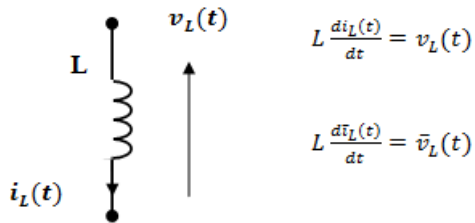
### 3.1.1. Modello ai valori medi dei componenti lineari

Il comportamento medio dei componenti elettrici lineari è rappresentato dalle seguenti relazioni:

**Resistore**



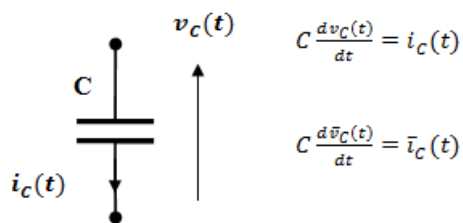
### Induttore



$$L \frac{di_L(t)}{dt} = v_L(t)$$

$$L \frac{d\bar{i}_L(t)}{dt} = \bar{v}_L(t)$$

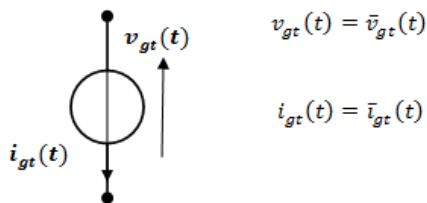
### Condensatore



$$C \frac{dv_C(t)}{dt} = i_C(t)$$

$$C \frac{d\bar{v}_C(t)}{dt} = \bar{i}_C(t)$$

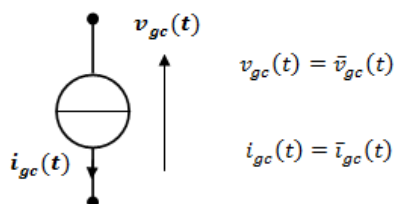
### Generatore di tensione



$$v_{gt}(t) = \bar{v}_{gt}(t)$$

$$i_{gt}(t) = \bar{i}_{gt}(t)$$

### Generatore di corrente



$$v_{gc}(t) = \bar{v}_{gc}(t)$$

$$i_{gc}(t) = \bar{i}_{gc}(t)$$

Queste relazioni permettono di ricavare un circuito mediato partendo da un generico circuito elettronico, semplicemente applicando semplici regole.

Innanzitutto è possibile sostituire direttamente tutte le tensioni e le correnti istantanee con i loro valori medi espressi secondo la (3.1).

Tale circuito potrà essere analizzato con le più svariate tecniche di cui l'elettrotecnica dispone.

I componenti non lineari o quelli le cui leggi caratteristiche variano nel tempo non vengono riportati in maniera così semplice dal circuito originale al circuito mediato. Il componente presente nei convertitori di potenza avente queste caratteristiche è l'interruttore (composto da IGBT e diodo in antiparallelo), che merita una trattazione a parte.

### 3.1.2. Modello ai valori medi di un interruttore ideale

Si definisce con  $S(t)$  la funzione che tiene conto dello stato in cui si trova l'interruttore (funzione di *switch*):

$$S(t) = \begin{cases} 0 & \text{se } S \text{ aperto} \\ 1 & \text{se } S \text{ chiuso} \end{cases}$$

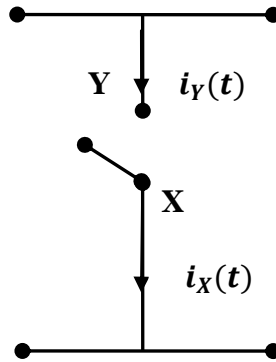
Il valore medio di tale funzione sarà  $\bar{S}(t) = d(t)$ , la quale può assumere valori compresi tra 0 e 1. La funzione  $d(t)$  prende il nome di *duty cycle continuo* e rappresenta la variabile di controllo del convertitore.

Il modello dell'interruttore che verrà costruito a breve è valido solo se valgono le seguenti due ipotesi:

- *Small ripple*: la corrente che scorre nell'interruttore è ben approssimata dal suo valore medio.
- *Slow variation*: tale corrente non deve variare in modo significativo all'interno dell'intervallo  $T$ .

Queste ipotesi sono valide solitamente per convertitori dc-dc che lavorano ad alte frequenze di commutazione, operanti in conduzione continua (La corrente non si annulla mai durante l'intervallo  $T$ ).

L'interruttore è rappresentato in Figura 3.2. Si suppone che esso sia controllato dalla funzione  $S(t)$ , avente come possibili valori 0 e 1. Si nominano con la lettera X e la lettera Y i capi dell'interruttore.



**Figura 3.2** L'interruttore nel generico convertitore

La corrente che scorre nel nodo X può essere scritta come:

$$i_X(t) = S(t)i_Y(t) \quad (3.2)$$

Mediando l'equazione (3.2) si ottiene:

$$\bar{i}_X(t) = \overline{S(t)i_Y(t)}$$

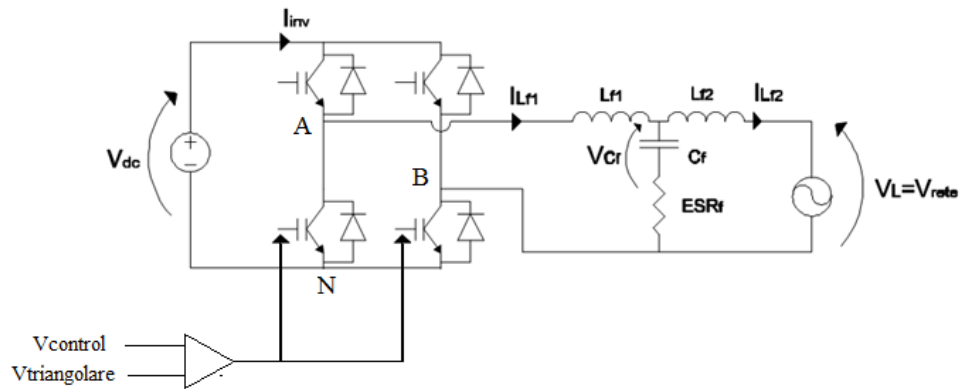
Grazie alle precedenti assunzioni, si può approssimare la corrente  $i_Y(t)$  al suo valore medio  $\bar{i}_Y(t)$ , quindi si può scrivere:

$$\bar{i}_X(t) = \overline{S(t)i_Y(t)} \approx \bar{S}(t)\bar{i}_Y(t) = d(t)\bar{i}_Y(t) \quad (3.3)$$

L'equazione (3.3) costituisce il modello ai valori medi dell'interruttore.

### 3.2. Modello Inverter

Quanto visto finora può essere applicato a ciascuno dei convertitori presenti all'interno dell'impianto. Il modello dell'inverter è ricavato a partire dallo schema circuitale mostrato in Figura 3.3.



**Figura 3.3 Modello dell'inverter più filtro e rete.**

L'inverter è controllato con una modulazione di tipo PWM, ottenuta confrontando il segnale da applicare tra i nodi A e B (modulante) con un segnale triangolare (portante) alla frequenza di *switching*.

In uscita all'inverter (tra i nodi A e B) viene generata una tensione rettangolare con periodo pari al periodo della portante, la cui ampiezza risulta funzione di come vengono comandate le valvole e della modulante. Dal confronto della tensione di controllo con la triangolare si ottengono i seguenti segnali logici di comando degli interruttori del ramo A:

$$v_{contr} > v_{tr} \rightarrow S_{A+} = ON; S_{A-} = OFF \rightarrow v_{AN} = v_{dc}$$

$$v_{contr} < v_{tr} \rightarrow S_{A+} = OFF; S_{A-} = ON \rightarrow v_{AN} = 0$$

Per controllare gli interruttori del ramo B, la tensione  $-v_{contr}$  è confrontata con la stessa onda triangolare e si ottengono i seguenti segnali di comando per il ramo B:

$$-v_{contr} < v_{tr} \rightarrow S_{B+} = OFF; S_{B-} = ON \rightarrow v_{BN} = 0$$

$$-v_{contr} > v_{tr} \rightarrow S_{B+} = ON; S_{B-} = OFF \rightarrow v_{BN} = v_{dc}$$

Sono quindi presenti quattro possibili combinazioni degli interruttori tali per cui la tensione d'uscita varia sempre tra 0 e  $v_{dc}$  oppure tra 0 e  $-v_{dc}$ .

Se il segnale di controllo è un segnale sinusoidale, l'uscita dell'inverter sarà una tensione rettangolare con periodo fisso, ma duty cycle variabile sinusoidalmente.

La prima armonica di tale segnale rettangolare è una senoide con periodo pari al periodo della modulante e ampiezza proporzionale al rapporto tra l'ampiezza del segnale di controllo e il segnale triangolare, come mostrato in Figura 3.4.

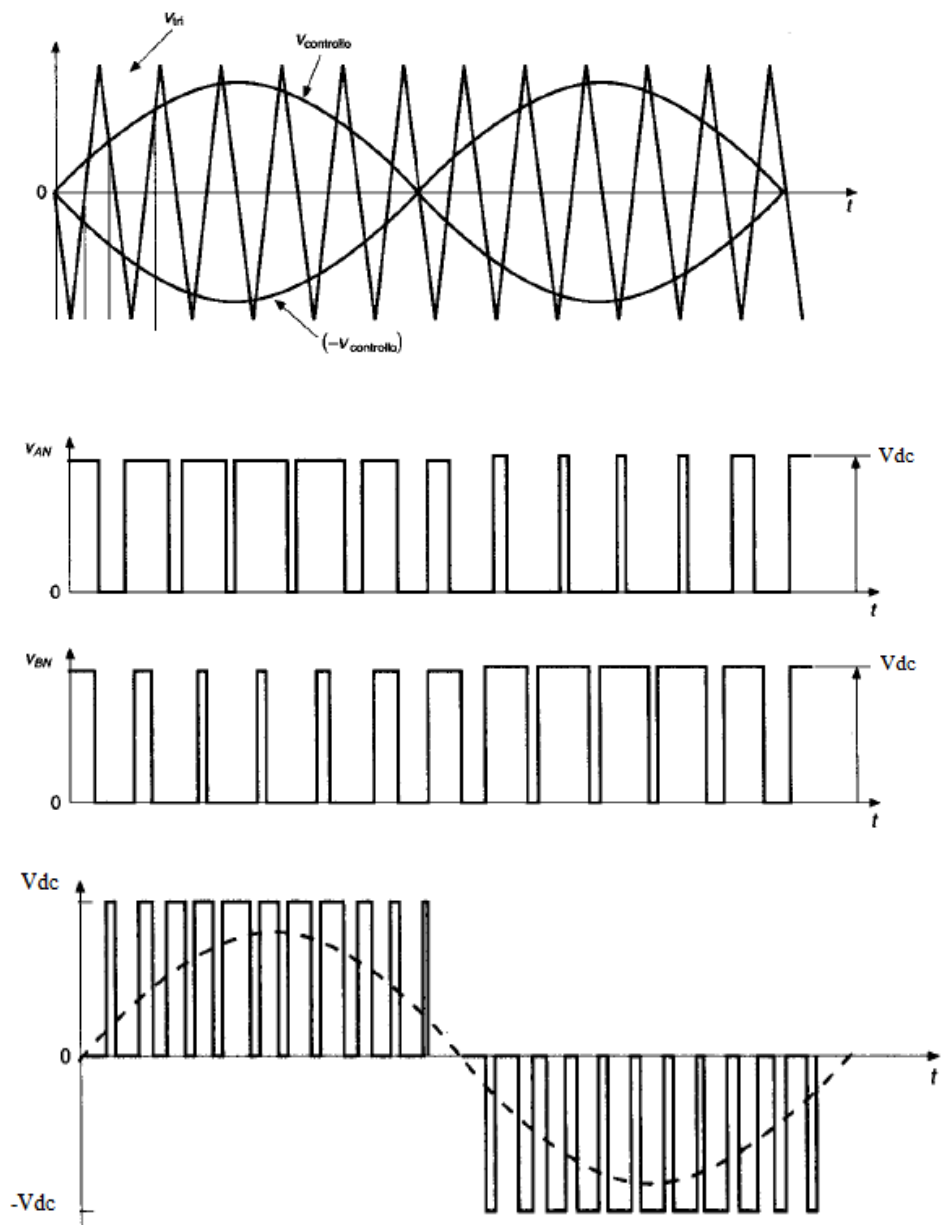


Figura 3.4 Tensioni ai morsetti A,B e N dell'inverter



La tecnica del modello ai valori medi permette di sostituire le variabili istantanee (che contengono anche le armoniche alla frequenza di switching) con delle variabili più lente che ne rappresentano il valore medio.

Nel caso dell'inverter, il modello ricavato è valido solamente se la frequenza del segnale triangolare è molto maggiore della frequenza dell'onda sinusoidale di controllo. Sotto quest'ipotesi, all'interno di un periodo di switch, è possibile modellare la tensione di controllo come un generatore di tensione costante.

### 3.2.1. Modello della modulazione PWM unipolare

L'obiettivo di questo capitolo è quello di trovare il legame matematico esistente tra la tensione di controllo dell'inverter e la tensione ai suoi morsetti di uscita. A tale scopo, viene mostrato l'andamento temporale delle tensioni  $v_{AN}$ ,  $v_{BN}$  e  $v_{AB}$  (riportato in Figura 3.5), il cui comportamento è conforme alla logica di comando illustrata in precedenza.

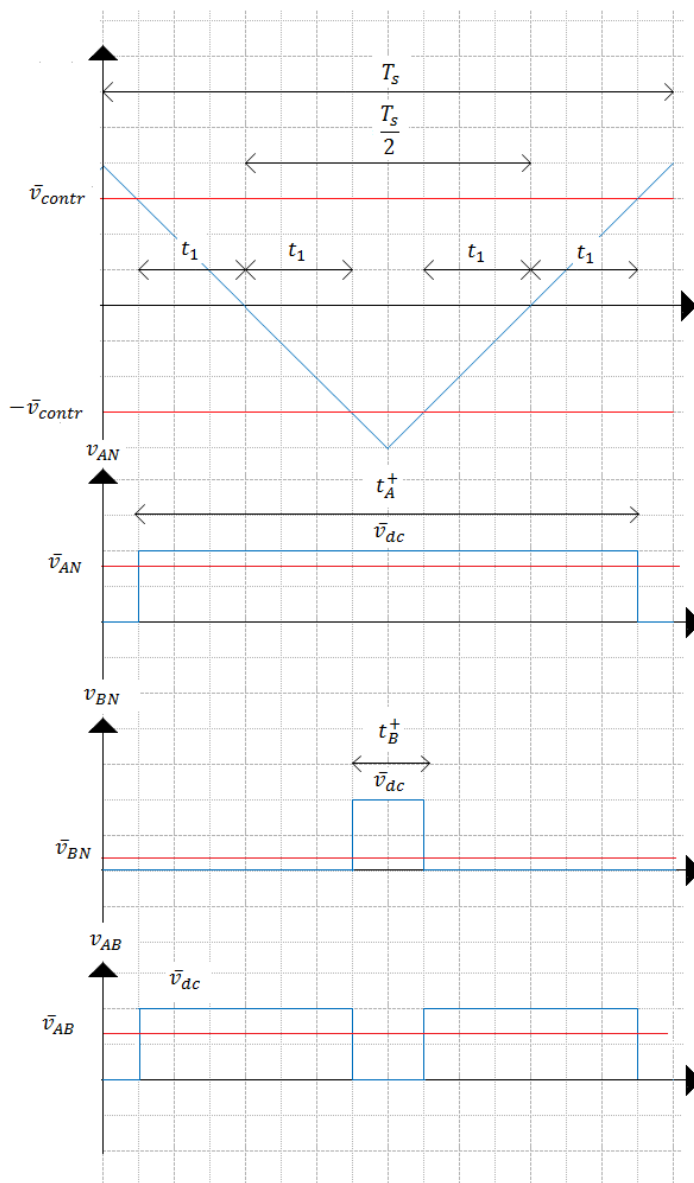
Si indicano con  $t_A^+$  e con  $t_B^+$  gli intervalli di tempo in cui sono chiusi rispettivamente gli interruttori  $S_{A+}$  e  $S_{B+}$ . Indichiamo inoltre con  $T_s$  il periodo di switching degli interruttori, con  $v_{dc}$  la tensione in ingresso all'inverter, con  $V_{tr}$  l'ampiezza dell'onda triangolare e con  $v_{contr}$  la tensione di comando degli interruttori.

Sotto l'ipotesi che la tensione lato continua dell'inverter sia ben approssimabile dal suo valore medio ( $v_{dc} = \bar{v}_{dc}$ ), le tensioni medie dei nodi A e B rispetto al nodo comune N possono essere scritte come:

$$\bar{v}_{AN} = \bar{v}_{dc} \frac{t_A^+}{T_s}; \bar{v}_{BN} = \bar{v}_{dc} \frac{t_B^+}{T_s}$$

da cui, la tensione tra i nodi A e B risulta:

$$\bar{v}_{AB} = \bar{v}_{AN} - \bar{v}_{BN} = \bar{v}_{dc} \left( \frac{t_A^+}{T_s} - \frac{t_B^+}{T_s} \right) \quad (3.4)$$



**Figura 3.5** Tensioni ai nodi A,B,N dell'inverter.

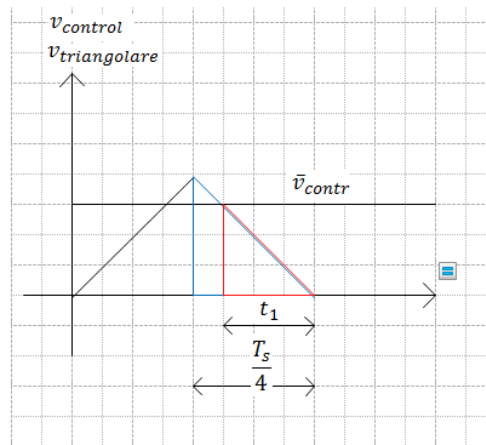
Come da Figura 3.5, i tempi  $t_A^+$  e  $t_B^+$  possono essere espressi in funzione del tempo  $t_1$ :

$$t_A^+ = \frac{T_s}{2} + 2t_1; t_B^+ = \frac{T_s}{2} - 2t_1$$

e la (3.4) può essere riscritta come:

$$\bar{v}_{AB} = \bar{v}_{dc} \left( 2 \frac{t_1}{T_s} + 2 \frac{t_1}{T_s} + \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \right) = 4 \bar{v}_{dc} \frac{t_1}{T_s} \quad (3.5)$$

Il tempo  $t_1$  dipende dal valore assunto dalla tensione di controllo rispetto alla tensione triangolare. Tale intervallo temporale può essere calcolato osservando l'andamento della portante e della modulante su mezzo periodo di switch.



**Figura 3.6 Dipendenza del tempo  $t_1$  dalla tensione di controllo**

Il triangolo blu e il triangolo rosso mostrati in Figura 3.6 sono triangoli simili, per cui è possibile impostare una semplice proporzione che permette di esprimere  $t_1$  in funzione delle grandezze note, quali  $V_{tr}$ ,  $\bar{v}_{contr}$  e  $T_s$ .

$$t_1 = \frac{T_s \bar{v}_{contr}}{4 V_{tr}} \quad (3.6)$$

Sostituendo la (3.6) nella (3.5) otteniamo l'espressione della tensione ai valori medi in uscita dall'inverter:

$$\bar{v}_{inv} = \bar{v}_{AB} = \bar{v}_{dc} \frac{\bar{v}_{contr}}{V_{tr}} \quad (3.7)$$

Ricordando l'ipotesi introdotta all'inizio del capitolo si può affermare che la relazione (3.7) è valida per qualsiasi segnale di controllo purché variabile con frequenza trascurabile rispetto alla frequenza di switch.

### 3.2.2. Modello Inverter e filtro

Il sistema preso in esame in questo paragrafo (mostrato in Figura 3.3) è costituito dall'inverter, dal filtro LCL e dalla rete. L'impedenza di rete presenta un valore trascurabile rispetto a all'impedenza di uscita del filtro (vedi Tabella 2.1) e per questo motivo non compare nel modello del sistema. Il carico domestico è invece modellabile tramite un'impedenza variabile nel tempo che verrà trascurata nella fase di modello e progettazione del controllo; tale approssimazione verrà verificata e validata nel capitolo 4.1.6.

Utilizzando le regole introdotte nel capitolo 3.1 è possibile disegnare nuovamente il sistema in esame, sostituendo le variabili istantanee con le rispettive variabili mediate Figura 3.7.

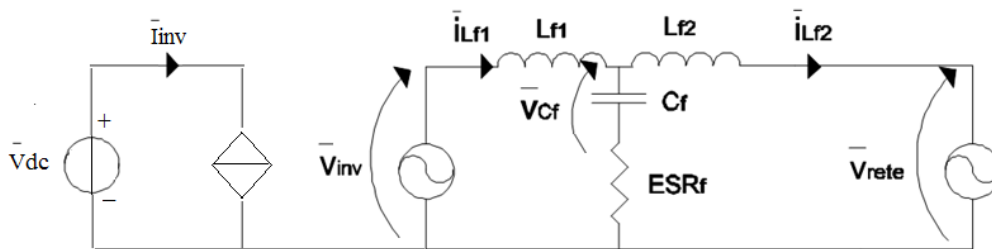


Figura 3.7 Modello ai valori medi dell'inverter più filtro e rete.

Il generatore di tensione che modella la tensione in uscita dall'inverter è descritto dalla (3.7). L'obiettivo è quello di controllare la corrente che fluisce verso rete agendo sulla tensione di controllo, che rappresenta quindi la variabile manipolante del sistema. La tensione di rete viene vista invece come un disturbo esogeno misurabile di notevole entità che, come vedremo in seguito, rappresenta il principale ostacolo dal punto di vista del controllo.

Si procede ora al calcolo analitico delle equazioni di stato utilizzando le leggi di *Kirchhoff* al nodo e alle maglie e utilizzando le relazioni costitutive degli elementi induttivi e capacitivi. Le variabili di stato sono le correnti negli induttori e le tensioni sui condensatori. Il modello in forma di stato è mostrato nella (3.8)

$$\begin{cases} \bar{i}_{L_{f1}} \dot{=} \frac{1}{L_{f1}} (-ESR_f \bar{i}_{L_{f1}} + ESR_f \bar{i}_{L_{f2}} - \bar{v}_{C_f} + \bar{v}_{inv}) \\ \bar{i}_{L_{f2}} \dot{=} \frac{1}{L_{f2}} (ESR_f \bar{i}_{L_{f1}} - ESR_f \bar{i}_{L_{f2}} + \bar{v}_{C_f} - \bar{v}_{rete}) \\ \bar{v}_{C_f} \dot{=} \frac{1}{C_f} (\bar{i}_{L_{f1}} - \bar{i}_{L_{f2}}) \end{cases} \quad (3.8)$$

Ricordando la (3.7), si nota che all'interno del sistema (3.8) è presente una non linearità di tipo affine, costituita dal prodotto tra l'ingresso  $v_{contr}$  e il disturbo  $v_{dc}$ . Questa non linearità può costituire un problema quando si effettua la linearizzazione nell'intorno del punto di equilibrio. Tale "punto", nel caso dell'inverter, non è costante ma è variabile in regime periodico sinusoidale. Il sistema linearizzato risulterebbe *Tempo Variante* (con parametri variabili sinusoidalmente).

Per ovviare a questo problema si è scelto di utilizzare una prima azione di controllo in anello aperto in grado di compensare le variazioni di  $v_{dc}$ , eliminando quindi la dipendenza del sistema dalla suddetta variabile.

L'azione di controllo prevede di agire sul valore di picco dell'onda triangolare  $V_{tr}$ , imponendo la seguente legge algebrica:

$$V_{tr} = \frac{v_{dc}}{V_{dc}^0} \quad (3.9)$$

In cui  $V_{dc}^0$  rappresenta il valore desiderato della tensione sul DC-bus, che nel nostro caso vale 400V. Sostituendo la (3.9) nel (3.8) otteniamo un sistema Lineare Tempo Invariante (LTI), che può quindi essere scritto in forma di matrici:

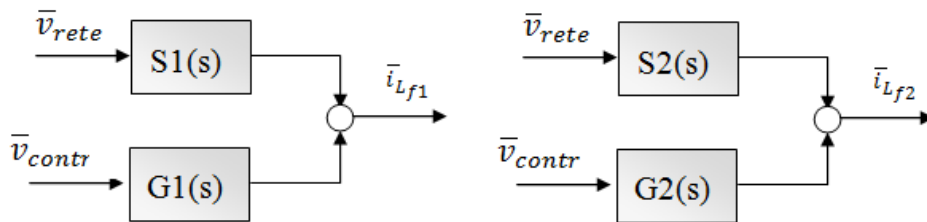
$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu + Ed \\ y = Cx + Du \end{cases}$$

dove compaiono i vettori  $x = [\bar{i}_{L_{f1}} \quad \bar{i}_{L_{f2}} \quad \bar{v}_{C_f}]^T$ ,  $y = [\bar{i}_{L_{f1}} \quad \bar{i}_{L_{f2}}]^T$ ,  $d = \bar{v}_{rete}$   $u = \bar{v}_{contr}$ , e le matrici:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{ESR_f}{L_{f1}} & \frac{ESR_f}{L_{f1}} & -\frac{1}{L_{f1}} \\ \frac{ESR_f}{L_{f2}} & -\frac{ESR_f}{L_{f2}} & \frac{1}{L_{f2}} \\ \frac{1}{C_{f1}} & -\frac{1}{C_{f1}} & 0 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{V_{dc}^0}{L_{f1}V_{tr}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad E = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{L_{f2}} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad D = [0 \ 0]^T$$

Grazie al *Principio di Sovrapposizione degli Effetti* (dato che il sistema è lineare), è possibile vedere le correnti  $\bar{i}_{L_{f1}}$  e  $\bar{i}_{L_{f2}}$  come la somma di due contributi legati ai due ingressi esterni.



**Figura 3.8. Funzioni di trasferimento del sistema da controllare.**

Le funzioni di trasferimento in forma simbolica sono mostrate di seguito. Le funzioni di trasferimento  $G1(s)$  e  $G2(s)$  che legano la tensione di controllo rispettivamente con la corrente circolante nell'induttanza  $L_{f1}$  e nell'induttanza  $L_{f2}$  sono:

$$G1(s) = \frac{\bar{i}_{L_{f1}}(s)}{\bar{v}_{control}(s)} = V_{dc}^0 \frac{C_f L_{f2} s^2 + C_f ESR_f s + 1}{s [L_{f1} L_{f2} C_f s^2 + (L_{f1} + L_{f2}) ESR_f C_f s + L_{f1} + L_{f2}]} \quad (3.10)$$

$$G2(s) = \frac{\bar{i}_{L_{f2}}(s)}{\bar{v}_{control}(s)} = V_{dc}^0 \frac{C_f ESR_f s + 1}{s [L_{f1} L_{f2} C_f s^2 + (L_{f1} + L_{f2}) ESR_f C_f s + L_{f1} + L_{f2}]} \quad (3.11)$$

Le funzioni di trasferimento  $S1(s)$  e  $S2(s)$  che legano la tensione di rete rispettivamente con la corrente circolante nell'induttanza  $L_{f1}$  e nell'induttanza  $L_{f2}$  sono:

$$S1(s) = \frac{\bar{i}_{Lf1}(s)}{\bar{v}_{rete}(s)} = - \frac{C_f ESR_f s + 1}{s[L_{f1}L_{f2}C_f s^2 + (L_{f1} + L_{f2})ESR_f C_f s + L_{f1} + L_{f2}]} \quad (3.12)$$

$$S2(s) = \frac{\bar{i}_{Lf2}(s)}{\bar{v}_{rete}(s)} = - \frac{C_f L_{f1} s^2 + C_f ESR_f s + 1}{s[L_{f1}L_{f2}C_f s^2 + (L_{f1} + L_{f2})ESR_f C_f s + L_{f1} + L_{f2}]} \quad (3.13)$$

### 3.2.3. Modello lato continua dell'inverter

In questo paragrafo viene analizzato il lato continua dell'inverter. Si procede attraverso un semplice bilancio di potenze, uguagliando la potenza  $P_{in}$  in ingresso all'inverter con la potenza  $P_{out}$  in uscita:

$$\bar{P}_{in} = \frac{\bar{P}_{out}}{\eta}$$

Dove  $\eta$  è il rendimento del componente, che tiene in conto delle perdite energetiche. Ipotizzando che tale parametro sia unitario, ed esplicitando le potenze come il prodotto tra tensione e corrente, otteniamo il seguente bilancio energetico:

$$\bar{v}_{dc}\bar{i}_{inv} = \bar{v}_{inv}\bar{i}_{Lf1} \rightarrow \bar{v}_{dc}\bar{i}_{inv} = \bar{v}_{dc} \frac{\bar{v}_{contr}}{V_{tr}} \bar{i}_{Lf1}$$

Da cui, la corrente scambiata dall'inverter con il condensatore sul bus DC risulta pari a:

$$\bar{i}_{inv} = \frac{\bar{v}_{contr}}{V_{tr}} \bar{i}_{Lf1} \quad (3.14)$$

L'equazione (3.14) descrive la corrente in ingresso all'inverter mediata sul periodo di switch. Tale corrente risulterà con valor medio positivo o negativo a seconda che sia ceduta o assorbita dall'inverter.

## 3.3. Modello del Sistema di Accumulo Energetico

Il sistema di accumulo energetico (SAE) è costituito da tre componenti: la batteria che ha il compito di immagazzinare o cedere energia, i due convertitori di potenza dc-dc di tipo boost che hanno il compito di innalzare la tensione di

batteria al valore di tensione del DC-bus, e il DC-bus che costituisce il nodo di congiunzione tra le vari blocchi che compongono l'impianto.

Il SAE rappresenta solo una parte del sistema complessivo. E' necessario quindi modellare la sua interazione con il resto dell'impianto.

Se il sottosistema inverter e il sottosistema fotovoltaico sono controllati (e quindi è possibile ipotizzare che essi non risentano delle variazioni della tensione sul DC-bus), si può affermare che la tensione  $v_{dc}$  e la corrente  $i_o$  in uscita dal blocco SAE siano indipendenti l'una dall'altra, comportamento tipico di un generatore di corrente. Sotto queste ipotesi, il sistema di accumulo energetico vede il "resto del mondo" come una richiesta di corrente (da assorbire o da erogare).

Lo schema circuitale del SAE è mostrato in Figura 3.9, in cui compaiono le variabili istantanee.

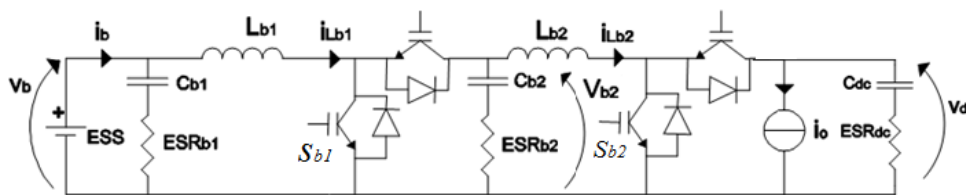


Figura 3.9.. Schema circuitale del blocco SAE.

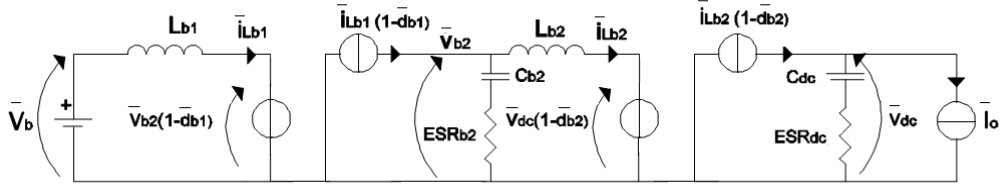
Per arrivare alla scrittura del modello in forma di stato si utilizza la tecnica ai valori medi introdotta da Middelbrook. La frequenza del PWM (20KHz) contenuta nello spettro delle variabili istantanee sarà quindi trascurata, e verranno considerate solo le variazioni più lente.

Una prima semplificazione riguarda il ramo che vede i componenti  $C_{b1}$  e  $ESR_{b1}$  connessi in serie. L'impedenza di tali elementi presenta una costante di tempo  $\tau$  dell'ordine dei micro secondi ( $\tau = C_{b1}ESR_{b1} = 1\mu s$ ). Dal momento che il suddetto ramo si trova in parallelo ad una sorgente quasi costante (tensione di batteria  $v_b$ ), si considera il condensatore  $C_{b1}$  sempre carico, e quindi



modellabile attraverso un circuito aperto. Il sistema dinamico che scriviamo avrà quindi un'equazione differenziale in meno.

Lo schema circuitale mostrato Figura 3.10 rappresenta il comportamento medio (sul periodo di switch) del blocco in esame.



**Figura 3.10. Schema elettrico ai valori medi del sistema SAE.**

La corrente  $\bar{i}_o$  è stata presa con segno positivo se fluente dal blocco SAE verso le rete. Ancora una volta si utilizzano le leggi di *Kirchhoff* ai nodi e alle maglie, per arrivare a scrivere le seguenti equazioni differenziali:

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{i}_{L_{b1}} \dot{=} \frac{1}{L_{b1}} \{ \bar{v}_b - (1 - d_{b1}) \bar{v}_{C_{b2}} - (1 - d_{b1}) ESR_{b2} [\bar{i}_{L_{b1}} (1 - d_{b1}) - \bar{i}_{L_{b2}}] \} \\ \bar{v}_{C_{b2}} \dot{=} \frac{1}{C_{b2}} [\bar{i}_{L_{b1}} (1 - d_{b1}) - \bar{i}_{L_{b2}}] \\ \bar{i}_{L_{b2}} \dot{=} \frac{1}{L_{b2}} \{ \bar{v}_{C_{b2}} + ESR_{b2} [\bar{i}_{L_{b1}} (1 - d_{b1}) - \bar{i}_{L_{b2}}] - (1 - d_{b2}) \bar{v}_{C_{dc}} + \\ - (1 - d_{b2}) ESR_{dc} [\bar{i}_{L_{b2}} (1 - d_{b2}) - \bar{i}_o] \} \\ \bar{v}_{C_{dc}} \dot{=} \frac{1}{C_{dc}} (\bar{i}_{L_{b2}} (1 - d_{b2}) - \bar{i}_o) \end{array} \right.$$

Si nota la presenza di una non linearità di tipo “affine” in quanto è presente il prodotto tra un ingresso e una variabile di stato (per esempio nella prima equazione si ha  $-\bar{d}_{b1} \bar{v}_{C_{b2}}$ ). Le equazioni che descrivono le variabili da controllare, ovvero le tensioni in uscita dai due convertitori, sono le seguenti:

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{v}_{b2} = \bar{v}_{C_{b2}} + ESR_{b2} [\bar{i}_{L_{b1}} (1 - d_{b1}) - \bar{i}_{L_{b2}}] \\ \bar{v}_{dc} = \bar{v}_{C_{dc}} + ESR_{dc} [\bar{i}_{L_{b2}} (1 - d_{b2}) - \bar{i}_o] \end{array} \right.$$

### 3.4. Modello del sistema fotovoltaico

Il sistema fotovoltaico è costituito dai pannelli, che hanno il compito di trasformare l'energia solare in energia elettrica, e dal convertitore di potenza dc-dc, tramite il quale è possibile variare la tensione ai capi del campo fotovoltaico.

#### 3.4.1. Modello del pannello fotovoltaico

Il circuito equivalente rappresentato Figura 3.11 modella ciascuna cella fotovoltaica presente nel pannello, descrivendo tramite il generatore ideale  $i$  la corrente generata dalla cella se non ci fossero perdite interne e mediante il diodo il comportamento non lineare della fisica della cella, costituita da giunzioni di semiconduttore. La resistenza  $R_{sh}$  è detta resistenza di shunt e rappresenta le perdite dovute alle correnti di dispersione presenti all'interno della cella, mentre la resistenza  $R_s$ , detta resistenza serie, tiene conto delle resistenze di contatto.

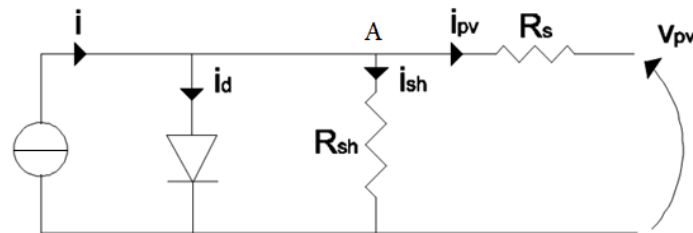


Figura 3.11 .Circuito equivalente cella fotovoltaica

Per ricavare l'equazione caratteristica del campo fotovoltaico, scriviamo la legge di Kirchhoff al nodo A:

$$i_{pv} = i - i_d - i_{sh}$$

Considerando che la corrente generata dal pannello dipende dalla radianza solare  $\xi \left[ \frac{W}{m^2} \right]$  e dalla temperatura  $T [K]$  del pannello stesso, e trascurando le resistenze  $R_{sh}$  e  $R_s$ , è possibile scrivere la relazione esistente tra la corrente e la tensione fotovoltaica:

$$i_{pv}(v_{pv}, \xi, T) = k_1 [1 + C(T - T_{rif})] \xi - k_2 (e^{\frac{v_{pv}}{T k_3}} - 1) \quad (3.15)$$

Dove compaiono i seguenti parametri costanti:

**Tabella 3.1 Parametri del pannello fotovoltaico**

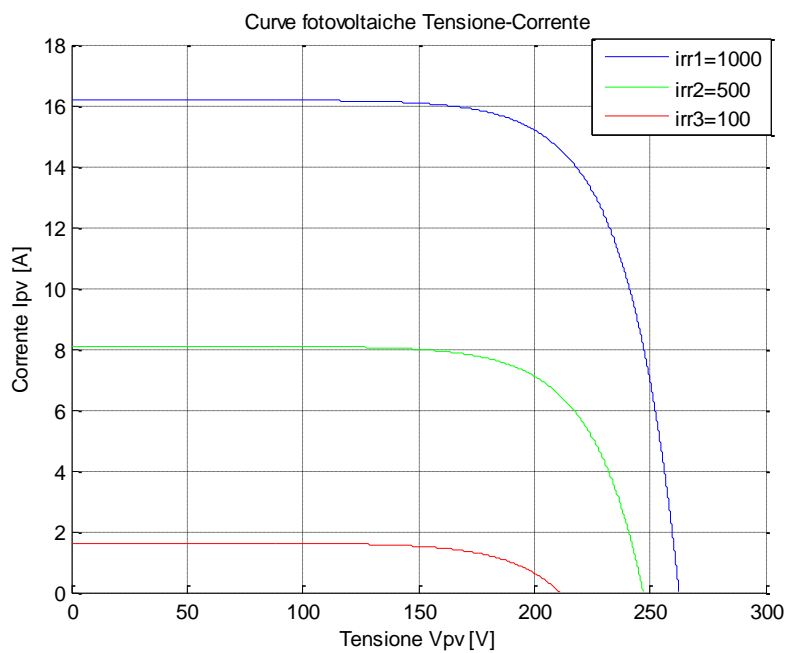
$K_1 \left[ \frac{m^2}{V} \right]$	$K_2 [A]$	$K_3 \left[ \frac{K}{V} \right]$	$C \left[ \frac{mA}{^\circ C} \right]$	$T_{rif} [K]$
$\frac{8.09}{1000}$	$59,63e^{-6}$	2.46	3,18	300K

Il singolo pannello fotovoltaico può quindi essere visto come un generatore di corrente, la cui caratteristica risulta essere non lineare rispetto alla tensione applicata ai suoi capi e dipendente da altre due grandezze: la temperatura dei pannelli e la radianza solare.

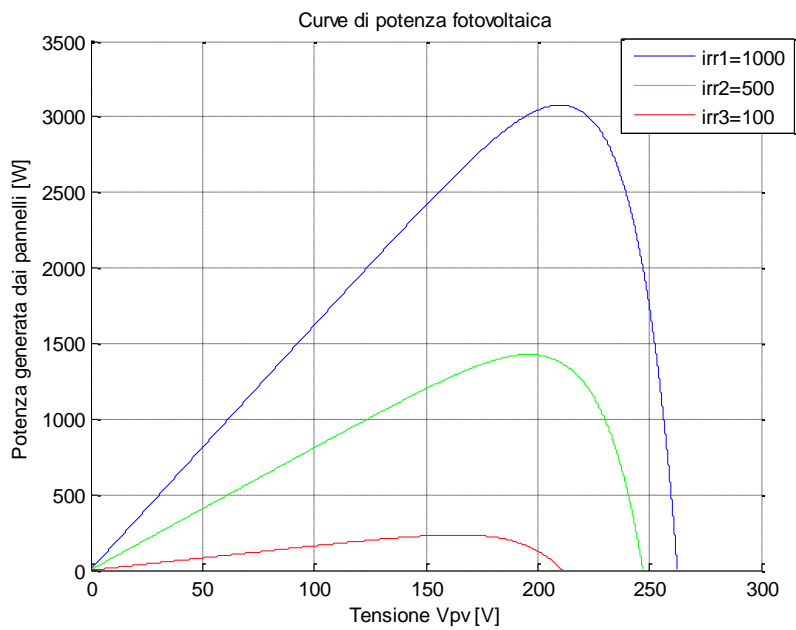
Per completare il modello bisogna tenere in conto che la configurazione del campo fotovoltaico prevede due serie da nove pannelli connesse in parallelo. La formula (3.15) diviene quindi la seguente [10],[11]:

$$i_{pv}(v_{pv}, \xi, T) = 2 \left\{ K_1 [1 + C(T - T_{rif})] \xi - k_2 \left( e^{\frac{v_{pv}}{9Tk_3}} - 1 \right) \right\} \quad (3.16)$$

Le curve mostrate in Figura 3.12 mostrano la corrente fotovoltaica al variare dell'irradianza solare (nel caso in cui la temperatura dei pannelli coincide con la temperatura di riferimento). In Figura 3.13 viene invece riportata la curva di potenza generata dal campo fotovoltaico in funzione della tensione  $v_{pv}$ , sempre al variare dell' irradianza solare.



**Figura 3.12. Curve  $I_{pv}$ - $V_{pv}$  al variare dell' irradianza solare.**



**Figura 3.13. Curve di potenza generata dai pannelli al variare dell' irradianza solare.**

### 3.4.2. Modello del convertitore dc-dc e del campo fotovoltaico

In questo paragrafo viene ricavato il modello ai valori medi del convertitore elettronico di potenza fotovoltaico, il quale si trova direttamente collegato al bus in continua. Si ipotizza che la tensione sul DC-bus sia mantenuta il più possibile vicino al suo valore nominale dal controllore locale del SAE. Sotto quest'ipotesi è possibile modellare l'interazione tra il sottosistema fotovoltaico e il resto dell'impianto attraverso un generatore di tensione ideale.

Lo schema circuitale è mostrato Figura 3.14.

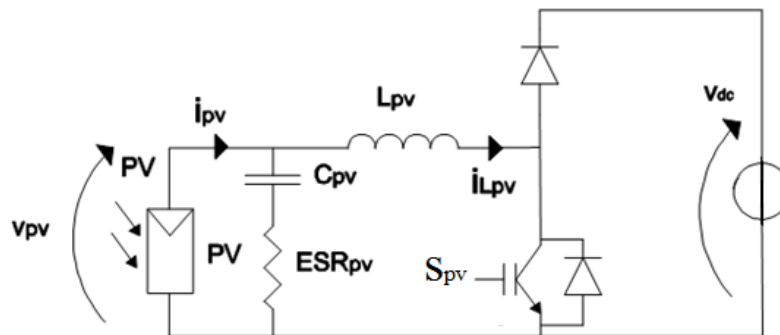


Figura 3.14. Schema circuitale del blocco fotovoltaico.

Per ricavare il modello ai valori medi del sistema, il cui schema circuitale è mostrato in Figura 3.15, bisogna sostituire le variabili istantanee con le rispettive variabili mediate.

Tuttavia questa operazione è possibile solo per i componenti elettronici lineari la cui relazione costitutiva rimane costante nel tempo.

Particolare attenzione deve essere posta nel modello dell'interruttore, comandato dalla legge temporale  $S_{pv}(t)$ .

Sotto l'ipotesi che la tensione sul bus in continua sia ben approssimabile dal suo valore medio (all'interno di un periodo di switch dell'interruttore), è possibile modellare la caduta di tensione ai capi dell'interruttore come un generatore di tensione ideale di entità proporzionale al *duty cycle continua* di comando.

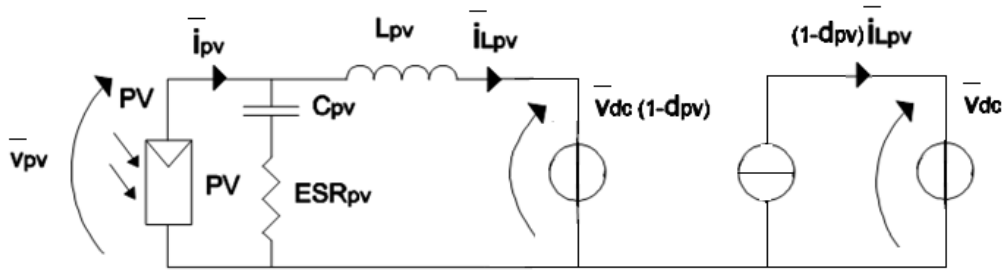


Figura 3.15. Modello ai valori medi del circuito.

Il circuito mostrato potrà essere analizzato tramite le leggi di Kirchhoff alle maglie e ai nodi, arrivando a scrivere le equazioni del sistema in forma normale, in cui le variabili di stato sono la tensione sul condensatore e la corrente sull'induttore:

$$\begin{cases} \dot{\bar{i}}_{L_{pv}} = \frac{1}{L_{pv}} \left[ \bar{v}_{dc}(1 - d_{pv}) - \bar{v}_{C_{pv}} - \bar{i}_{pv}(\bar{v}_{pv}, \xi, T) ESR_{pv} + \bar{i}_{L_{pv}} ESR_{pv} \right] \\ \dot{\bar{v}}_{C_{pv}} = \frac{1}{C_{pv}} \left[ \bar{i}_{pv}(\bar{v}_{pv}, \xi, T) - \bar{i}_{L_{pv}} \right] \end{cases} \quad (3.17)$$

Il duty cycle  $d_{pv}$  costituisce la variabile di controllo, mentre la tensione  $\bar{v}_{dc}$  viene vista dal blocco fotovoltaico come un disturbo esogeno.

Si ricorda che tale tensione è controllata dal sistema di accumulo energetico, e quindi mantenuta il più possibile vicina al suo valore nominale.

Il sistema presenta una non linearità di tipo affine costituita dal prodotto tra il disturbo  $\bar{v}_{dc}$  e l'ingresso  $d_{pv}$ .

Un'altra non linearità, più evidente, è rappresentata dal legame tra la corrente  $\bar{i}_{pv}$  e la tensione  $\bar{v}_{pv}$ , che si è scelto di non esplicitare per semplicità.

La corrente in uscita dal blocco fotovoltaico  $\bar{i}_{O_{pv}}$  può essere calcolata tramite un bilancio di potenze sul convertitore dc-dc:

$$\bar{P}_{in} = \frac{\bar{P}_{out}}{\eta}$$

Supponendo che il rendimento sia unitario ( $\eta = 1$ ):

$$\bar{v}_{dc}(1 - d_{pv})\bar{i}_{L_{pv}} = \bar{v}_{dc}\bar{i}_{O_{pv}}$$

$$\bar{i}_{O_{pv}} = (1 - d_{pv})\bar{i}_{L_{pv}} \quad (3.18)$$

Tale corrente risulterà sempre fluente dal blocco fotovoltaico verso il resto dell'impianto.

### 3.5. Modello del sistema complessivo

Utilizzando i modelli dei singoli blocchi, ricavati nei capitoli 3.2-3.4, si ricava il modello del sistema complessivo, scritto nello spazio di stato.

Tale modello presenta un numero di variabili di stato pari al numero degli elementi induttivi/capacitivi.

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{i}_{L_{f1}} \dot{=} \frac{1}{L_{f1}} \left\{ -ESR_f \bar{i}_{L_{f1}} + ESR_f \bar{i}_{L_{f2}} - \bar{v}_{Cf} + \bar{v}_{Cdc} \frac{\bar{v}_{contr}}{V_{tr}} + ESR_{dc} [\bar{i}_{L_{b2}}(1 - d_{b2}) + \right. \\ \left. + \bar{i}_{L_{pv}}(1 - d_{pv}) - \frac{v_{contr}}{V_{tr}} \bar{i}_{L_{f1}}] \frac{\bar{v}_{contr}}{V_{tr}} \right\} \\ \bar{i}_{L_{f2}} \dot{=} \frac{1}{L_{f2}} (ESR_f \bar{i}_{L_{f1}} - ESR_f \bar{i}_{L_{f2}} + \bar{v}_{Cf} - \bar{v}_{rete}) \\ \bar{v}_{Cf} \dot{=} \frac{1}{C_{f1}} (\bar{i}_{L_{f1}} - \bar{i}_{L_{f2}}) \\ \bar{i}_{L_{pv}} \dot{=} \frac{1}{L_{pv}} \left\{ -\bar{v}_{Cdc}(1 - d_{pv}) - ESR_{dc} [\bar{i}_{L_{b2}}(1 - d_{b2}) + \bar{i}_{L_{pv}}(1 - d_{pv}) + \right. \\ \left. - \bar{i}_{L_{f1}}(d_{I1} - d_{I2}) \right\} (1 - d_{pv}) + \bar{v}_{Cpv} + ESR_{pv} [i_{pv}(\xi, T, v_{pv}) - \bar{i}_{L_{pv}}] \\ \bar{v}_{Cpv} \dot{=} \frac{1}{C_{pv}} [\bar{i}_{pv}(\xi, T, v_{pv}) - \bar{i}_{L_{pv}}] \\ \bar{i}_{L_{b1}} \dot{=} \frac{1}{L_{b1}} \{ \bar{v}_b - (1 - d_{b1}) \bar{v}_{Cb2} - (1 - d_{b1}) ESR_{b2} [\bar{i}_{L_{b1}}(1 - d_{b1}) - \bar{i}_{L_{b2}}] \} \\ \bar{v}_{Cb2} \dot{=} \frac{1}{C_{b2}} [\bar{i}_{L_{b1}}(1 - d_{b1}) - \bar{i}_{L_{b2}}] \\ \bar{i}_{L_{b2}} \dot{=} \frac{1}{L_{b2}} \{ \bar{v}_{Cb2} + ESR_{b2} [\bar{i}_{L_{b1}}(1 - d_{b1}) - \bar{i}_{L_{b2}}] - (1 - d_{b2}) \bar{v}_{Cdc} + \\ - (1 - d_{b2}) ESR_{dc} [\bar{i}_{L_{b2}}(1 - d_{b2}) + \bar{i}_{L_{pv}}(1 - d_{pv}) - \bar{i}_{L_{f1}} \frac{\bar{v}_{contr}}{V_{tr}}] \} \\ \bar{v}_{Cdc} \dot{=} \frac{1}{C_{dc}} [\bar{i}_{L_{b2}}(1 - d_{b2}) + \bar{i}_{L_{pv}}(1 - d_{pv}) - \bar{i}_{L_{f1}} \frac{\bar{v}_{contr}}{V_{tr}}] \end{array} \right.$$

Il sistema complessivo è un sistema MIMO, dal momento che presenta più di una variabile di ingresso e più una variabile di uscita. Le variabili manipolanti sono i duty cycle dei vari convertitori e la tensione di controllo dell'inverter.

La variabile che evidenzia l'interazione tra i vari blocchi che costituiscono l'impianto è la tensione sul bus in continua, la quale risulta dipendere dalla corrente in uscita da blocco fotovoltaico, dalla corrente scambiata con il SAE e dalla corrente in transito attraverso l'inverter.:

$$\bar{v}_{dc} = \bar{v}_{C_{dc}} + ESR_{dc} \left( \bar{i}_{L_{b2}}(1 - d_{b2}) + \bar{i}_{L_{pv}}(1 - d_{pv}) - \bar{i}_{L_{f1}} \frac{v_{contr}}{V_{tr}} \right)$$



## 4. Controllo del sistema

Questo capitolo è dedicato alla progettazione e alla verifica di una strategia di controllo che garantisca il corretto funzionamento dell'impianto in qualsiasi condizione operativa. Sono presenti, infatti, diversi punti di funzionamento determinati dalle condizioni meteo, dallo stato di carica della batteria, dalla potenza richiesta dal carico e infine dalle eventuali richieste di potenza scambiata con la rete elettrica.

L'architettura del controllo, come accennato nel paragrafo 2.6, segue una struttura di tipo gerarchico, organizzata su tre livelli: alto livello, medio livello, basso livello; in questo capitolo viene trattata la strategia di basso livello. Nonostante si è consapevoli della possibilità di progettare un unico controllore MIMO sul sistema complessivo, si è pensato di utilizzare una struttura di tipo *decentralizzato*, che semplifica notevolmente il problema del progetto del controllo. Secondo la logica di controllo utilizzata, ogni convertitore di potenza è comandato al fine di svolgere determinati compiti. Tali compiti devono essere scelti ed assegnati adeguatamente, in modo da garantire la perfetta convivenza e interazione tra i vari dispositivi. Gli anelli di regolazione che agiscono su ogni convertitore devono essere quindi sviluppati in funzione del compito assegnato ad ognuno di essi. Per poter svolgere tutte le funzioni descritte nel paragrafo 2.1 ogni blocco è controllato per svolgere i seguenti compiti:

- **Blocco Sistema di Accumulo Energetico:** Il compito di questo blocco è quello di mantenere costante la tensione sul bus in continua. A tale scopo, il controllore del SAE deve essere in grado di compensare le variazioni di tensione della batteria e allo stesso tempo ridurre l'effetto delle correnti dei blocchi inverter e fotovoltaico sulla tensione da controllare.

- **Blocco Fotovoltaico:** Questo blocco ha il compito di massimizzare la potenza prodotta dai pannelli, controllando la tensione ai loro capi. A tale scopo, il controllore del blocco fotovoltaico deve essere in grado di attenuare l'effetto delle variazioni della tensione  $v_{dc}$  sulla variabile controllata.
- **Blocco inverter:** Il blocco inverter ha il compito di controllare il flusso di potenza scambiato con la rete, controllando la corrente in uscita dal filtro. Questo obiettivo è ottenuto agendo sulla fase e sull'ampiezza della tensione in uscita dall'inverter.

Se queste regole sono rispettate, ogni blocco si trova a lavorare in modo totalmente indipendente dagli altri e l'interazione tra di essi è vista solo come un disturbo da attenuare attraverso l'anello di regolazione.

Nel capitolo saranno mostrate varie strategie di controllo per i tre blocchi sopra citati, mostrando pregi e difetti di ognuna; verranno definite le specifiche di progetto da rispettare per i vari blocchi, sulla base delle quali verranno poi progettati i controllori; infine verrà mostrato come le specifiche siano rispettate in ogni condizione di funzionamento.

Si precisa che tutte le variabili che compariranno da ora in avanti sono variabili mediate, perciò si è scelto di abbandonare la notazione introdotta nel capitolo precedente (in cui la variabile mediata veniva indicata con la lettera minuscola segnata), per adottare la nuova notazione che prevede di utilizzare la semplice lettera maiuscola.

#### 4.1. Controllo inverter

In modalità connessa alla rete l'inverter deve essere in grado di erogare o assorbire la potenza richiesta dall'algoritmo di controllo di alto livello.

Dal momento che la tensione ai capi del filtro d'uscita dell'inverter durante questa modalità è imposta dalla rete stessa, la richiesta di potenza sopra descritta

può essere riformulata dicendo che l'inverter deve essere in grado di erogare o assorbire corrente alternata sinusoidale a 50 Hz dalla rete in base alla richiesta dell'algoritmo di alto livello. Il riferimento di frequenza è ottenuto mediante un Phased Locked Loop (PLL) di tipo software. Data la potenza attiva generata dal fotovoltaico e la potenza attiva e reattiva richiesta dal carico, tramite l'inverter è possibile decidere la quantità di potenza scambiata tra la batteria e la rete e viceversa.

#### **4.1.1. Specifiche di controllo**

- L'obiettivo principale è quello di inseguire un riferimento di corrente sinusoidale con frequenza di circa 50Hz, per cui la banda passante del sistema deve essere maggiore di tale frequenza. In particolare si vuole in uscita un segnale di corrente che presenti un'attenuazione minima e uno sfasamento minimo rispetto al riferimento.
- La banda passante del controllo deve essere minore della frequenza di switching degli interruttori (20KHz). Più precisamente, per garantire che la tensione di controllo rispetti l'ipotesi sulla quale si basa il modello ai valori medi costruito in precedenza la frequenza di taglio dell'anello di regolazione deve tagliare l'asse a 0 dB una decade prima rispetto alla frequenza di switching. Si è scelta una banda passante di 1 KHz che, oltre a rispettare pienamente la suddetta ipotesi, garantisce una buona robustezza del sistema alle variazioni dell'impedenza di carico, che incidono a frequenze più elevate.
- Il sistema di controllo deve essere in grado di ridurre al minimo l'effetto della tensione di rete e delle sue armoniche (Figura 2.2) sulla corrente controllata.

#### 4.1.2. Controllo della corrente in uscita dal filtro

La funzione di trasferimento che lega la tensione di controllo alla corrente da controllare (3.10) viene riportata di seguito:

$$G2(s) = \frac{i_{L_{f2}}(s)}{v_{control}(s)} = V_{dc}^0 \frac{C_f ESR_f s + 1}{s[L_{f1}L_{f2}C_f s^2 + (L_{f1} + L_{f2})ESR_f C_f s + L_{f1} + L_{f2}]}$$

Sono presenti due poli complessi e coniugati ed un polo nell'origine, che evidenzia un'instabilità di tipo debole. La risonanza è approssimabile ad una risonanza ideale, dal momento che l'unico elemento smorzante del sistema è rappresentato dalla resistenza interna serie del condensatore del filtro.

Tale resistenza presenta valori molto bassi, il che comporta un vantaggio dal punto di vista degli sprechi energetici del filtro (basse dissipazioni per effetto Joule), ma dall'altro lato rende più difficile il progetto del sistema di controllo, limitandone le prestazioni.

La mostra il diagramma di Bode di  $G2(j\omega)$ .

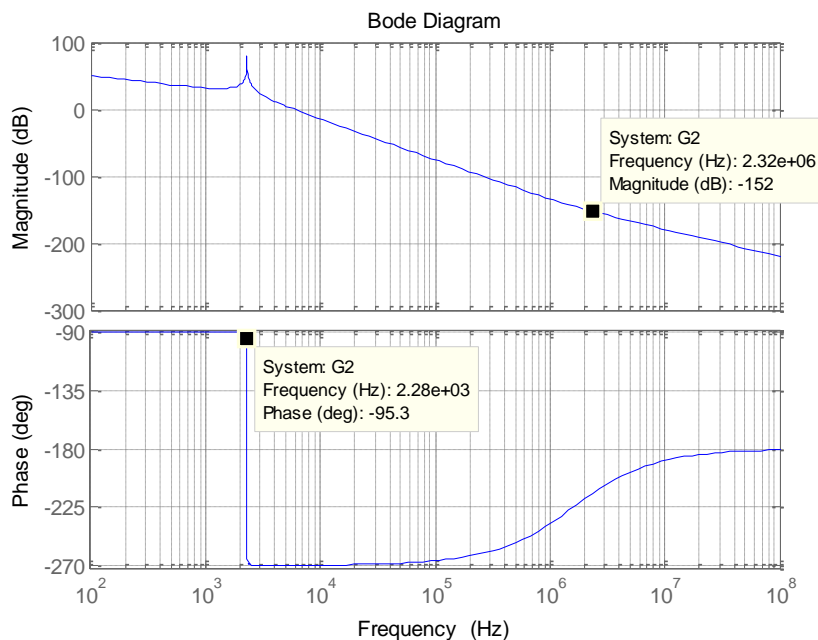
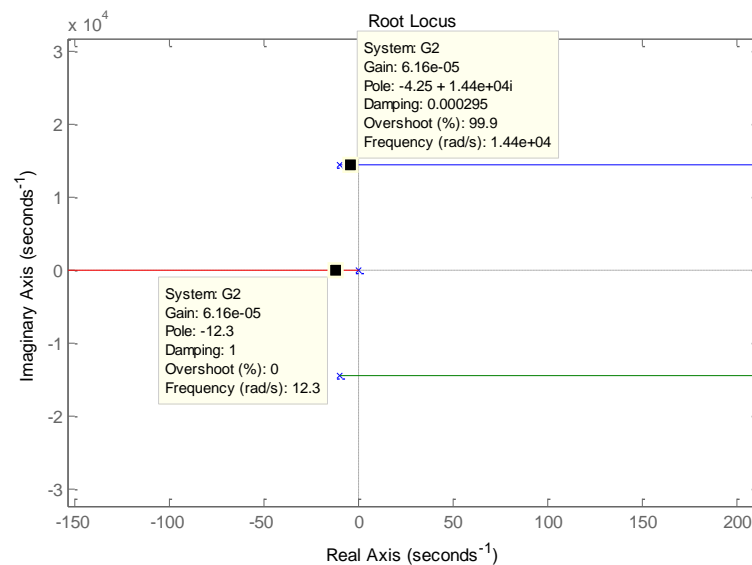


Figura 4.1. Diagramma di Bode di G2.

La specifica sulla banda passante impone alla funzione d'anello aperto di tagliare l'asse delle frequenze a 1KHz, ovvero a frequenza più bassa della frequenza di risonanza di  $G2(j\omega)$ . Di conseguenza nasce la possibilità che il modulo della funzione  $L(j\omega)$  tagli più volte l'asse delle frequenze, il che andrebbe contro alle ipotesi su cui si basa il criterio di Bode. Per questo motivo si è scelto di utilizzare il luogo delle radici, che prevede di utilizzare un controllore puramente proporzionale (guadagno  $k_p$ ).

Nella Figura 4.2 è mostrata la posizione dei poli in anello chiuso al variare del guadagno del controllore. Come ci si poteva aspettare, per bassi valori di  $k_p$  il sistema è asintoticamente stabile. Il sistema in anello chiuso diventa instabile per valori di  $k_p > 6.16e^{-5}$ , in quanto la risonanza si sposta nella regione di instabilità.



**Figura 4.2. Posizione dei poli del sistema in anello chiuso con regolatore proporzionale.**

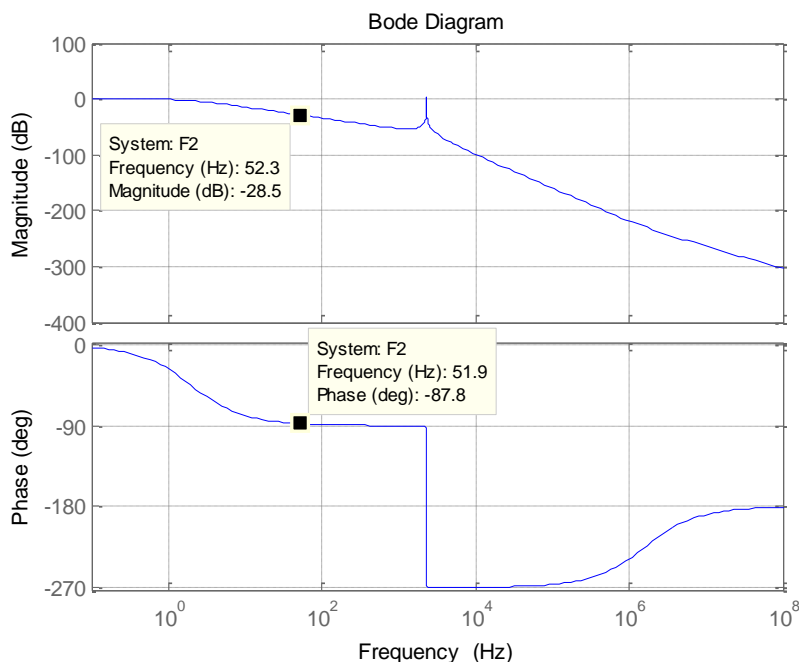
Volendo spingere al massimo le prestazioni del sistema si aumenta il più possibile il guadagno del controllore, stando attenti che i due poli complessi coniugati rimangano nel semipiano sinistro. Così facendo, si ha che il polo

dominante (che si trova sull'asse reale) si sposta verso valori sempre più grandi e negativi, aumentando la velocità di risposta.

Le prestazioni migliori si ottengono con il guadagno limite:  $k_p = 6,67e^{-5}$ .

Utilizzando tale controllore si ottiene una funzione d'anello aperto il cui diagramma di Bode è mostrato in Figura 4.3.

Le prestazioni del controllo non rispettano le specifiche di progetto: attenuazione rispetto al segnale di riferimento di -28.2 db e uno sfasamento di  $87.8^\circ$ .



**Figura 4.3. Diagramma di Bode della funzione in anello chiuso.**

Inoltre, un controllo di questo tipo risulterebbe altamente rischioso e poco robusto, in quanto basterebbe un piccolo errore di modello o di stima di un parametro perché il sistema diventi instabile.

L'utilizzo di controllori di tipo PI o PID non portano a risultati migliori.

Una soluzione che potrebbe rendere fattibile il controllo della corrente in uscita dal filtro è quella di inserire una resistenza di dumping in modo da aumentare lo

smorzamento della risonanza. In questo modo i due poli complessi coniugati avrebbero una parte reale in valore assoluto più grande (sempre negativa), e quindi si avrebbe la possibilità di aumentare la velocità di risposta del sistema. Questa soluzione incrementerebbe però gli sprechi energetici del filtro. Perciò si propone una soluzione alternativa: si controlla direttamente la corrente  $i_{Lf1}$  in uscita dall'inverter, la quale presenta una funzione di trasferimento molto più comoda. Nel prossimo paragrafo verrà mostrato come controllare la corrente  $i_{Lf1}$  sia in realtà equivalente a controllare la corrente  $i_{Lf2}$ .

#### 4.1.3. Confronto tra la corrente in entrata in uscita dal filtro

Lo scopo di questo paragrafo è quello di analizzare la funzione di trasferimento esistente tra la corrente in ingresso e in uscita dal filtro, mostrata di seguito:

$$G12(s) = \frac{i_{Lf2}(s)}{i_{Lf1}(s)} = \frac{i_{Lf2}(s)}{v_{control}(s)} \frac{v_{control}(s)}{i_{Lf1}(s)} = \frac{G2(s)}{G1(s)}$$

$$G12(s) = \frac{C_f ESR_f s + 1}{C_f L_{f2} s^2 + C_f ESR_f s + 1}$$

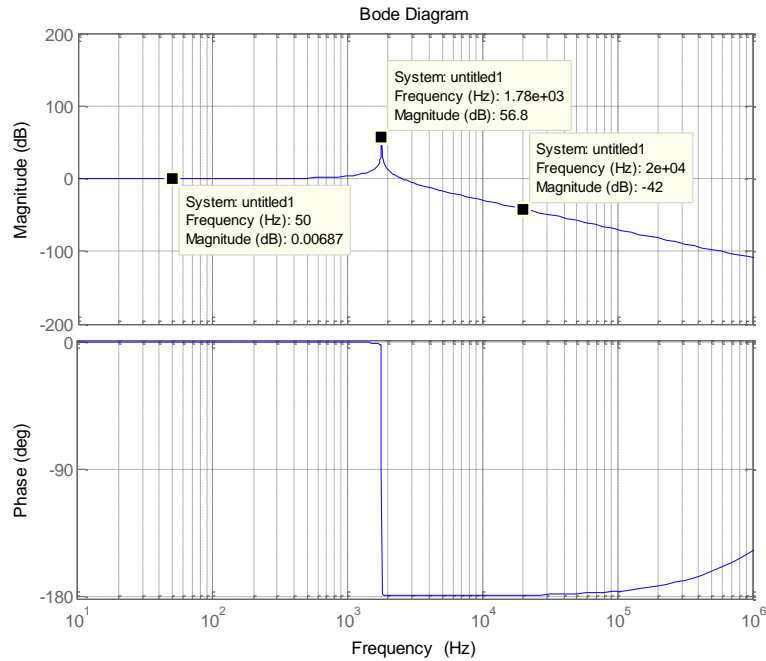
La funzione di trasferimento  $G12(s)$  è quella di un filtro passa basso del secondo ordine. Lo scopo del filtro LCL infatti è proprio quello di tagliare le frequenze legate allo switching del PWM che si trovano intorno ai 20KHz.

L'attenuazione in corrispondenza di tali frequenze è pari a -42db, per cui la corrente che fluisce verso rete presenta uno spettro armonico più pulito di quella in uscita dall'inverter.

A regime, come si nota dalla Figura 4.4, le correnti  $i_{Lf1}$  e  $i_{Lf2}$  coincidono; una trattazione più accurata consiste nel verificare cosa accade alle due correnti durante i transitori.

In generale, a transitorio esaurito, la corrente in ingresso al filtro presenta un'armonica fondamentale con frequenza pari alla frequenza di rete, e le armoniche a frequenza più elevata pari alla frequenza del PWM.

Tuttavia, se l'ampiezza del segnale di riferimento di corrente  $i_{Lf1}^0$  variasse a scalino, allora si avrebbe che la corrente  $i_{Lf1}$  porterebbe con se armoniche aggiuntive.



**Figura 4.4.. Diagramma di Bode di G2/G1.**

In particolare, il filtro introduce una risonanza alla frequenza di 1,78KHz, che può generare problemi nel caso in cui la corrente  $i_{Lf1}$  porti con se armoniche a tale frequenza.

Per evitare che il filtro amplifichi le frequenze della corrente al suo ingresso bisogna evitare che essa presenti variazioni istantanee di ampiezza. Per esempio, è possibile pensare di variare l'ampiezza del riferimento a rampa.

#### **4.1.4. Controllo della corrente in ingresso al filtro**

Nel paragrafo precedente si è mostrata la possibilità di controllare la corrente a monte del filtro. Nelle pagine che seguono verranno implementate tre strategie



di controllo differenti rappresentabili dallo schema mostrato in Figura 4.5. La banda passante verrà mantenuta costante ad 1KHz per ognuna.

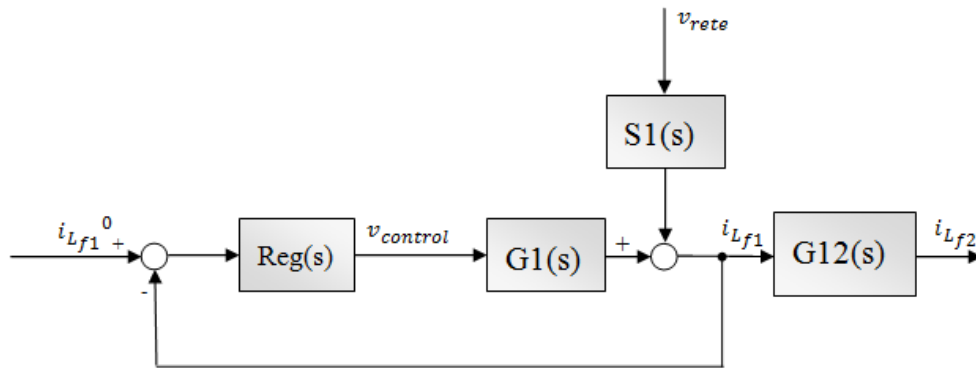


Figura 4.5.. Schema di controllo generale

### Controllore proporzionale puro

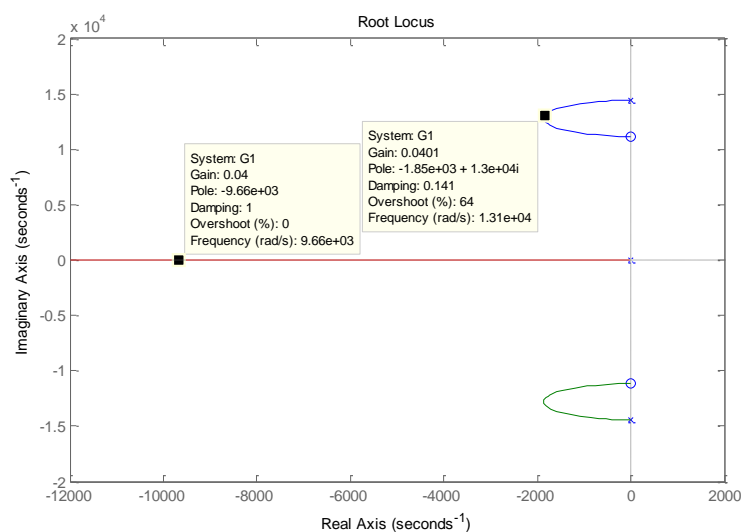
La funzione di trasferimento  $G1(s)$  che lega la tensione di controllo alla variabile da controllare risulta avere gli stessi poli di  $G2(s)$  e due zeri complessi coniugati.

$$G1(s) = \frac{i_{Lf1}(s)}{v_{control}(s)} = V_{dc}^0 \frac{C_f L_{f2} s^2 + C_f ESR_f s + 1}{s [L_{f1} L_{f2} C_f s^2 + (L_{f1} + L_{f2}) ESR_f C_f s + L_{f1} + L_{f2}]}$$

Si tenta di controllare il sistema con un controllore proporzionale, utilizzando ancora una volta il metodo del luogo delle radici, mostrato in Figura 4.6.

All'aumentare del guadagno del controllore si ha che la risonanza tende a sovrapporsi all'antirisonanza, per cui il sistema in anello chiuso diventa sempre meglio approssimabile attraverso un sistema del primo ordine.

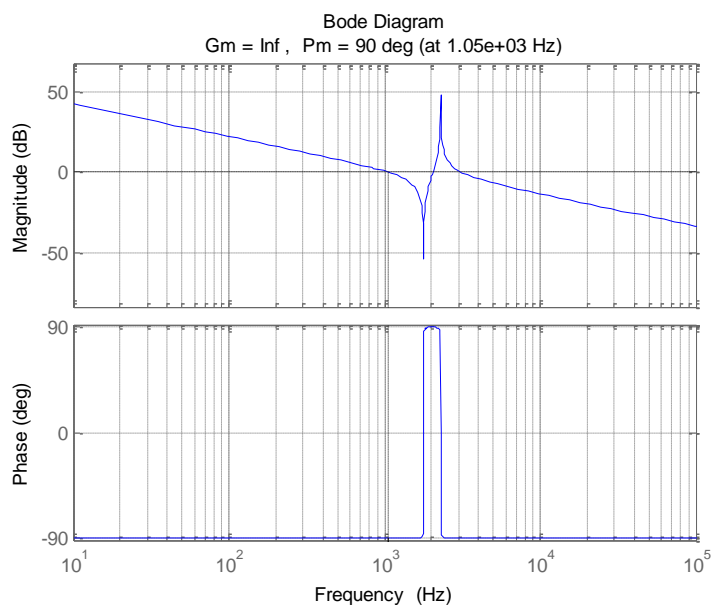
Ricordando però i limiti sulla banda passante, viene scelto un guadagno pari a 0.04, che garantisce un polo dominante reale negativo e due poli complessi coniugati con il massimo smorzamento possibile.



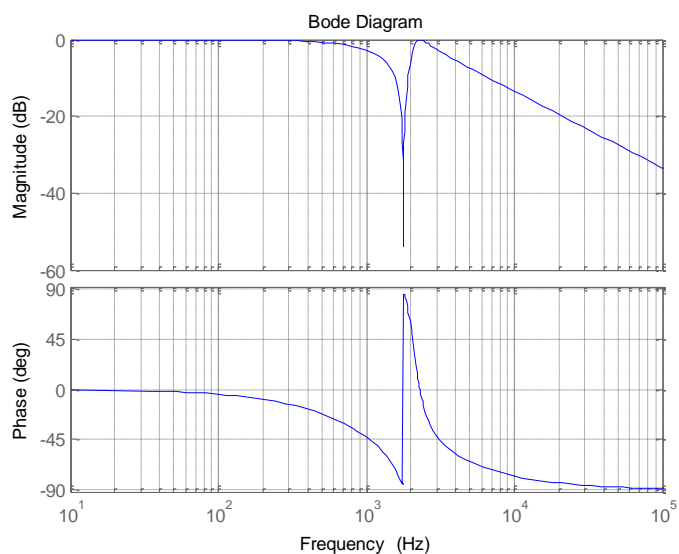
**Figura 4.6. Luogo delle radici di G1(s)**

Le prestazioni del controllo, come mostrano la Figura 4.7 e la Figura 4.8, rispettano le specifiche imposte a inizio capitolo:

- Banda passante di 1KHz.
- Attenuazione di -0.00723db e sfasamento di -2.3° del segnale di riferimento a 50 Hz.



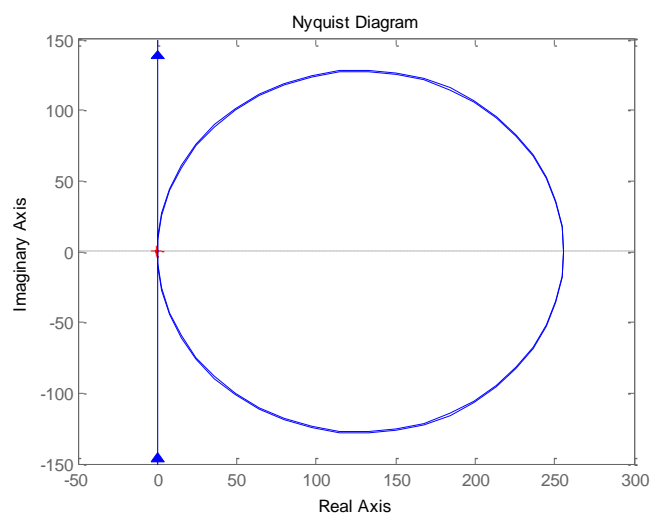
**Figura 4.7. Diagramma di Bode della funzione in anello aperto col controllore P**



**Figura 4.8. Diagramma di Bode della funzione in anello chiuso col controllore P**

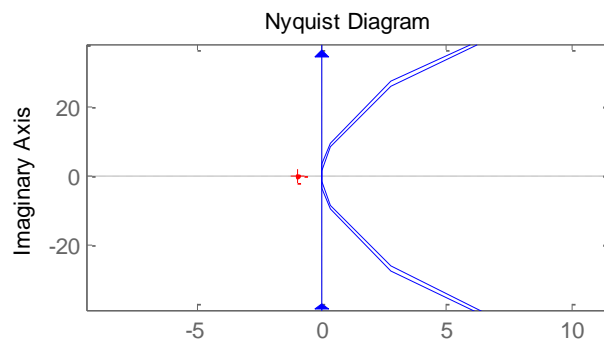
Per valutare la robustezza del sistema non è corretto utilizzare il criterio di Bode, in quanto, come già accennato in precedenza, la funzione d'anello aperto taglia più volte l'asse delle frequenze nell'intorno di 2KHz, per cui non è definita un'unica banda passante.

Conviene quindi osservare il diagramma di Nyquist della  $L(j\omega)$  mostrato in Figura 4.9.



**Figura 4.9. Diagramma di Nyquist della funzione d'anello aperto**

Per frequenze tendenti a zero il modulo della funzione d'anello aperto tende a infinito e ha fase di  $-90^\circ$ . Il diagramma parte dunque dall'estremo inferiore dell'asse immaginario e si sposta avvicinandosi all'origine degli assi (corrispondente alla frequenza dell'antirisonanza). Superata questa frequenza il diagramma mostra un incremento notevole del modulo dovuto alla risonanza e per frequenze che tendono all'infinito si tende nuovamente verso un modulo nullo. La Figura 4.10 mostra uno zoom nell'intorno dell'origine degli assi.



**Figura 4.10. Zoom nell'intorno dell'origine della  $L(j\omega)$**

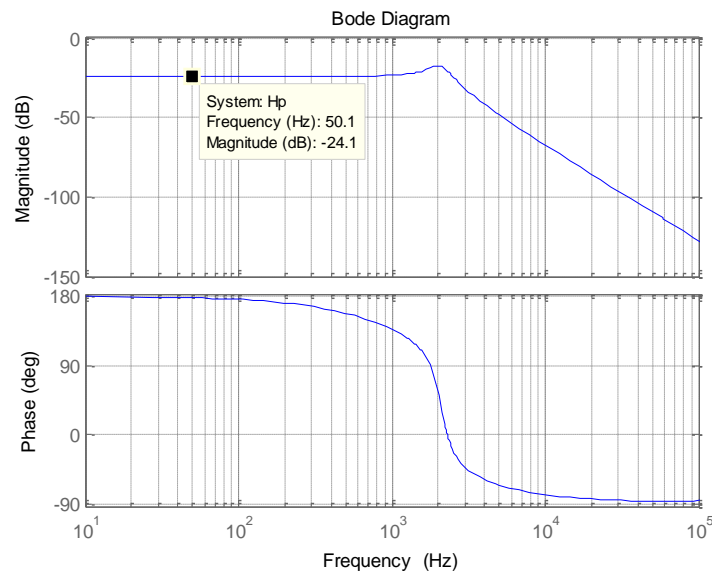
Il diagramma di Nyquist della funzione d'anello aperto non compie alcun giro attorno al punto  $(-1,0)$  e il numero di poli del sistema a parte reale positivo è nullo, per cui il sistema è stabile (come era già stato dimostrato tramite il luogo delle radici). Inoltre, considerando che la tolleranza sul valore dei componenti elettronici è del  $\pm 10\%$  rispetto al loro valore nominale, si può affermare che il Diagramma di Nyquist sarà poco sensibile alle variazioni dei parametri.

Verificata la robustezza del sistema di controllo, è necessario verificare la sua attitudine nel contenere l'effetto della tensione di rete sulla corrente da controllare. Viene quindi analizzata la funzione di trasferimento tra la tensione di rete e la corrente in uscita dall'inverter:

$$\frac{i_{Lf1}}{v_{rete}} = \frac{S1(s)}{1 + Reg(s)G1(s)}$$

La Figura 4.11 mostra il diagramma di Bode della funzione di sensitività ai disturbi in linea d'andata (la tensione di rete) evidenziando l'attenuazione a 50Hz, che vale -24db.

La corrente  $i_{Lf1}$  soggetta all'azione di  $v_{rete} = 325\sin(2\pi 50t)$ , posto il segnale di riferimento pari a zero, presenta ugualmente un'ampiezza di 20,7A. Il sistema di controllo non è in grado di attenuare l'effetto della tensione di rete sulla corrente da controllare.



**Figura 4.11. Funzione di sensitività alla tensione di rete col controllore P**

### **Controllore proporzionale integrale**

Lo scopo del controllore PI è quello di aumentare il più possibile il modulo della funzione in anello aperto  $L(j\omega)$  nell'intorno di 50Hz. In questo modo, oltre a garantire un inseguimento del segnale di riferimento migliore rispetto al controllo con un semplice proporzionale, si aumenta l'attenuazione dei disturbi in linea d'andata, i quali dipendono dall'inverso della funzione d'anello aperto.

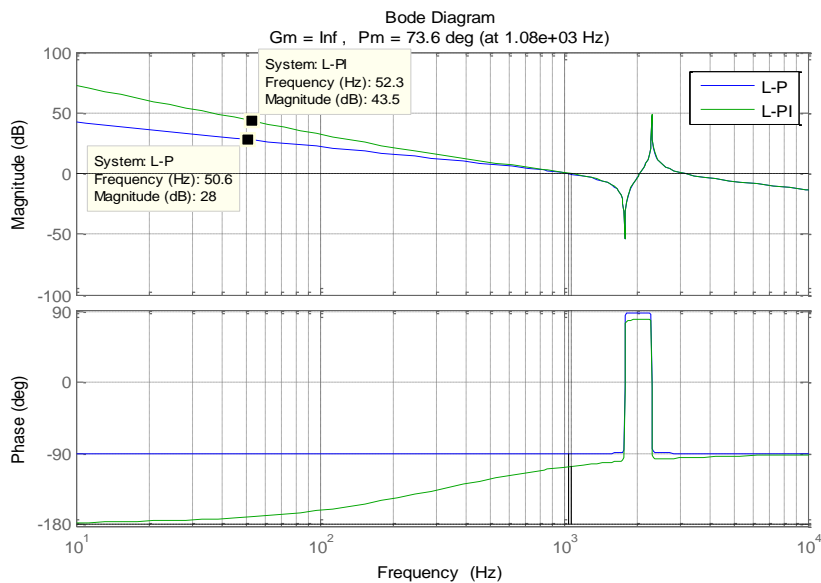
Si procede quindi tarando i valori del PI in modo da garantire ancora una volta una banda passante di 1KHz e allo stesso tempo la migliore attenuazione possibile della tensione di rete.

La funzione di trasferimento del controllore risulta essere la seguente:

$$PI(s) = \frac{K_p}{s} \left( \frac{1 + sT_I}{T_I} \right)$$

**Tabella 4.1 Parametri del controllore PI**

$K_p$	$T_I$
0.04	0,5e-3



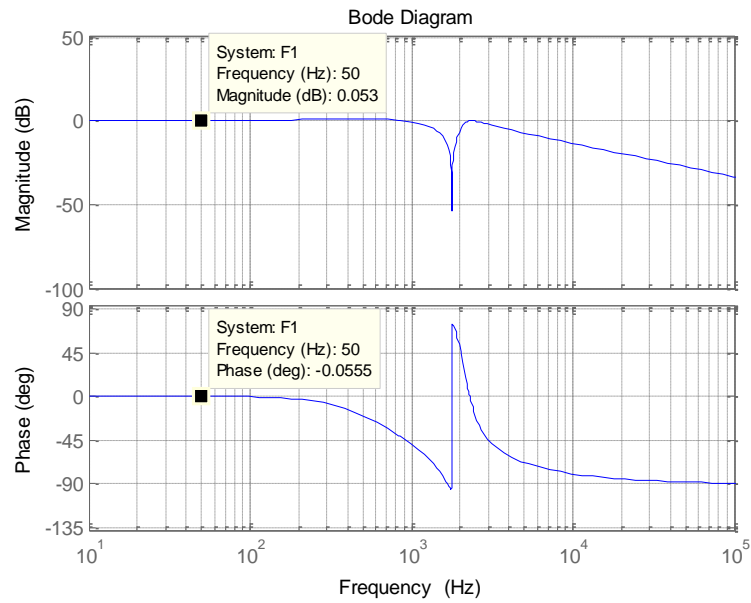
**Figura 4.12. Confronto tra le funzioni d'anello aperto calcolate utilizzando un controllore P e un controllore PI.**

La Figura 4.12 mostra chiaramente come l'utilizzo di un controllore PI porti ad un sostanziale aumento del guadagno della funzione d'anello aperto in corrispondenza dei 50Hz (passando da 28 db a 52 db).

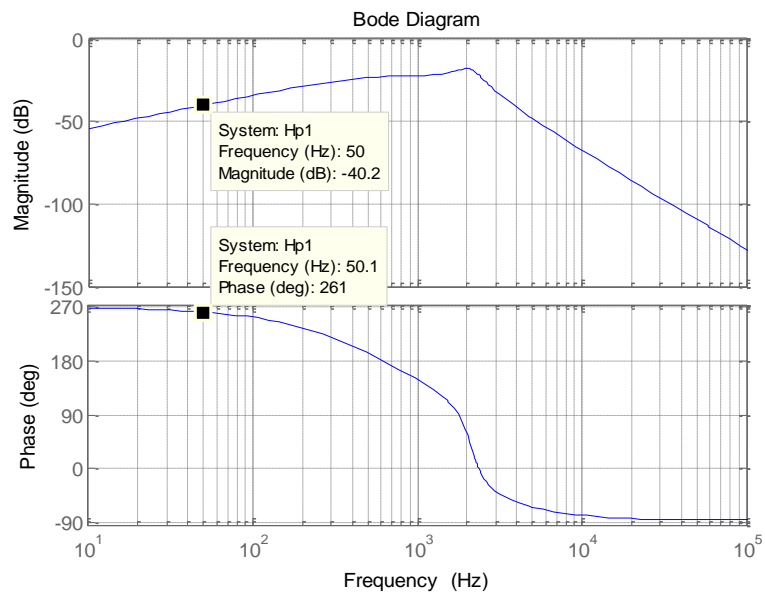
Le prestazioni del controllo, come si nota dalla Figura 4.13, sono soddisfacenti:

- Banda passante di 1KHz.
- Attenuazione del riferimento di 0.053 db sfasamento di  $-0.0555^\circ$ .

Il controllo con un PI risulta migliore sia dal punto di vista dello sfasamento rispetto al segnale di riferimento sia dal punto di vista dell'attenuazione della tensione di rete, come si nota dalla Figura 4.14.



**Figura 4.13. Diagramma di Bode della funzione d'anello chiuso col PI.**



**Figura 4.14. Diagramma di Bode della funzione di sensitività alla tensione di rete col PI**

L'effetto della tensione di rete sulla corrente controllata tramite il regolatore PI non è sufficientemente contenuto. L'ampiezza della corrente  $i_{Lf1}$  soggetta alla sola tensione di rete è pari a 3,175A.

### Controllore Proporzionale Risonante

La tecnica di controllo [12] consente migliorare ulteriormente le prestazioni del controllo, dando la possibilità di aumentare a piacimento il modulo della funzione d'anello aperto nell'intorno delle frequenze desiderate.

Il controllore presenta due blocchi in parallelo come mostrato nella Figura 4.15.

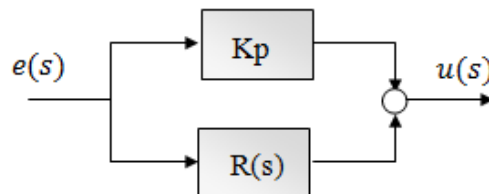


Figura 4.15.. Architettura del PR

A meno del blocco  $R(s)$  il controllore si comporta esattamente come un regolatore proporzionale.

$$PR(s) = Kp + R(s)$$

$$R(s) = \frac{2\omega_c K_I s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega^2}$$

Il blocco  $R(s)$  del PR introduce una risonanza alla frequenza desiderata  $\omega$  con smorzamento proporzionale a  $\omega_c$  e guadagno proporzionale a  $K_I \omega_c$ .

Il progetto del regolatore procede attraverso i seguenti passaggi:

- Viene posto  $R(s) = 0$ .
- Si impone la banda passante desiderata tramite il guadagno  $Kp$ .
- Viene inserita la risonanza alla frequenza di 50Hz.

Nel settaggio dei parametri del controllore, la tentazione sarebbe quella di porre a zero  $\omega_c$  in modo da portare all'infinito il modulo della  $L(j\omega)$  per tale frequenza. Così facendo, il sistema risulterebbe poco robusto alle variazioni della frequenza di rete. Una soluzione al problema consiste nell'adattare la



posizione dei picchi risonanti del controllore in modo da inseguire le variazioni di frequenza [13]. Sono stati scelti i seguenti parametri:

**Tabella 4.2 Parametri del controllore PR**

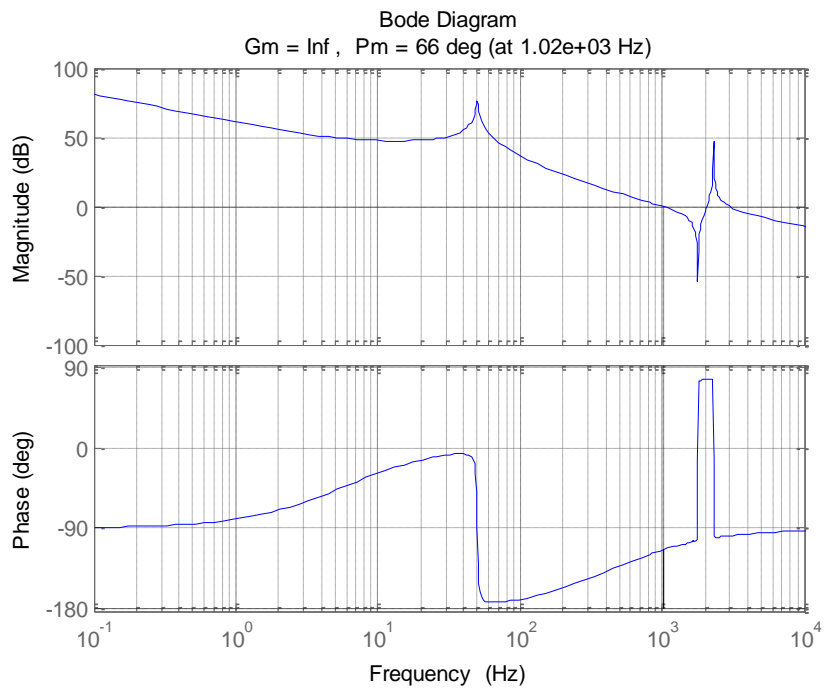
$K_p$	$K_i$	$\omega_c$	$\omega$
0,035	10	5	314,15

Con tali parametri, la funzione d'anello aperto raggiunge un modulo di 75 db in corrispondenza di 50Hz, il che garantisce un'attenuazione della tensione di rete molto elevata e un ottimo inseguimento del segnale di riferimento.

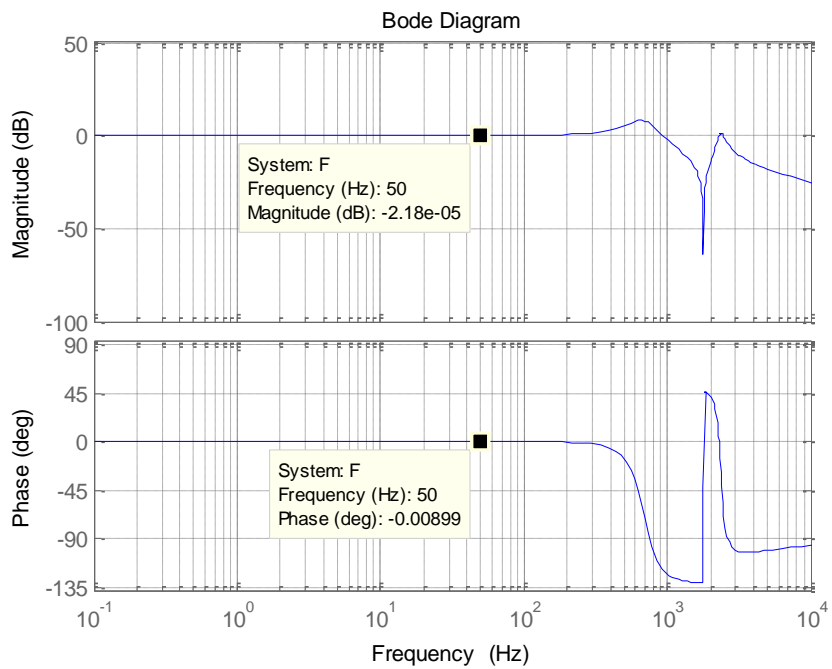
Le prestazioni del controllo con la tecnica Proportional Resonant, come si nota dalla Figura 4.16 e la figura , sono le seguenti:

- Banda passante 1KHz.
- Attenuazione rispetto al segnale di riferimento di 2,18e-5 db.
- Sfasamento rispetto al riferimento di -0.00899° .

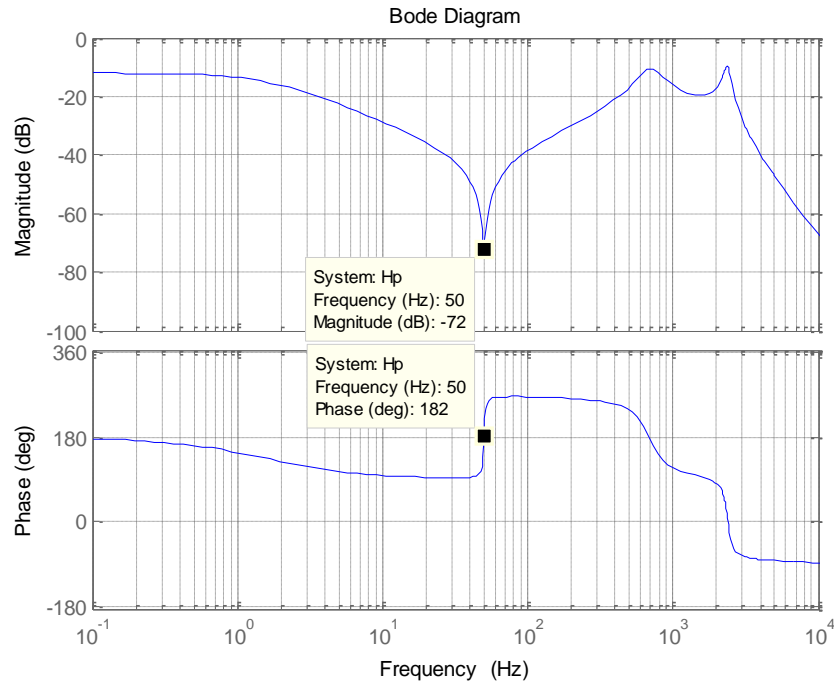
La Figura 4.18 mostra il diagramma di Bode della funzione di sensitività alla tensione di rete. L'attenuazione nell'intorno di 50Hz è pari a -72db, tale per cui si avrà una corrente  $i_{Lf1}$  con ampiezza pari a 0,0812A.



**Figura 4.16. Diagramma di Bode della funzione in anello aperto con PR**



**Figura 4.17. Diagramma di Bode della funzione in anello chiuso col PR**



**Figura 4.18. Diagramma di Bode della funzione di sensitività alla tensione di rete col controllore PR**

Il controllo migliore dal punto di vista dell'attenuazione ai disturbi in linea d'andata è sicuramente il PR il quale garantisce un'attenuazione pari a -72 db.

L'analisi svolta riguarda esclusivamente tensioni di rete puramente sinusoidali con frequenza che si aggira intorno ai 50 Hz. Tuttavia la trattazione potrebbe essere estesa considerando l'esistenza di armoniche della tensione di rete a frequenza multipla della fondamentale. Le norme CEI impongono dei limiti sull'ampiezza massima di queste armoniche (Figura 2.2).

Si procede analizzando la risposta dei sistemi di controllo proposti in precedenza ad un segnale di tensione di rete caratterizzato da distorsione armonica, contenente le prime cinque armoniche dispari multiple della fondamentale. La banda di frequenze nella quale agiscono le armoniche considerate raggiunge un massimo di 550Hz.

Dalla Figura 4.11, Figura 4.14 e Figura 4.18, si osserva che l'attenuazione della tensione di rete garantita dai vari regolatori peggiora all'aumentare della frequenza. Perciò si prevedono scarse prestazioni in risposta al segnale di tensione pessima.

### **Controllore Proporzionale Risonante con Compensazione armonica**

Per garantire l'attenuazione delle armoniche della tensione di rete multiple della fondamentale, si utilizza lo schema di controllo PR con compensazione armonica (PR+HC).

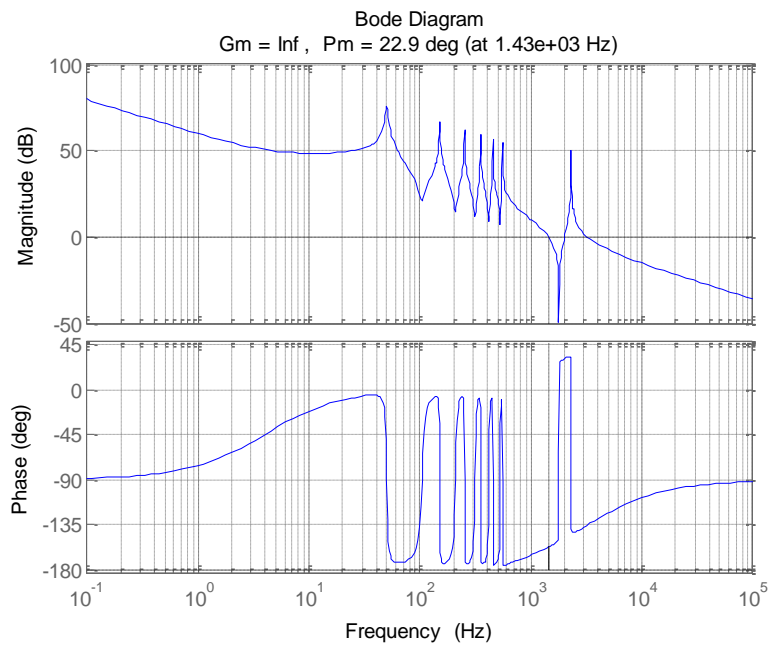
E' possibile infatti modificare la struttura del controllore PR aggiungendo delle risonanze in corrispondenza delle frequenze desiderate, aumentando quindi il modulo della funzione d'anello aperto in corrispondenza di tali frequenze.

La funzione di trasferimento del controllore con azione di compensazione armonica è mostrata nella (4.1).

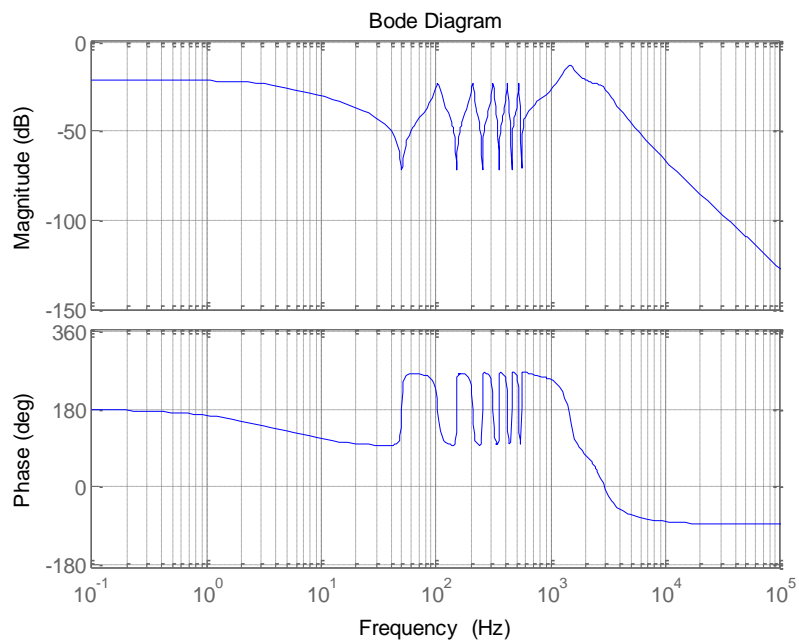
$$PR_{hc}(s) = Kp + \sum_{h=1}^5 \frac{2\omega_c K_I s}{s^2 + 2\omega_c s + (h\omega)^2} \quad (4.1)$$

I parametri del controllore sono gli stessi utilizzati nel  $PR(s)$ . La nuova funzione di trasferimento d'anello aperto è rappresentata in Figura 4.19.

In Figura 4.20 è riportato il diagramma di Bode della funzione di sensitività alla tensione di rete. Si può osservare che per le frequenze desiderate si ha un'attenuazione maggiore.



**Figura 4.19. Diagramma di Bode della funzione d'anello aperto col PR compensatore armonico**



**Figura 4.20. Diagramma di Bode della funzione di sensitività col PR compensatore armonico**

#### 4.1.5. Simulazioni in ambiente Simulink

Questo paragrafo è dedicato alle simulazioni in ambiente *Simulink* dei controlli progettati nel capitolo 4.1.4.

L'obiettivo delle simulazioni è quello di mostrare l'inseguimento del segnale riferimento, costituito da una sinusoide alla frequenza di 50Hz e con ampiezza di 20A in fase con la tensione di rete; quest'ultima è costituita da una sinusoide a 50Hz con ampiezza pari a 235V.

L'errore di corrente dipende da entrambi gli ingressi agenti sul sistema, ovvero il segnale di riferimento e la tensione di rete. Dal *Teorema della risposta in frequenza* si può scrivere la seguente equazione:

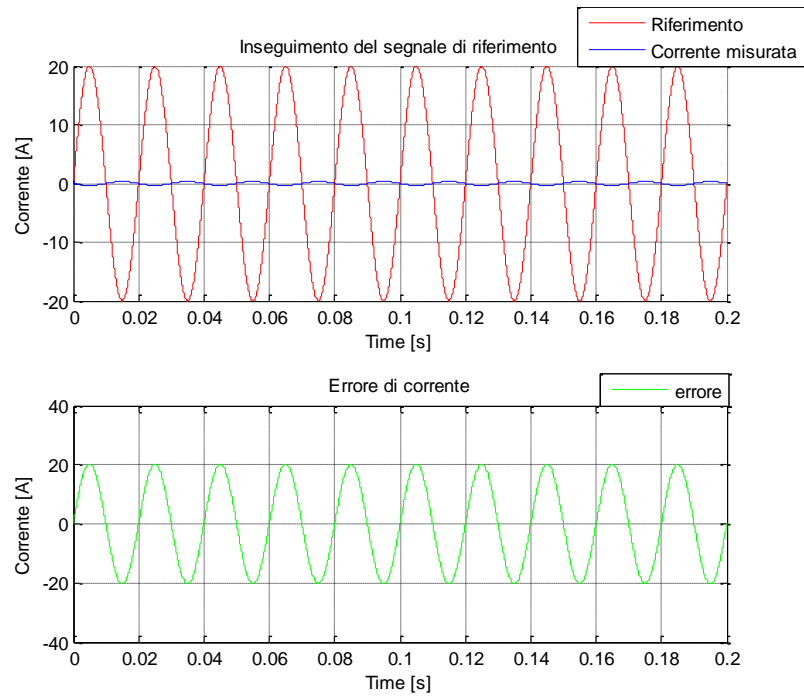
$$e_{(t)} = \frac{L(j2\pi50)}{1 + L(j2\pi50)} \frac{20}{\sqrt{2}} \sin(2\pi50t + \varphi_1) A + \frac{S1(j2\pi50)}{1 + L(j2\pi50)} \frac{325}{\sqrt{2}} \sin(2\pi50t + \varphi_2) A$$

La Figura 4.21 mostra l'inseguimento del segnale di riferimento nel caso di controllo con il regolatore di tipo proporzionale. L'errore di corrente vale:

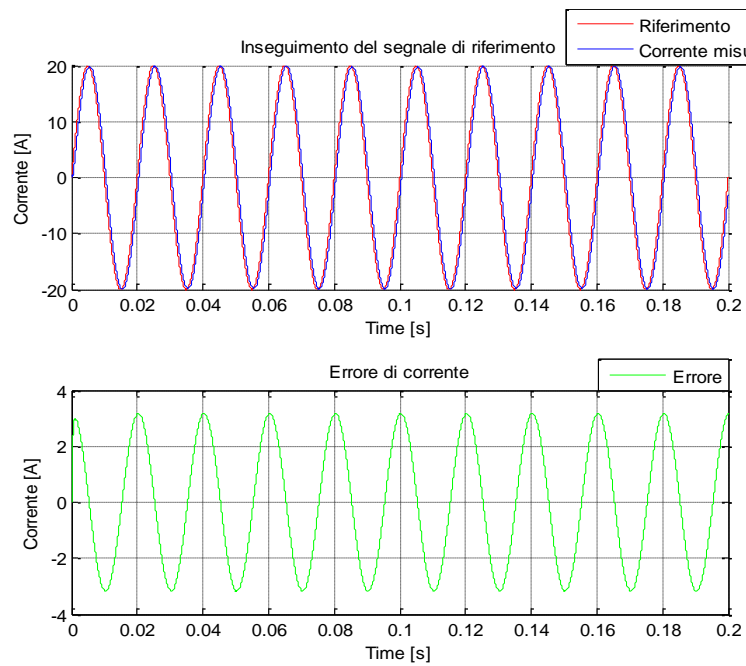
$$e_{(t)} = -0.00723_{db} \frac{20}{\sqrt{2}} \sin(2\pi50t - 2,3^\circ) + 24,1_{db} \frac{325}{\sqrt{2}} \sin(2\pi50t - 180^\circ)$$

I valori di amplificazione e sfasamento si possono trovare in Figura 4.8 e Figura 4.11; Si osserva che il contributo di errore maggiore è dovuto all'effetto della tensione di rete sulla corrente da controllare. Tale effetto, nel caso in cui si utilizza un regolatore Proporzionale, non è sufficientemente contenuto.

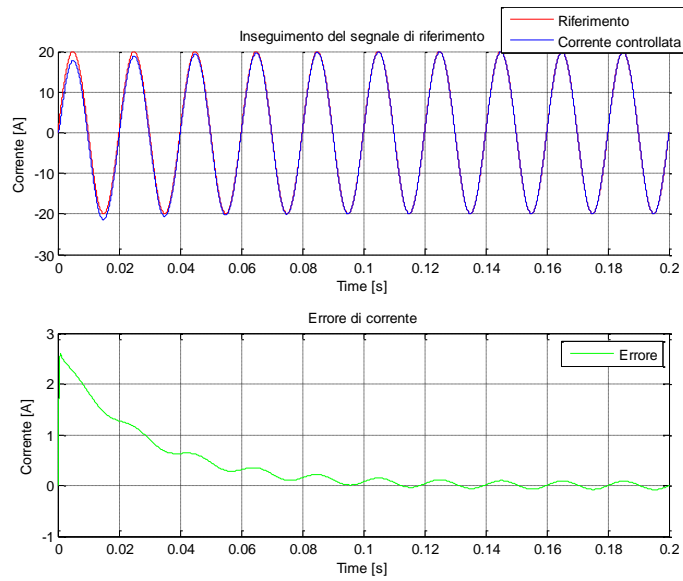
Il controllo tramite PI, come si può osservare dalla Figura 4.22 , porta a risultati migliori. Anche in questo l'errore massimo (pari a 3,175A) è dovuto quasi esclusivamente alla capacità del sistema di controllo di attenuare l'effetto del disturbo di rete sulla variabile controllata.



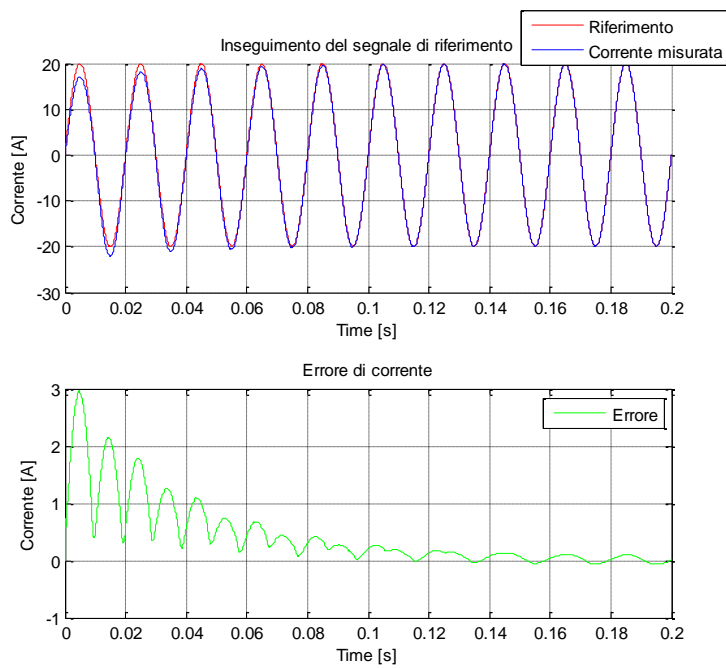
**Figura 4.21. Inseguimento del riferimento con un controllore Proporzionale**



**Figura 4.22. Inseguimento del riferimento con un controllore PI**



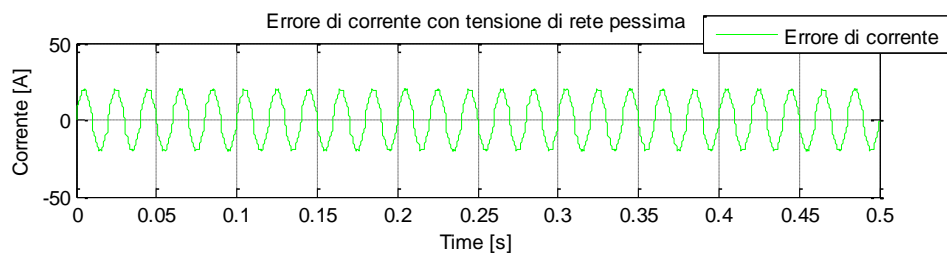
**Figura 4.23. Inseguimento del riferimento con un controllore PR**



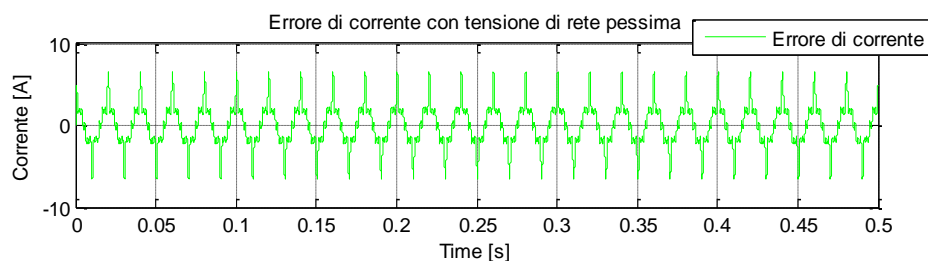
**Figura 4.24. Inseguimento del riferimento con un controllore PR+HC**



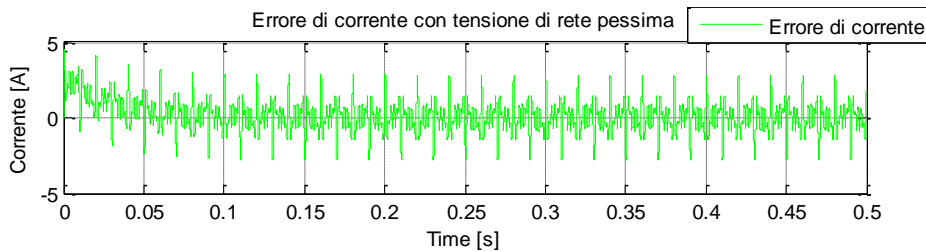
Il regolatore Proporzionale Risonante, come mostra la Figura 4.24, garantisce un errore massimo di  $0.0812A$ , per cui risulta essere il migliore tra i tre presentati. L'azione di compensazione armonica del PR+HC non agisce, in quanto la tensione di rete non presenta armoniche aggiuntive, oltre alla fondamentale. Le simulazioni che seguono (Figura 4.25-Figura 4.28) mostrano la risposta del sistema di controllo alla tensione di rete caratterizzata da forte distorsione, contenente le prime cinque armoniche dispari multiple della fondamentale (le cui ampiezze sono le massime consentite dalle norme CEI Figura 2.2). Il controllore PR con compensazione armonica, a differenza degli altri controllori, è in grado di attenuare l'effetto di tutte le armoniche contenute nella tensione di rete. Per questo motivo sarà il regolatore che verrà utilizzato per il controllo dell'inverter.



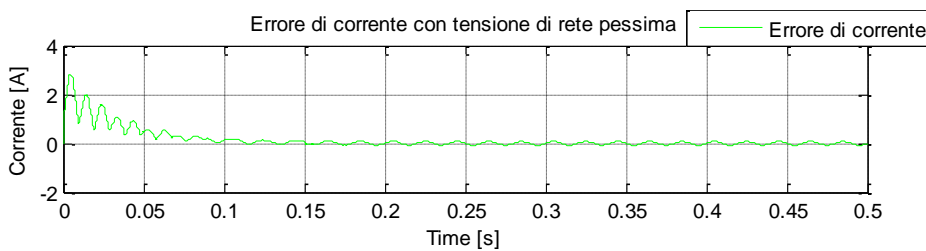
**Figura 4.25. Errore di corrente con controllore P**



**Figura 4.26. Errore di corrente con controllore PI**



**Figura 4.27. Errore di corrente con controllore PR**

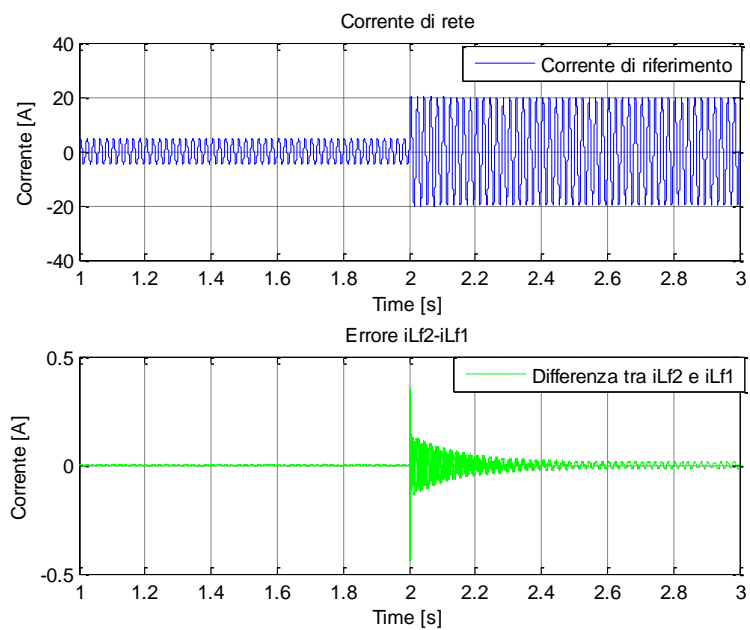


**Figura 4.28. Errore di corrente con controllore PR+HC**

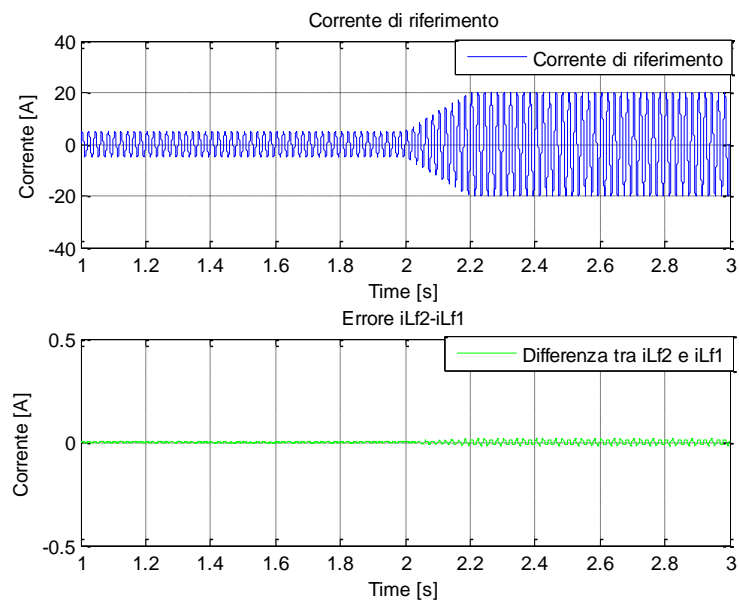
Le ultime simulazioni pongono l'attenzione sulla differenza tra la corrente controllata e la corrente scambiata con la rete; di fatti, si ricorda che la corrente che si vorrebbe controllare è la corrente nell'induttore  $L_{f2}$ , sebbene l'anello di controllo sia chiuso sulla corrente  $L_{f1}$ . Nelle simulazioni di Figura 4.29 e di Figura 4.30 si utilizza il controllore di tipo PR+HC dando come disturbo la tensione di rete pessima.

Le variazioni istantanee di ampiezza del segnale di riferimento, come già accennato nel capitolo 4.1.3, danno luogo ad un andamento oscillatorio della corrente in uscita dal filtro.

Tale oscillazione avviene alla frequenza di 1,78KHz, che corrisponde alla frequenza di risonanza del filtro.



**Figura 4.29. Differenza tra le correnti in ingresso e in uscita dal filtro con controllore PR+HC in risposta ad una variazione istantanea dell'ampiezza del riferimento.**



**Figura 4.30. Differenza tra le correnti in ingresso e in uscita dal filtro con controllore PR+HC in risposta ad una variazione a rampa dell'ampiezza del riferimento.**

Se le variazioni di ampiezza del riferimento venissero date a rampa, allora si eviterebbe di eccitare la frequenza di risonanza del filtro.

La Figura 4.30 ne è un chiaro esempio, mostrando come a regime le due correnti non siano perfettamente coincidenti evidenziando la presenza di un errore sinusoidale alla frequenza di 50Hz.

Il motivo è semplice: il filtro non è ideale, per cui non presenta guadagno perfettamente unitario alla frequenza alla quale agisce il riferimento. In particolare si riscontra un piccolo aumento di ampiezza tra la corrente  $i_{Lf2}$  e la corrente  $i_{Lf1}$  (vedere Figura 4.4). Tale amplificazione vale  $0,00687db$ , che corrispondono a  $1,0007913$ ; per cui le due correnti sono ben approssimabili come coincidenti e quindi, controllare una è equivalente a controllare l'altra.

#### 4.1.6. Robustezza alle variazioni del carico domestico

Gli schemi di controllo del paragrafo precedente sono stati progettati su un modello semplificato (Figura 3.3). Tale modello può essere arricchito considerando l'impedenza del carico domestico (che modella l'assorbimento di potenza attiva piuttosto che di potenza reattiva) e l'impedenza della linea che collega l'utenza alla cabina di trasformazione. L'obiettivo di questo capitolo consiste nel valutare la robustezza del sistema di controllo alle variazioni dei parametri di linea e di carico, giustificando le approssimazioni introdotte all'inizio del capitolo.

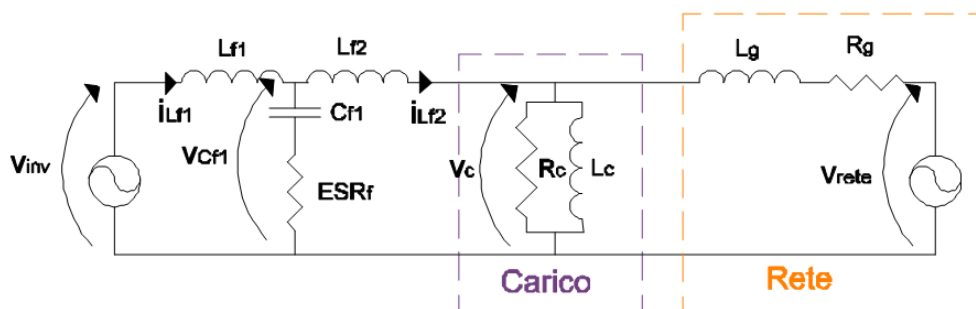


Figura 4.31. Modello completo del sistema

La resistenza di carico può variare da un valore minimo (corrispondente alla massima potenza attiva assorbita) ad un valore massimo che tende a infinito (corrispondente ad un assorbimento di potenza attiva nulla).

Ipotizzando un  $\cos(\varphi)$  costante e pari a 0,9 (imposto per legge) e trascurando la caduta di tensione sull'impedenza di rete, si può trovare il legame tra la resistenza e l'induttanza di carico:

$$R_c = \frac{V_{rete}^2}{P} \quad (4.2)$$

$$Q = \frac{V_{rete}^2}{\omega L_c} = tg(\varphi)P$$

$$L_c = \frac{V_{rete}^2}{tg(\varphi)P\omega} = \frac{R_c}{tg(\varphi)\omega} \quad (4.3)$$

Dove  $V_{rete}$  è il valore efficace della tensione di rete, mentre  $\omega$  è la sua frequenza.

Dalla (4.2) si ricava il valore minimo di resistenza di carico (in corrispondenza della massima potenza attiva assorbita), mentre dalla (4.3) si ricava il valore minimo di induttanza di carico (in corrispondenza della massima resistenza  $R_c$ ):

$$R_{c_{min}} = \frac{V_{rete}^2}{P_{max}} = 11\Omega$$

$$L_{c_{min}} = \frac{R_{c_{min}}}{tg(\varphi)\omega} = 0,109H$$

L'impedenza di rete dipende invece dalla lunghezza del cavo di collegamento tra la cabina di trasformazione e l'utenza considerata. Da catalogo si trovano i seguenti valori chilometrici di resistenza e induttanza:

$$r = 0,462 \frac{\Omega}{Km}$$

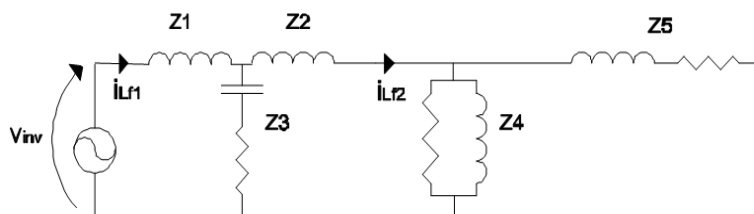
$$l = 0,239 \frac{mH}{Km}$$

Considerando la tensione di rete efficace di 230V, una caduta massima del 4% e una corrente massima di 16 A ,si ottiene la lunghezza massima della linea pari a 622m, a cui corrispondono i seguenti valori massimi di resistenza e di induttanza:

$$R_{g_{max}} = 287m\Omega$$

$$L_{g_{max}} = 149\mu H$$

Si procede calcolando le nuove funzioni di trasferimento del sistema da controllare.



**Figura 4.32. Funzione di trasferimento ottenuta spegnendo il generatore sinusoidale di rete**

La Trasformata di Laplace delle impedenze mostrate in Figura 4.32 è mostrata in tabella:

**Tabella 4.3 Impedenze elettriche del filtro/carico/rete**

$z_1$	$z_2$	$z_3$	$z_4$	$z_5$
$sL_{f1}$	$\frac{1}{sC_f} + ESR$	$sL_{f2}$	$\frac{sR_c L_c}{sL_c + R_c}$	$sL_g + R_g.$

Svolgendo i calcoli è possibile calcolare l'impedenza equivalente vista ai morsetti del generatore  $v_{inv}$ , come:

$$z_{totA} = z1 + \frac{z2(z3 + \frac{z4z5}{z4+z5})}{z2 + z3 + \frac{z4z5}{z4+z5}}$$

La funzione di trasferimento del sistema da controllare di conseguenza risulta essere la seguente:

$$G1(s) = \frac{i_{Lf1}(s)}{v_{control}(s)} = \frac{V_{dc}^0}{V_{tr}} \frac{1}{z_{totA}} =$$

$$= \frac{V_{dc}^0}{V_{tr}} \frac{z_4 z_5 + z_3 z_5 + z_2 z_5 + z_3 z_4 + z_2 z_4}{z_2 z_4 z_5 + z_1 z_4 z_5 + z_2 z_3 z_5 + z_1 z_3 z_5 + z_1 z_2 z_5 + z_2 z_3 z_4 + z_1 z_3 z_4 + z_1 z_2 z_4}$$

Spegnendo il generatore  $v_{inv}$  e lasciando acceso il generatore di rete (Figura 4.33) otteniamo la funzione di trasferimento tra la tensione di rete e la corrente da controllare:

$$S1(s) = \frac{i_{Lf1}(s)}{v_{rete}(s)} = - \frac{z_4 z_2}{z_{totB} (z_4 + z_5) (z_1 + z_2)} =$$

$$= - \frac{z_2 z_4 z_5 + z_4 z_2 z_3 z_5 + z_4 z_2^2 z_5 + z_2 z_3 z_4^2 + z_2^2 z_4^2}{(z_2 z_4 z_5 + z_1 z_4 z_5 + z_2 z_3 z_5 + z_1 z_3 z_5 + z_1 z_2 z_5 + z_2 z_3 z_4 + z_1 z_3 z_4 + z_1 z_2 z_4) (z_4 + z_5) (z_1 + z_2)}$$

L'impedenza vista ai morsetti di rete è la seguente:

$$z_{totB} = \frac{\left( \frac{z_2 z_2}{z_1 + z_2} + z_3 \right) z_4}{\left( \frac{z_2 z_2}{z_1 + z_2} + z_3 \right) + z_4} + z_5$$

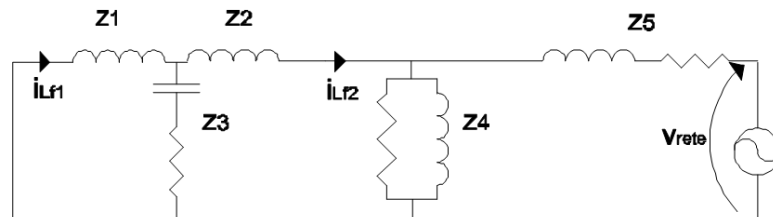


Figura 4.33. Schema complessivo ottenuto spegnendo  $V_{inv}$

Tramite opportuni software di calcolo simbolico si è provato a calcolare le funzioni di trasferimento  $G1(s)$  e  $S1(s)$ , le quali risultano molto complesse da studiare in modo analitico.

Si procede quindi tramite *Matlab*, mostrando il diagramma di Bode delle funzioni al variare dei parametri di rete e di carico, nel tentativo di coprire l'intero range di variazione:

- Impedenza di carico fissa; variazione dell'impedenza di rete da zero al suo valore massimo.

- Impedenza di rete fissa; variazione dell'impedenza di carico dal suo valore minimo al suo valore massimo, ovvero un valore sufficientemente grande da rappresentare un assorbimento “nullo” di potenza.
- Variazione di entrambi i parametri dal loro valore minimo al loro valore massimo.

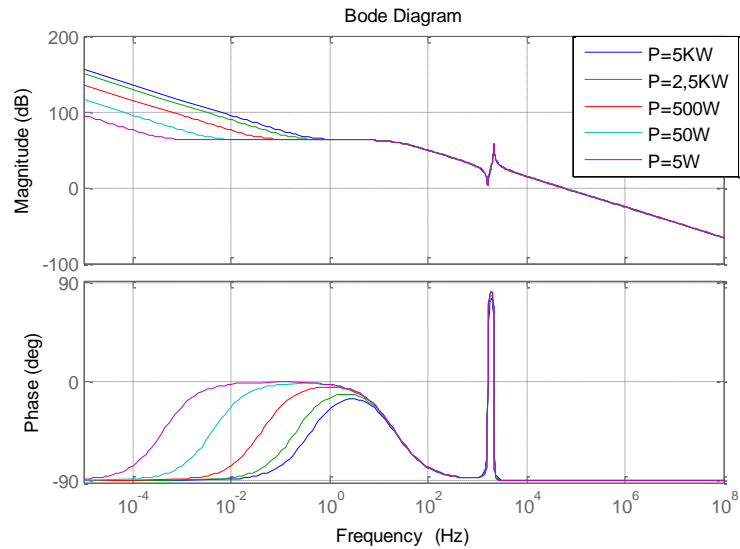
La Figura 4.34 mostra la funzione di trasferimento  $G1(s)$  al variare del carico domestico (e quindi della potenza assorbita) avendo fissato l'impedenza di rete al suo valore massimo.

L'inserimento nel modello dell'impedenza di carico e dell'impedenza di rete porta ad un aumento dell'ordine del sistema, che passa dal terzo al quinto ordine. Tuttavia uno dei due poli aggiunti non risulta incidere sulla funzione di trasferimento (come si vede dal suo diagramma di Bode), per cui si può considerare trascurabile. L'altro polo invece ha un effetto più evidente; la sua posizione è giustamente variabile in funzione dell'impedenza di carico. Il range di frequenza all'interno del quale si trova a posizionato tale polo ha come estremo superiore 10Hz. Per frequenze maggiori di tale valore, si ha che il sistema arricchito con il carico e la rete risulta coincidere con il sistema semplificato su cui è stato progettato il controllo. Di conseguenza, in corrispondenza dei valori di frequenza al quale agisce il controllore PR+HC, la funzione di trasferimento coincide con quella utilizzata per il progetto.

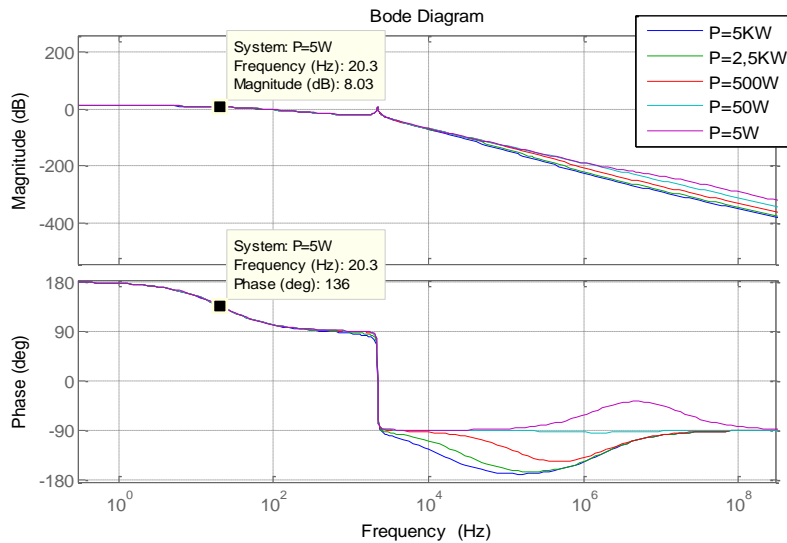
La Figura 4.35 mostra il diagramma di Bode della funzione di trasferimento  $S1(s)$ . A basse frequenze il sistema da controllare è rappresentato da un generatore di tensione ai cui capi è collegata la resistenza di rete  $R_g$  per cui il guadagno statico della funzione vale:  $1/R_g = 3,48$ .

Le variazioni di carico influiscono sulla funzione  $S1(s)$  solo per frequenze maggiori della risonanza. Siccome la banda passante è stata mantenuta limitata ad 1 KHz, si evita che le variazioni di carico influiscano sul progetto del controllore.





**Figura 4.34. Diagramma di Bode di  $G_1(s)$  al variare dell'impedenza di carico**



**Figura 4.35. Diagramma di Bode di  $S_1(s)$  al variare del carico.**

Le stesse verifiche possono essere fatte facendo variare l'impedenza di rete (dal momento che potrebbe essere un parametro non noto dal progettista del controllo). L'impedenza di carico viene posta al suo valore minimo.

Le variazioni di impedenza di rete, all'interno della banda in cui agisce il controllore, non portano grossi cambiamenti della funzione di trasferimento (come si vede dalla Figura 4.36 e Figura 4.37).

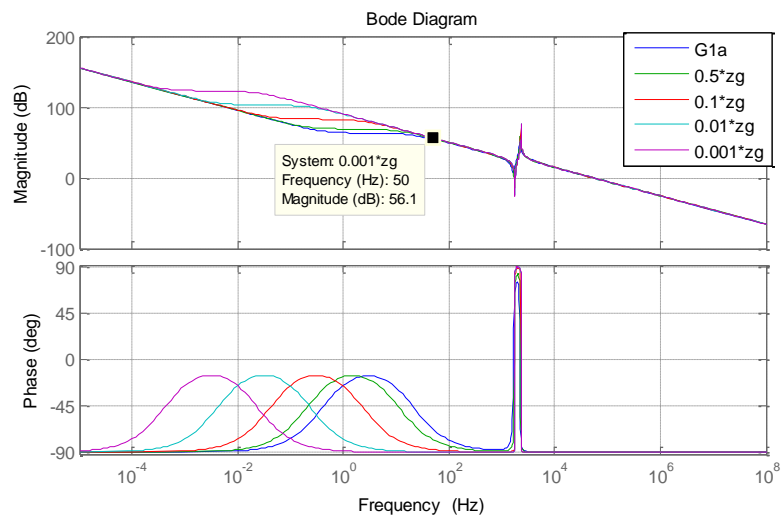


Figura 4.36. Diagramma di Bode di  $S1(s)$  al variare dell'impedenza di rete.

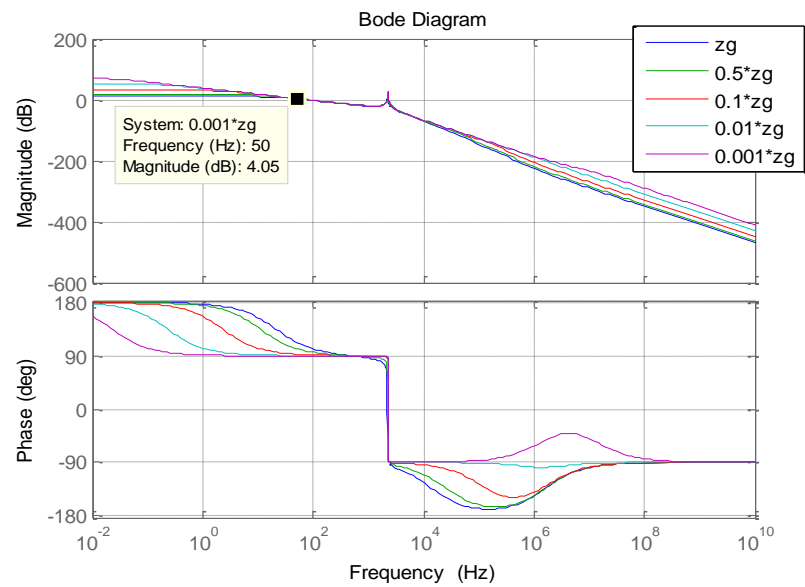
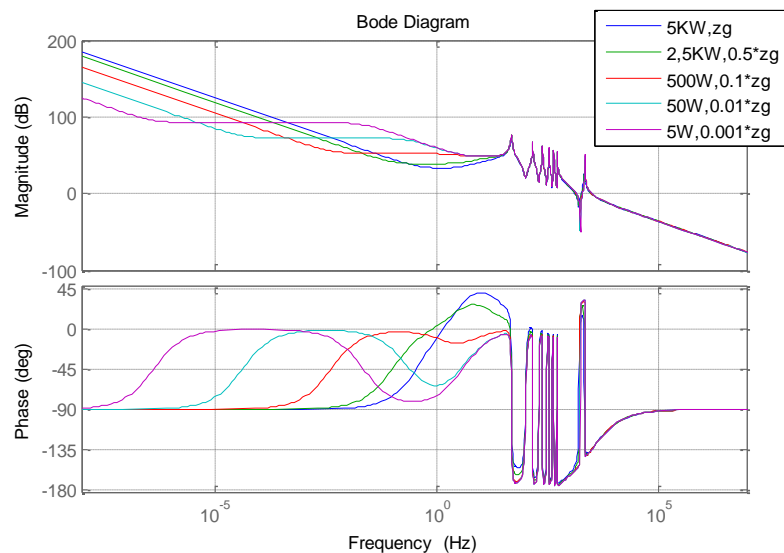


Figura 4.37. Diagramma di Bode di  $S1(s)$  al variare dell'impedenza di rete.

L'ultima prova consiste nel variare contemporaneamente i parametri di linea e di carico dal loro valore minimo al loro valore massimo. In Figura 4.41 viene mostrata la funzione d'anello aperto.



**Figura 4.38. Diagramma di Bode della funzione d'anello aperto al variare di entrambi i parametri**

Dall'analisi svolta emerge un vantaggio del controllore PR che fin ora non era stato considerato: aumentando il guadagno in corrispondenza delle frequenze desiderate, migliora la robustezza del controllo.

## 4.2. Controllo convertitore di batteria

L'obiettivo del controllo di batteria è quello di mantenere costante la tensione sul bus in continua agendo sui convertitori di potenza.

Si individuano come ingressi i duty cycle  $d_{b1}$  e  $d_{b2}$  che comandano i due convertitori dc-dc, mentre i disturbi agenti sul sistema sono rappresentati dalla tensione di batteria  $v_b$  e dalla corrente  $i_o$  (ovvero la corrente scambiata con il blocco fotovoltaico e il blocco inverter). Il sistema di controllo deve contenere l'effetto di tali disturbi sulla tensione da controllare.

Un accurato progetto del controllo del SAE è fondamentale per il corretto funzionamento di tutti gli altri blocchi in quanto le variazioni di tensione sul DC-bus costituiscono i disturbi per il blocco inverter e il blocco fotovoltaico.

#### 4.2.1. Specifiche di controllo

L'obiettivo che si vuole perseguire è quello di mantenere costanti le tensioni in uscita dai due convertitori dc-dc, agendo sui loro duty cycle. Inoltre, l'azione di controllo deve essere in grado di annullare l'effetto dei disturbi sulle variabili controllate. Il disturbo principale è la corrente lato continua dell'inverter, agente a frequenza doppia rispetto a quella di rete. Per attenuare tale disturbo è necessario imporre una velocità di controllo adeguata, con banda passante maggiore di 100Hz. L'effetto dei disturbi sulle variabili controllate deve essere contenuto in modo tale che la tensione sul DC-bus non ecceda mai i limiti inferiori e superiori consentiti per il buon funzionamento dell'inverter [360V ÷ 440V].

#### 4.2.2. Linearizzazione attorno al punto di equilibrio

Dal punto di vista del controllo, può essere utile ricavare un modello linearizzato nell'intorno di un generico punto di equilibrio.

Il sistema in esame è stato ricavato nel capitolo 3.3 e viene riportato di seguito:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{L_{b1}}' = \frac{1}{L_{b1}} \{ v_b - (1 - d_{b1})v_{C_{b2}} - (1 - d_{b1})ESR_{b2}[i_{L_{b1}}(1 - d_{b1}) - i_{L_{b2}}] \} \\ v_{C_{b2}}' = \frac{1}{C_{b2}} [i_{L_{b1}}(1 - d_{b1}) - i_{L_{b2}}] \\ i_{L_{b2}}' = \frac{1}{L_{b2}} \{ v_{C_{b2}} + ESR_{b2}[i_{L_{b1}}(1 - d_{b1}) - i_{L_{b2}}] - (1 - d_{b2})v_{C_{dc}} - (1 - d_{b2})ESR_{dc}[i_{L_{b2}}(1 - d_{b2}) - i_o] \} \\ v_{C_{dc}}' = \frac{1}{C_{dc}} [i_{L_{b2}}(1 - d_{b2}) - i_o] \end{array} \right.$$

Il punto di equilibrio sarà quindi funzione degli ingressi e dei disturbi costanti. Ponendo le derivate delle variabili a zero e svolgendo i conti si ottiene il seguente punto di equilibrio:

$$\begin{cases} I_{Lb1} = \frac{I_o}{(1-D_{b1})(1-D_{b2})} \\ V_{Cb2} = \frac{V_b}{1-D_{b1}} \\ I_{Lb2} = \frac{I_o}{1-D_{b2}} \\ V_{Cdc} = \frac{V_b}{(1-D_{b1})(1-D_{b2})} \end{cases} \quad (4.4)$$

La linearizzazione procede attraverso la serie di Taylor arrestata al primo ordine:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x, u) \\ \dot{\tilde{x}} &= f(X, U) + \left. \frac{df(x, u)}{dx} \right|_{x, U} \tilde{x} + \left. \frac{df(x, u)}{du} \right|_{x, U} \tilde{u} \end{aligned}$$

Il sistema linearizzato nell'intorno del punto di equilibrio è il seguente:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{i}}_{Lb1} = \frac{1}{L_{b1}} \{ \tilde{v}_b - (1-D_{b1})\tilde{v}_{Cb2} + V_{Cb2}\tilde{d}_{b1} - ESR_{b2}[2(1-D_{b1})I_{Lb1} + I_{Lb2}]\tilde{d}_{b1} + \\ \quad - (1-D_{b1})ESR_{b2}[(1-D_{b1})ESR_{b2}\tilde{i}_{Lb1} - \tilde{i}_{Lb2}] \} \\ \dot{\tilde{v}}_{Cb2} = \frac{1}{C_{b2}} [(1-D_{b1})\tilde{i}_{Lb1} - I_{Lb1}\tilde{d}_{b1} - \tilde{i}_{Lb2}] \\ \dot{\tilde{i}}_{Lb2} = \frac{1}{L_{b2}} \{ \tilde{v}_{Cb2} + ESR_{b2}[(1-D_{b1})\tilde{i}_{Lb1} - I_{Lb1}\tilde{d}_{b1} - \tilde{i}_{Lb2}] - (1-D_{b2})\tilde{v}_{Cdc} + V_{Cdc}\tilde{d}_{b2} + \\ \quad - ESR_{dc}[2(1-D_{b2})I_{Lb2} + I_{IPV}]\tilde{d}_{b2} - (1-D_{b2})ESR_{dc}[(1-D_{b2})\tilde{i}_{Lb2} - \tilde{i}_o] \} \\ \dot{\tilde{v}}_{Cdc} = \frac{1}{C_{dc}} [(1-D_{b2})\tilde{i}_{Lb2} - I_{Lb2}\tilde{d}_{b2} - \tilde{i}_o] \end{cases}$$

Definendo i vettori  $\tilde{x} = [\tilde{i}_{Lb1} \tilde{v}_{Cb2} \tilde{i}_{Lb2} \tilde{v}_{Cdc}]^T$ ,  $\tilde{u} = [\tilde{d}_{b1} \tilde{d}_{b2}]^T$ ,  $\tilde{w} = [\tilde{v}_b \tilde{i}_o]^T$

$\tilde{y} = [\tilde{v}_{b2} \tilde{v}_{dc}]^T$  è possibile scrivere:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}} = A\tilde{x} + B\tilde{u} + E\tilde{w} \\ \tilde{y} = C\tilde{x} + D\tilde{u} + F\tilde{w} \end{cases} \quad (4.5)$$

Dove compaiono le seguenti matrici:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{ESR_{b2}(1-D_{b1})^2}{L_{b1}} & -\frac{(1-D_{b1})}{L_{b1}} & \frac{ESR_{b2}(1-D_{b1})}{L_{b1}} & 0 \\ \frac{(1-D_{b1})}{C_{b2}} & 0 & -\frac{1}{C_{b2}} & 0 \\ \frac{ESR_{b2}(1-D_{b1})}{L_{b2}} & \frac{1}{L_{b2}} & -\frac{ESR_{b2}}{L_{b2}} - \frac{ESR_{dc}(1-D_{b2})^2}{L_{b2}} & -\frac{(1-D_{b2})}{L_{b2}} \\ 0 & 0 & \frac{1-D_{b2}}{C_{dc}} & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{V_{Cb2}}{L_{b1}} - \frac{ESR_{b2}[2(1-D_{b1})I_{L_{b1}} + I_{L_{b2}}]}{L_{b1}} & 0 \\ -\frac{I_{L_{b1}}}{C_{b2}} & 0 \\ -\frac{ESR_{b2}I_{L_{b1}}}{L_{b2}} & \frac{V_{dc}}{L_{b2}} - \frac{ESR_{dc}[2(1-D_{b2})I_{L_{b2}} + I_{IPV}]}{L_{b2}} \\ 0 & -\frac{I_{L_{b2}}}{C_{dc}} \end{bmatrix}$$

$$E = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{b1}} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{ESR_{dc}(1-D_{b2})}{L_{b2}} \\ 0 & -\frac{1}{C_{dc}} \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} ESR_{b2}(1-D_{b1}) & 1 & -ESR_{b2} & 0 \\ 0 & 0 & ESR_{cdc}(1-D_{b2}) & 1 \end{bmatrix}$$

$$D = \begin{bmatrix} -ESR_{b2}I_{L_{b1}} & 0 \\ 0 & -ESR_{cdc}I_{L_{b2}} \end{bmatrix} \quad F = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -ESR_{dc} \end{bmatrix}$$

Il sistema (4.15) può essere notevolmente semplificato trascurando le resistenze serie dei condensatori (che modellano la loro non idealità).

Prendendo in esame, per esempio, un condensatore  $C_j$  con la sua resistenza serie  $ESR_j$ , si può calcolare la sua impedenza:

$$z_j(s) = \frac{1 + sC_j ESR_j}{sC_j}$$

Quest'ultima presenta uno zero posto ad alta frequenza (nel caso in esame risulta essere maggiore di una decade rispetto alla frequenza del PWM). Considerando che la frequenza massima contenuta nelle variabili del sistema è pari a quella del PWM, si può pensare di trascurare lo zero senza commettere errori di approssimazione:

$$z_j(s) \approx \frac{1}{sC_j}$$

Trascurare lo zero equivale a porre  $ESR_j = 0$ . Con questa approssimazione si passa dal (4.15) al seguente sistema:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{i}}_{Lb1} = \frac{1}{L_{b1}} \{ \tilde{v}_b - (1 - D_{b1}) \tilde{v}_{Cb2} + V_{Cb2} \tilde{d}_{b1} \} \\ \dot{\tilde{v}}_{Cb2} = \frac{1}{C_{b2}} [(1 - D_{b1}) \tilde{i}_{Lb1} - I_{Lb1} \tilde{d}_{b1} - \tilde{i}_{Lb2}] \\ \dot{\tilde{i}}_{Lb2} = \frac{1}{L_{b2}} \{ \tilde{v}_{Cb2} - (1 - D_{b2}) \tilde{v}_{Cdc} + V_{Cdc} \tilde{d}_{b2} \} \\ \dot{\tilde{v}}_{Cdc} = \frac{1}{C_{dc}} [(1 - D_{b2}) \tilde{i}_{Lb2} - I_{Lb2} \tilde{d}_{b2} - \tilde{i}_o] \end{cases} \quad (4.6)$$

Il controllo sarà quindi progettato sul sistema semplificato (4.6), per poi essere testato sul sistema originario (4.5).

In forma matriciale si avrà:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}} = A_s \tilde{x} + B_s \tilde{u} + E_s \tilde{w} \\ \tilde{y} = C_s \tilde{x} + D_s \tilde{u} + F_s \tilde{w} \end{cases} \quad (4.7)$$

Dove compaiono le matrici:

$$A_s = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1 - D_{b1})}{L_{b1}} & 0 & 0 \\ \frac{(1 - D_{b1})}{C_{b2}} & 0 & -\frac{1}{C_{b2}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{b2}} & 0 & -\frac{(1 - D_{b2})}{L_{b2}} \\ 0 & 0 & \frac{1 - D_{b2}}{C_{dc}} & 0 \end{bmatrix} \quad B_s = \begin{bmatrix} \frac{V_{Cb2}}{L_{b1}} & 0 \\ -\frac{I_{Lb1}}{C_{b2}} & 0 \\ 0 & \frac{V_{dc}}{L_{b2}} \\ 0 & -\frac{I_{Lb2}}{C_{dc}} \end{bmatrix}$$

$$E_s = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{b1}} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_{dc}} \end{bmatrix} \quad C_s = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad D_s = F_s = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Tali matrici giustamente dipendono dal determinato punto di equilibrio nel quale si trova il sistema.

Nasce quindi la necessità di progettare un controllo robusto alle variazioni del punto operativo.

### 4.2.3. Controllo SISO dei singoli convertitori

Si può pensare di controllare i due convertitori indipendentemente l'uno dall'altro, dal momento che si trovano connessi in serie.

Il primo convertitore avrebbe il compito di mantenere costante la sua tensione d'uscita, a fronte di variazioni della tensione di batteria e della corrente  $i_o$  scambiata dal SAE.

Il secondo convertitore avrebbe invece il compito di mantenere costante la tensione del DC-bus, a fronte di variazioni della tensione in uscita dal primo convertitore e della corrente  $i_o$  scambiata col resto dell'impianto.

Lo schema di controllo mostrato in Figura 4.39 mette in evidenza l'interazione tra i due convertitori di potenza. In particolare, il primo convertitore agisce sul secondo tramite la legge descritta nella funzione di trasferimento  $P_2(s)$ . Il disturbo di corrente viene invece modellato tramite la funzione  $H_1(s)$  per il primo convertitore e  $H_2(s)$  per il secondo.

Le funzioni di trasferimento che legano l'ingresso alla variabile da controllare per i due convertitori sono le seguenti:

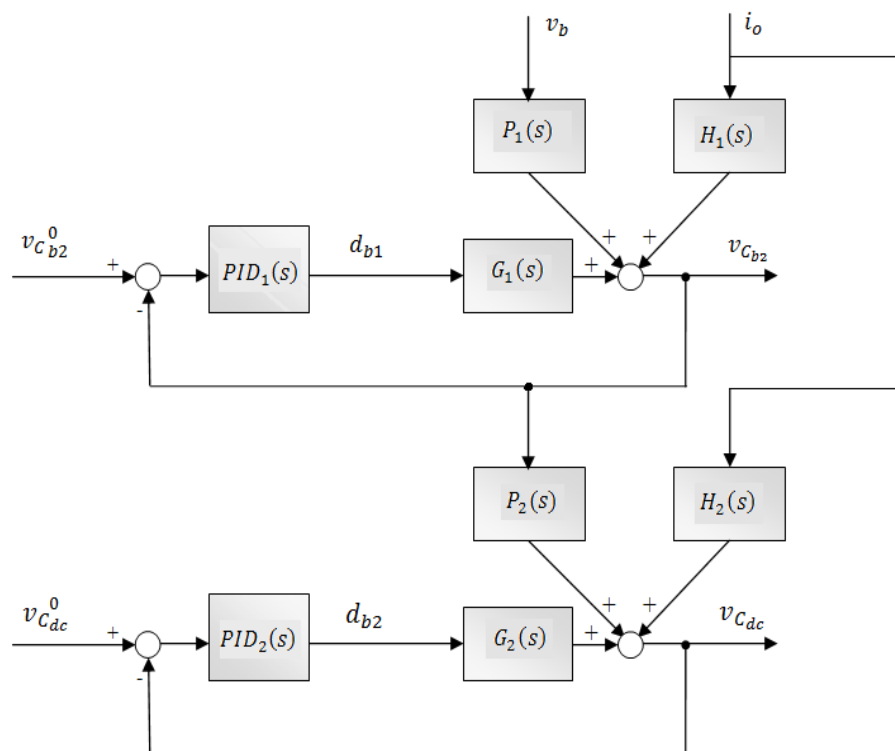
$$G1(s) = \frac{\tilde{v}_{C_{b2}}}{\tilde{d}_{b1}} = \frac{V_b}{(1 - D_{b1})^2} \frac{\left(1 - s \frac{L_{b1}}{(1-D_{b1})(1-D_{b2})V_b} I_o\right)}{s^2 \frac{L_{b1}C_{b2}}{(1-D_{b1})^2} + 1} \quad (4.8)$$

$$G2(s) = \frac{\tilde{v}_{C_{dc}}}{\tilde{d}_{b2}} = \frac{V_{C_{b2}}}{(1 - D_{b2})} \frac{\left(1 - s \frac{L_{b2}}{(1-D_{b2})V_{C_{b2}}} I_o\right)}{s^2 \frac{L_{b2}C_{dc}}{(1-D_{b2})^2} + 1} \quad (4.9)$$

Tali funzioni di trasferimento presentano uno zero reale, che può finire nel semipiano destro se la corrente  $i_o$  risulta di segno positivo (e quindi caduta dal SAE). In particolare, all'aumentare della corrente caduta dal sistema di accumulo, lo zero destro si sposta a frequenze sempre più basse.

In questo caso le funzioni di trasferimento da controllare potrebbero non risultare più a sfasamento minimo e di conseguenza il criterio di Bode non sarebbe valido. Questo fatto complica notevolmente il progetto del controllore, soprattutto se si utilizzano le tecniche tradizionali di controllo (P,PI,PID).

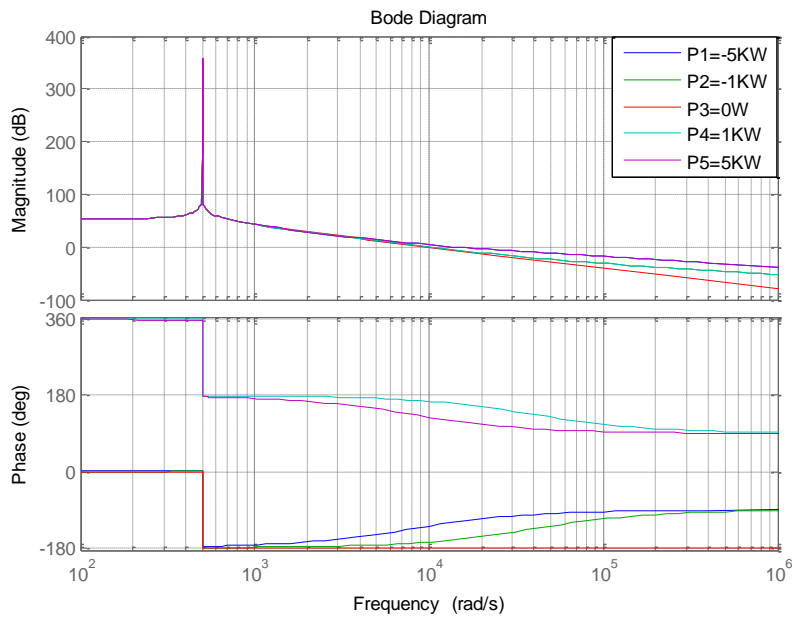




**Figura 4.39. Schema di controllo decentralizzato**

Si può pensare di progettare un controllore di tipo PID nel caso particolare in cui la corrente  $i_o$  è nulla (e quindi non è presente lo zero destro), per poi verificare la stabilità nelle altre condizioni di funzionamento. A titolo di esempio è stato preso in esame il controllo del secondo convertitore.

La Figura 4.40 mostra il diagramma di Bode della funzione di trasferimento da controllare al variare del punto di equilibrio (considerando  $V_{Cb2}$  e  $D_{b2}$  costanti e pari al loro valore nominale).



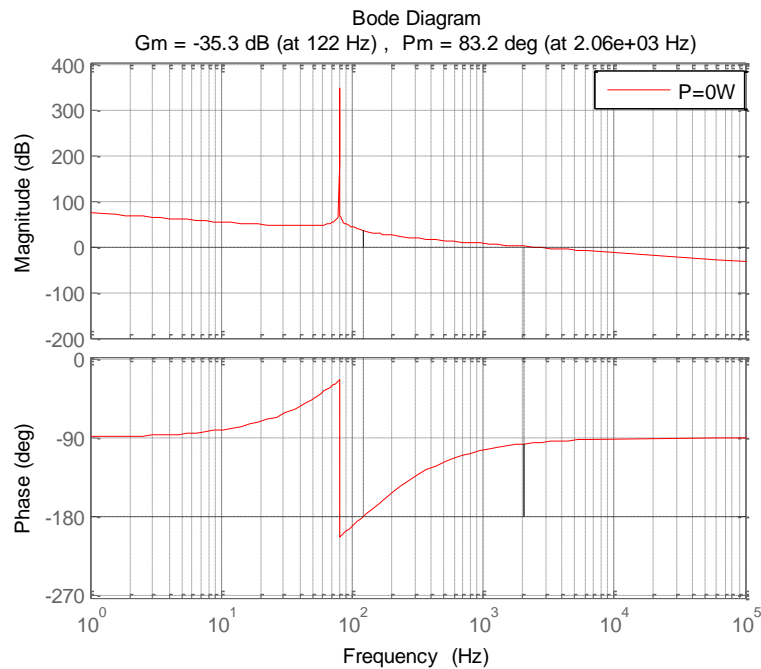
**Figura 4.40. Diagramma di Bode della fdt da controllare, al variare della corrente scambiata con il resto dell'impianto**

Le curve in viola e in blu si riferiscono al caso in cui la potenza scambiata (e quindi la corrente  $i_o$ ) è di segno positivo in quanto caduta dal Sistema di Accumulo Energetico. Infatti, in presenza dello zero si ha un salto di fase pari a  $-90^\circ$ . In queste condizioni c'è il rischio che il sistema in anello chiuso diventi instabile. Si pensi, per esempio, di chiudere l'anello di controllo tramite un controllore PID alla frequenza di 2KHz. La Figura 4.41 riporta il diagramma di Bode della funzione d'anello aperto (nel caso di corrente nulla), chiusa col seguente regolatore:

$$PID(s) = \frac{\mu (1 + s\tau_1)(1 + s\tau_2)}{s (1 + s\tau_3)}$$

**Tabella 4.4 Parametri del PID**

$\mu$	$\tau_1$	$\tau_2$	$\tau_3$
76,213	0,0013	0,0013	1e-6



**Figura 4.41. Diagramma di Bode della funzione d'anello aperto, con corrente nulla**

Secondo quanto detto in precedenza, il sistema di regolazione funziona correttamente fintanto che la corrente  $i_o$  risulta essere nulla oppure assorbita dalla batteria (zero reale stabile). Se tale corrente venisse invece ceduta dal blocco SAE, si rischierebbe di incorrere in instabilità. Tale rischio si manifesta quando la frequenza dello zero instabile si sposta ad una frequenza minore di quella di taglio.

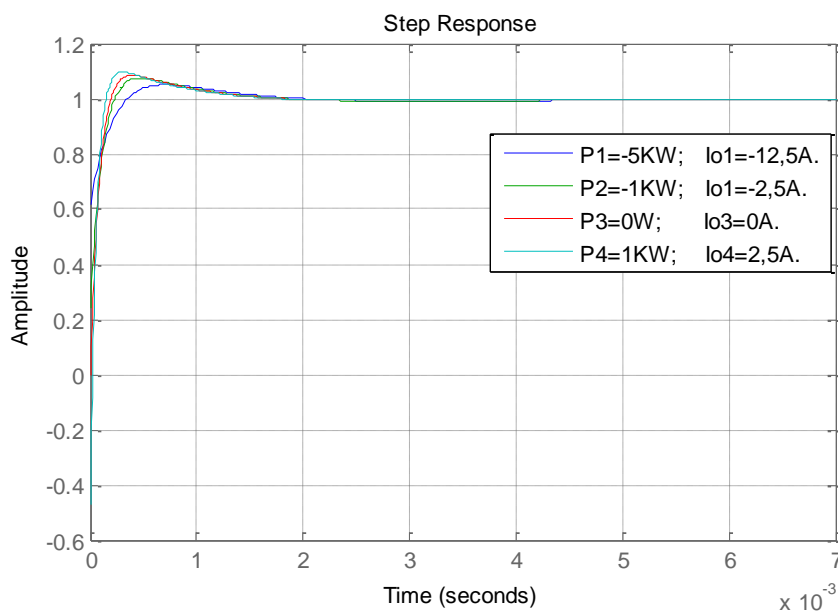
Utilizzando i dati di progetto (reperibili dalla Tabella 2.2) si possono calcolare i seguenti limiti massimi:

- La banda passante del controllo deve essere minore della frequenza minima assunta dallo zero per il primo convertitore: 586Hz.
- La banda passante del controllo deve essere minore della frequenza minima assunta dallo zero per il secondo convertitore: 1,27KHz.

Dalla Figura 4.41 si nota che la funzione d'anello aperto taglia l'asse delle frequenze a 2KHz, superando il limite massimo consentito per la stabilità

(1,27KHz). Di conseguenza, quando la corrente  $i_o$  raggiunge il suo valore massimo positivo, il sistema in anello chiuso diventa instabile.

Vengono ora riportate due simulazioni in ambiente *Matlab*. La Figura 4.42 mostra la risposta a gradino unitario del segnale di riferimento, al variare del punto di equilibrio caratterizzato da correnti  $i_o$  negative, nulle o positive (ma di bassa entità).

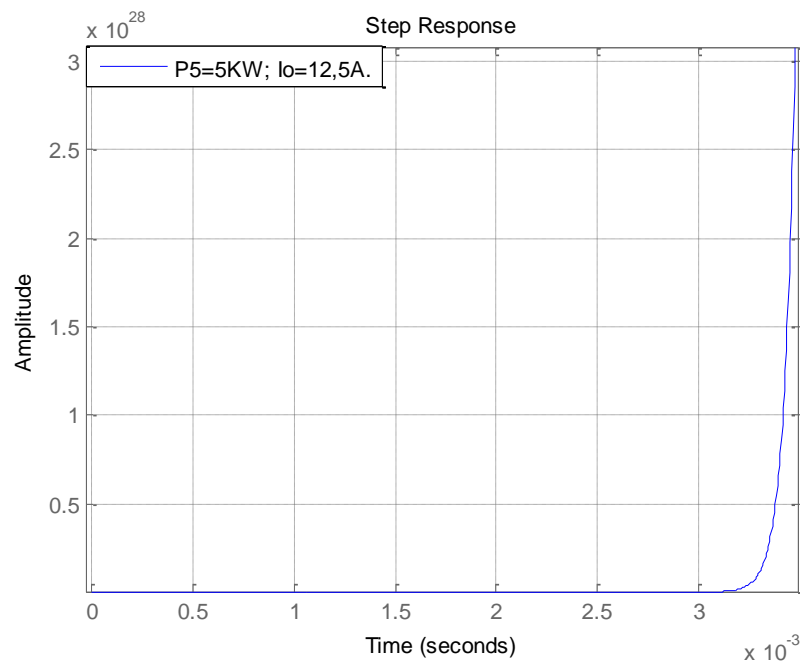


**Figura 4.42. Risposta ad un gradino unitario della tensione di riferimento, quando lo zero è posto a frequenza maggiore della frequenza di taglio**

La Figura 4.43 mostra come, per correnti troppo elevate, lo zero instabile si sposta a frequenza minore della frequenza di taglio portando all'instabilità del controllo.

In conclusione, la presenza dello “zero mobile” limita drasticamente le prestazioni del sistema di controllo: la banda passante deve essere posta a frequenza minore della frequenza minima che può assumere lo zero (garantendo stabilità in ogni condizione di funzionamento).

Le simulazioni riportate mostrano come un errore di progetto possa causare l'instabilità del sistema.



**Figura 4.43. Risposta ad un gradino unitario di corrente  $i_0$ , con  $i_0$  zero posto a frequenza minore della frequenza di taglio**

#### 4.2.4. Controllo MIMO ad assegnamento degli autovalori

In questo capitolo viene trattato il controllo della tensione sul bus in continua tramite la legge in retroazione sullo stato ad assegnamento degli autovalori [14],[15]. Attraverso questa tecnica si vuole realizzare un sistema ad anello chiuso indipendente dalla presenza dello “zero mobile” che è causa di limitazioni di banda e di possibile instabilità.

Tale tecnica permette di assegnare liberamente i poli del sistema in anello chiuso, a patto che la coppia  $(A_s, B_s)$  sia raggiungibile.

Il progetto del controllore viene svolto sul sistema linearizzato nel punto di equilibrio che possiamo definire “nominale”:

$$\begin{cases} I_{Lb1} = 0A \\ V_{Cb2} = 200V \\ I_{Lb2} = 0A \\ V_{Cdc} = 400V \end{cases} \quad (4.10)$$

Le tensioni di uscita sono quindi poste al loro valore desiderato, mentre il disturbo di corrente  $I_o$  viene supposto nullo e la tensione di batteria  $V_b$  pari al suo valore nominale.

A causa della presenza dei disturbi  $V_b$  e  $I_o$ , è necessario utilizzare lo schema di controllo con integratori, per garantire errore nullo a transitorio esaurito.

Il sistema (4.7) viene perciò allargato con due nuove variabili di stato  $q_1$  e  $q_2$ , le cui derivate rispetto al tempo costituiscono l'errore tra i set point e le variabili di uscita:

$$\dot{\tilde{q}} = [\tilde{q}_1 \quad \tilde{q}_2]^T = \tilde{y}^0 - \tilde{y} = \tilde{y}^0 - C_s \tilde{x} \quad (4.11)$$

Il nuovo vettore di stato diventa:

$$\tilde{x}_a = [\tilde{x} \quad \tilde{q}]^T$$

Per cui è possibile scrivere il sistema allargato nello spazio di stato:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}}_a = A_a \tilde{x}_a + B_a \tilde{u} + E_a \tilde{w} + G_a \tilde{y}^0 \\ \tilde{y} = C_a \tilde{x}_a + D_a \tilde{u} + F_a \tilde{w} \end{cases} \quad (4.12)$$

Dove:

$$A_a = \begin{bmatrix} A_s & 0 \\ -C_s & 0 \end{bmatrix} \quad B_a = \begin{bmatrix} B_s \\ 0 \end{bmatrix} \quad E_a = \begin{bmatrix} E_s \\ 0 \end{bmatrix} \quad G_a = \begin{bmatrix} 0 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

$$C_a = [C_s \quad 0] \quad D_a = \begin{bmatrix} D_s \\ 0 \end{bmatrix} \quad F_a = \begin{bmatrix} F_s \\ 0 \end{bmatrix}$$

La legge di controllo adottata è la seguente:

$$\tilde{u} = -K_a \tilde{x}_a = -[K \quad H] \begin{bmatrix} \tilde{x} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} = -K\tilde{x} - H\tilde{q} \quad (4.13)$$

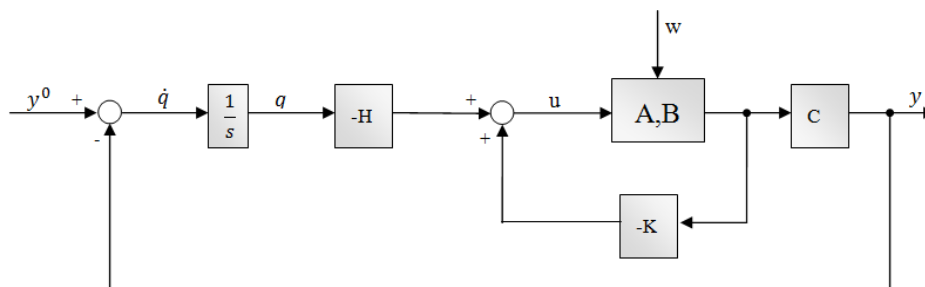
Sostituendo la legge (4.13) nel sistema allargato (4.12)(4.16) si ottiene:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}}_a = (A_a - B_a K_a) \tilde{x}_a + E_a \tilde{w} + G_a \tilde{y}^0 \\ \tilde{y} = (C_a - D_a K_a) \tilde{x}_a + F_a \tilde{w} \end{cases} \quad (4.14)$$

Se la coppia  $(A_a, B_a)$  è raggiungibile (cosa che è stata verificata tramite Matlab), allora è possibile posizionare gli autovalori della matrice  $[A_a - B_a K_a]$  liberamente nel piano complesso. In particolare, posizionando il polo dominante sull'asse reale negativo si è in grado di stabilizzare il sistema e di assegnare una determinata velocità di risposta.

Se il sistema in anello chiuso è stabile, trascorso il transitorio si raggiungerà un determinato punto di equilibrio, caratterizzato da  $\dot{\tilde{x}}_a = [\dot{\tilde{x}} \ \dot{\tilde{q}}]^T = 0$ .

L'errore sulle variabili controllate  $\tilde{q}$  tenderà quindi ad annullarsi, anche a fronte dell'azione dei disturbi. La matrice  $K_a$  viene ricavata tramite la ben nota *formula di Ackerman*. Lo schema di controllo ad assegnamento degli autovalori è mostrato in Figura 4.44.



**Figura 4.44. Schema di controllo ad assegnamento degli autovalori.**

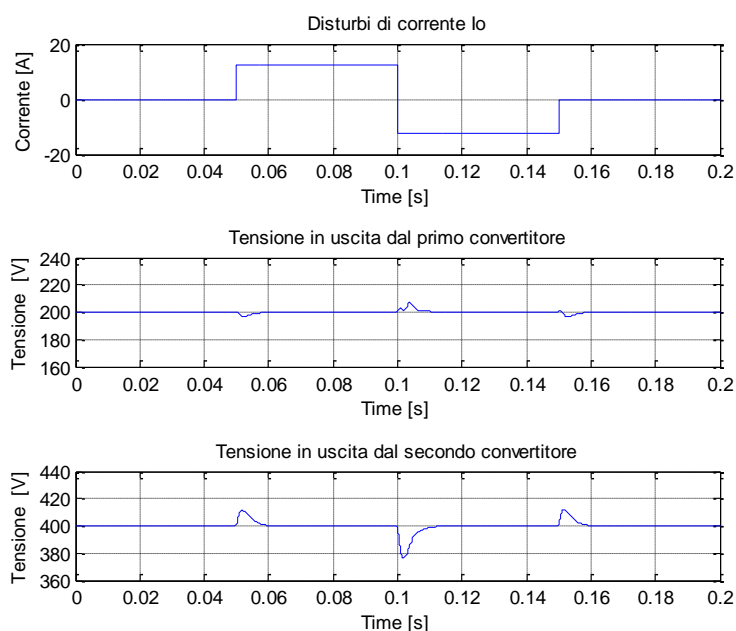
La scelta della posizione degli autovalori della matrice dinamica del sistema in anello chiuso deve essere fatta con attenzione. Posizionando il polo dominante sull'asse reale si ottengono risposte esponenziali esenti da oscillazioni, imponendo la velocità di risposta desiderata. Tale velocità deve essere tale da evitare che le variabili di controllo saturino. Per una scelta adeguata della frequenza del polo dominante si effettuano varie simulazioni, in condizioni operative diverse, verificando che i duty cycle di controllo rimangano sempre compresi tra 0 e 1.

Le simulazioni che seguono (fatte in ambiente *Simulink*), hanno lo scopo di testare il controllo sul sistema non lineare e comprensivo delle resistenze serie dei condensatori. Nella prima simulazione viene dato un disturbo di corrente  $I_o$  a gradino che passa dal suo valore massimo al suo valore minimo (Figura 4.45). Questa prova permette di verificare il corretto funzionamento del sistema di controllo nell'intero range di funzionamento dell'impianto.

La tensione del DC-bus presenta variazioni limitate che rimangono all'interno del range di corretto funzionamento dell'inverter [360V ÷ 440V], per cui i risultati sono molto soddisfacenti.

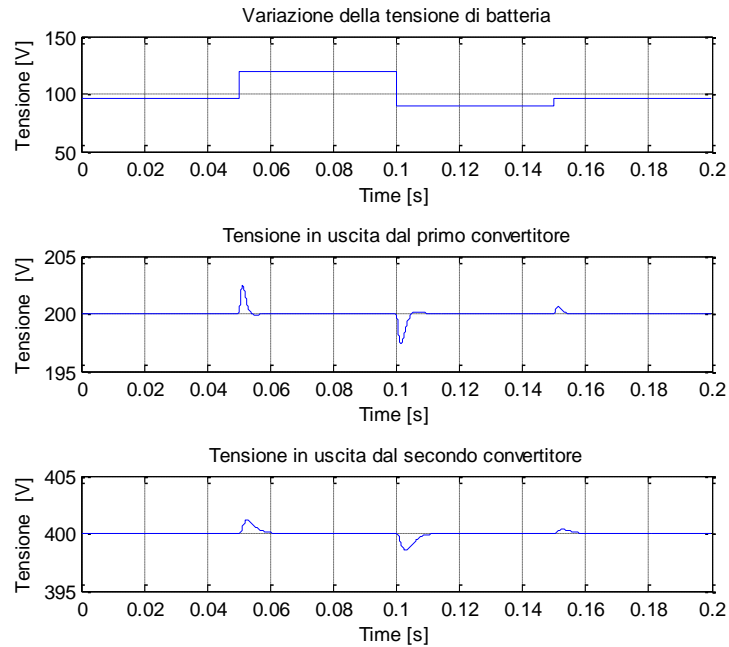
La seconda simulazione (Figura 4.46) consiste nel valutare la risposta alle variazioni del secondo disturbo agente, ovvero la tensione di batteria.

Tali variazioni, nella pratica, hanno una dinamica molto lenta; tuttavia si è data ugualmente una variazione di tensione di batteria a gradino dal suo valore nominale al suo valore massimo e dal suo valore massimo al suo valore minimo.



**Figura 4.45. Risposta al disturbo di corrente (con tensione di batteria costante al suo valore nominale)**





**Figura 4.46. Risposta al disturbo di tensione (con corrente  $i_o$  nulla)**

### **Stabilità robusta del controllo ad assegnamento degli autovalori**

Nel capitolo precedente è stato progettato il controllore su un punto di equilibrio nominale (4.10), sebbene esista la possibilità che il sistema lavori in altri punti. Nasce quindi la necessità di valutare l'asintotica stabilità del sistema in anello chiuso al variare del punto di equilibrio.

Si ricorda che l'equilibrio è definito dal valore costante che possono assumere le variabili di controllo  $D_{b1}$  e  $D_{b2}$ , e i disturbi  $V_b$  e  $I_o$ . Vista la non linearità del sistema è naturale che le matrici del linearizzato dipendano dall'equilibrio, mostrato nella (4.4).

In particolare, la matrice dinamica  $A_a$  risulta dipendere solo dai duty cycle di regime (tali da portare le tensioni in uscita dai convertitori al loro valore desiderato), mentre la matrice degli ingressi  $B_a$  dipende solo dal disturbo di corrente  $I_o$  (variabile nel tempo).

La valutazione della robustezza converge nel verificare che gli autovalori della matrice  $[A_a - B_a K_a]$  rimangano nel semipiano sinistro, per qualsiasi valore di corrente  $I_o$  e di tensione di batteria  $v_b$ .

$$A_a = \begin{bmatrix} A_s & 0 \\ -C_s & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-D_{b1})}{L_{b1}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{(1-D_{b1})}{C_{b2}} & 0 & -\frac{1}{C_{b2}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{b2}} & 0 & -\frac{(1-D_{b2})}{L_{b2}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1-D_{b2}}{C_{dc}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Il duty cycle di regime del primo convertitore dipende dal suo riferimento di tensione da controllare e dalla tensione di batteria, mentre il duty cycle di regime del secondo convertitore dipende esclusivamente dal suo set point di tensione:  $D_{b1}(v_b) = 1 - \frac{v_b}{V_{C_{b2}}}$  e  $D_{b2} = 1 - \frac{V_{C_{b2}}}{V_{C_{dc}}} = 0,5$ .

La matrice  $K_a$  è anch'essa costante, ed è stata calcolata sul sistema linearizzato nell'intorno del punto di equilibrio nominale.

$$K_a = \begin{bmatrix} 0,009 & 0,0002 & -0,0311 & 0,0427 & -13,1724 & -18,1245 \\ -0,000 & -0,0097 & 0,0028 & 0,0247 & -0,1833 & -10,9389 \end{bmatrix}$$

Infine si ha che la matrice  $B_a$  varia in funzione della corrente scambiata dal blocco SAE.

$$B_a = \begin{bmatrix} B_s \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{V_{C_{b2}}}{L_{b1}} & 0 \\ -\frac{I_{Lb1}}{C_{b2}} & 0 \\ 0 & \frac{V_{dc}}{L_{b2}} \\ 0 & -\frac{I_{Lb2}}{C_{dc}} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Ricordando che la potenza scambiata massima è di  $\pm 5\text{KW}$  e che la tensione sul DC-bus è tenuta controllata a 400V, si ha che la corrente scambiata massima sarà pari a  $\pm 12,5\text{ A}$ ; le correnti  $I_{Lb1}$  e  $I_{Lb2}$  dipendono da quest'ultima e dai duty cycle di regime.

Nella tabella sono mostrati gli autovalori della matrice  $A_a - B_a(I_o)K_a$  al variare della corrente  $I_o$ , con tensione di batteria minima, nominale e massima. In questo modo si tenta di coprire tutti i possibili punti di equilibrio in cui si può trovare a lavorare l'impianto.

**Tabella 4.5. Posizione dei poli del sistema in anello chiuso al variare del punto di equilibrio, vb minima**

Corrente $I_o$ [A]	Autovalori della matrice dinamica $\bar{A}_a - B_a(I_o)\bar{K}_a$					
-12,5	-577-j314	-577+j314	-678-j567	-678+j567	-3012	-3580
-6,25	-817	-1395-j409	-1395+j409	-1035	-1290	-1504
0	-812	-1087	-1302	-1394-j410	-1394+j410	-1497
6,25	-817	-1095	-1314	-1394-j411	-1394+j411	-1488
12,5	-582,5-j68	-582,5+j68	860,7-j1415	860,7+j1415	-1489-j1295	-1489+j1295

I poli del sistema in anello chiuso (in Tabella 4.5- Tabella 4.7) rimangono molto lontani dal semipiano destro, per qualsiasi punto operativo. I poli dominanti, evidenziati in giallo, risultano sufficientemente veloci e presentano un coefficiente di smorzamento che nel caso peggiore (corrente minima, tensione di batteria nominale) risulta pari a 0,8697.

**Tabella 4.6. Posizione dei poli del sistema in anello chiuso al variare del punto di equilibrio, vb nominale**

Corrente $I_o$ [A]	Autovalori della matrice dinamica $\bar{A}_a - B_a(I_o)\bar{K}_a$					
-12,5	-563,2-j320	-563,2+j320	-672-j567	-672+j567	-3041	-3648
-6,25	-673,7-j317	673,7+j317	-803,7-j506	-803,7+j506	-2568	-2804
0	-1000	-1100	-1200	-1300	-1400	-1500
6,25	-668,7+j65	-668,7-j65	-1128-j1067	-1128+j1067	-1538-j968	-1538+j968
12,5	-586,7-j71	-586,7+j71	-845-j1392	-845+j1392	-1490-j1291	-1490+j1291

**Tabella 4.7. Posizione dei poli del sistema in anello chiuso al variare del punto di equilibrio, vb massima**

Corrente $I_o$ [A]	Autovalori della matrice dinamica $\bar{A}_a - B_a(I_o)\bar{K}_a$					
-12,5	-598,3	-812-j450	-812+j450	-1720-j678	-1720+j678	-2556
-6,25	-705	-707-j513	-707+j513	-978	-2709	-3112
0	-561	-1088	-1336	-1474	-1520-j1197	-1520+j1197
6,25	-550	-673	-1282-j1472	-1282+j1472	-1498-j987	-1498+j987
12,5	-550,3-j29,8	-550,3+j29,8	-1013-j1662	-1013+j1662	-1462-j1327	-1462+j1327

### 4.3. Controllo convertitore fotovoltaico

L'obiettivo del controllo è quello di massimizzare la potenza generata dal campo fotovoltaico, inseguendo il punto di massima potenza della curva fotovoltaica (mostrata in Figura 3.13). A tale scopo si utilizza un algoritmo, denominato *Maximum Power Point Tracker* (MPPT), il quale genera il set point di tensione da applicare ai pannelli, tale da massimizzare la potenza generata.

Il convertitore di potenza dc-dc del blocco fotovoltaico deve essere controllato in modo da inseguire tale riferimento di tensione ottima.

Nel capitolo 3.4.2 è stato ricavato un modello non lineare per l'intero blocco fotovoltaico. Nel prossimo paragrafo verrà ricavato un modello linearizzato nell'intorno di un generico punto di equilibrio, che verrà poi utilizzato nel progetto del sistema di controllo.

#### 4.3.1. Specifiche di controllo

Innanzitutto, è necessario precisare che l'algoritmo MPPT scelto è funzionante in tempo discreto; per cui, il riferimento di tensione ottima viene aggiornato ogni  $\Delta T$  secondi e subisce variazioni costanti di  $\Delta v_{pv}^0 = \pm 1V$ .

L'MPPT permette quindi di spostarsi lungo la curva fotovoltaica per passi discreti e di piccola entità. Di conseguenza, il comportamento del sistema non lineare è ben approssimabile dal corrispondente linearizzato, dando la possibilità di utilizzare schemi di controllo tradizionali, quali P, PI, PID.

In particolare, il controllore deve essere in grado di rispettare le seguenti specifiche di progetto, per qualsiasi punto di equilibrio:

- Banda passante del sistema di controllo minore di 2KHz, rimanendo quindi lontani dalla frequenza di switching del PWM.
- Banda passante del controllo maggiore di  $\frac{5}{\Delta T}$ , in modo da raggiungere la tensione di ottima prima che l'algoritmo MPPT cambi il valore di riferimento.

- Margine di fase maggiore di  $45^\circ$  in modo da garantire stabilità robusta e allo stesso tempo una risposta poco oscillatoria.

#### 4.3.2. Linearizzazione attorno al punto di equilibrio

Il punto di equilibrio dipende dagli ingressi e dai disturbi, posti ad un valore costante. Le variabili all'equilibrio vengono indicate con la lettera maiuscola, mentre le variazioni rispetto all'equilibrio vengono indicate con la lettera minuscola tildata. Una generica variabile, ad esempio, potrà essere scritta come segue:  $d_{pv} = D_{pv} + \tilde{d}_{pv}$ .

Riprendendo in esame il sistema (3.17) e ponendo  $i_{L_{pv}}' = v_{C_{pv}}' = 0$  otteniamo:

$$\begin{cases} \frac{1}{L_{pv}} [v_{dc}(1 - d_{pv}) - v_{C_{pv}} - i_{pv}(v_{pv}, \xi, T)ESR + i_{L_{pv}}ESR] = 0 \\ \frac{1}{C_{pv}} [i_{pv}(v_{pv}, \xi, T) - i_{L_{pv}}] = 0 \end{cases}$$

Il punto di equilibrio è il seguente:

$$\begin{cases} I_{L_{pv}} = I_{pv}(V_{pv}, \xi, T) \\ V_{C_{pv}} = V_{dc}(1 - D_{pv}) \end{cases}$$

Il sistema a regime vede la tensione d'ingresso  $V_{dc}(1 - D_{pv})$  direttamente applicata ai pannelli. Considerando inoltre che  $i_{pv}(v_{pv}, \xi, T)$  è una funzione biunivoca, si osserva che per ogni valore di duty cycle esiste un solo punto di equilibrio, attorno al quale verrà linearizzato il sistema.

Le variabili  $\xi$  e  $T$  variano con una dinamica molto più lenta rispetto alla dinamica del sistema di controllo. Per questo motivo possono essere viste come parametri "lentamente" variabili nel tempo.

La linearizzazione dell'equazione che descrive il campo fotovoltaico procede quindi svolgendo l'operazione di derivazione rispetto alla sola variabile  $v_{pv}$  (considerando  $\xi$  e  $T$  come costanti).

La curva fotovoltaica viene approssimata tramite una retta, la cui pendenza verrà definita tramite la "conduttanza incrementale":

$$-g = -\left. \frac{di_{pv}}{dv_{pv}} \right|_{V_{pv}} \quad (4.15)$$

Il valore di tale conduttanza varia in funzione del punto di equilibrio in cui si trova a lavorare il sistema; questo fenomeno è stato preso in considerazione in fase di progettazione dell'anello di controllo del convertitore boost. Ai fini della sola modellistica del campo e del convertitore si assumerà un valore di  $g$  arbitrario. In Figura 4.47 è riportato lo schema circuitale del blocco fotovoltaico linearizzato nell'intorno del generico punto di equilibrio.

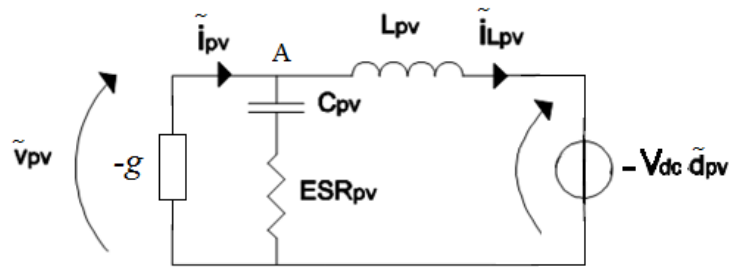


Figura 4.47. Modello linearizzato del blocco fotovoltaico

Il calcolo delle funzioni di trasferimento utili per controllare il sistema viene svolto nei seguenti passaggi:

1) Legge di *Kirchhoff* alle correnti nel nodo A:

$$\tilde{i}_{pv} - \tilde{i}_{L_{pv}} = \tilde{v}_{pv} \left( \frac{1}{\frac{1}{sC_{pv}} + ESR_{pv}} \right) \quad (4.16)$$

Sostituendo l'equazione (4.15) nella (4.16), otteniamo:

$$\tilde{i}_{L_{pv}} = \tilde{i}_{pv} \left( 1 + \frac{1}{\left( \frac{1}{sC_{pv}} + ESR_{pv} \right) g} \right)$$

2) Legge di *Kirchhoff* alle tensioni:

$$\tilde{v}_{pv} = (L_{pv} \tilde{i}_{L_{pv}})s - V_{dc} \tilde{d}_{pv}$$

$$\tilde{i}_{L_{pv}} = \frac{\tilde{v}_{pv} + V_{dc} \tilde{d}_{pv}}{sL_{pv}}$$

3)Uguagliando la corrente  $\tilde{i}_{L_{pv}}$  ottenuta nel punto 1) e 2), si può scrivere:

$$\tilde{i}_{pv} \left( 1 + \frac{1}{\left( \frac{1}{sC_{pv}} + ESR_{pv} \right) g} \right) = \frac{-\frac{i_{pv}}{g} + V_{dc} \tilde{d}_{pv}}{sL_{pv}}$$

Da cui si ricava la funzione di trasferimento tra le variazioni di duty cycle e le variazioni di corrente fotovoltaica, nell'intorno di un generico punto di equilibrio.

$$\frac{\tilde{i}_{pv}(s)}{\tilde{d}_{pv}(s)} = gV_{dc} \frac{C_{pv}ESR_{pv}s + 1}{L_{pv}C_{pv}(1 + gESR)s^2 + (C_{pv}ESR + gL_{pv})s + 1} \quad (4.17)$$

Ricordando il legame espresso nella (4.15), si scrivere la seguente funzione di trasferimento:

$$\frac{\tilde{v}_{pv}(s)}{\tilde{d}_{pv}(s)} = -V_{dc} \frac{C_{pv}ESR_{pv}s + 1}{L_{pv}C_{pv}(1 + gESR)s^2 + (C_{pv}ESR + gL_{pv})s + 1} \quad (4.18)$$

In cui il segno meno è dato dal fatto che aumentando il duty cycle diminuisce la tensione sui pannelli.

Sempre dalle equazioni scritte in precedenza è possibile ricavare altre due funzioni di trasferimento utili per controllare il sistema:

$$\frac{\tilde{i}_{L_{pv}}(s)}{\tilde{d}_{pv}(s)} = V_{dc} \frac{(gC_{pv}ESR_{pv} + C_{pv})s + g}{L_{pv}C_{pv}(1 + gESR)s^2 + (C_{pv}ESR + gL_{pv})s + 1} \quad (4.19)$$

$$\frac{\tilde{v}_{pv}(s)}{\tilde{i}_{L_{pv}}(s)} = -\frac{C_{pv}ESR_{pv}s + 1}{g \left( 1 + C_{pv} \left( ESR_{pv} + \frac{1}{g} \right) s \right)} \quad (4.20)$$

Le funzioni di trasferimento che tengono conto dell'azione dei disturbi sono le seguenti:

$$\frac{\tilde{v}_{pv}(s)}{\tilde{v}_{dc}(s)} = (1 - D_{pv}) \frac{C_{pv}ESR_{pv}s + 1}{L_{pv}C_{pv}(1 + gESR)s^2 + (C_{pv}ESR + gL_{pv})s + 1} \quad (4.21)$$

$$\frac{\tilde{i}_{L_{pv}}(s)}{\tilde{v}_{dc}(s)} = -(1 - D_{pv}) \frac{(gC_{pv}ESR_{pv} + C_{pv})s + g}{L_{pv}C_{pv}(1 + gESR)s^2 + (C_{pv}ESR + gL_{pv})s + 1} \quad (4.22)$$



Il valore della conduttanza incrementale identifica un determinato punto di equilibrio, la cui stabilità può essere verificata tramite l'analisi dei poli del sistema linearizzato nel suo intorno. Analizzando il denominatore delle funzioni di trasferimento si osserva che i coefficienti del polinomio caratteristico sono sempre di segno positivo, indipendentemente dal valore di  $g$ :

$$L_{pv}C_{pv}(1 + gESR)s^2 + (C_{pv}ESR + gL_{pv})s + 1 = 0$$

Ci viene in aiuto il “Criterio di Routh”, il quale afferma che un polinomio di grado due avente coefficienti dello stesso segno, presenta soluzioni con parte reale negativa. Di conseguenza si può concludere l'asintotica stabilità di qualsiasi punto di equilibrio in cui si può trovare a lavorare l'impianto.

L'azione del sistema di controllo tuttavia permette di imporre la velocità di risposta desiderata, garantire la robustezza e l'attenuazione dei disturbi .

#### 4.3.3. Progetto del controllo fotovoltaico

I valori di  $g$  vengono calcolati nei punti di massima potenza prodotta dal fotovoltaico (in cui l'impianto si troverà a lavorare per la maggior parte del tempo). I valori di  $g$  in corrispondenza dei punti di massima potenza sono mostrati nella seguente tabella:

**Tabella 4.8 – Valori di tensione e di conduttanza incrementale nei punti di massima potenza, al variare dell'irradianza solare**

Irradianza [ $\frac{W}{m^2}$ ]	Conduttanza incrementale [ $\Omega$ ]	Tensione nel MPP [V]
1000	0.1	212.5
500	0.0375	198.5
100	0.009	165

La trattazione prosegue mostrando due tecniche di controllo differenti: la prima utilizza uno schema classico di controllo di tipo PID e la seconda utilizza uno schema di controllo in cascata, il quale permette di migliorare notevolmente la risposta ai disturbi di tensione sul DC-bus. La prima tecnica tuttavia offre il vantaggio di utilizzare un solo sensore, mentre la seconda necessita di due trasduttori (per cui risulta essere più onerosa).

### Schema di controllo 1

Lo schema mostrato in Figura 4.48, vede la chiusura di un solo anello di regolazione sulla tensione dei pannelli fotovoltaici.

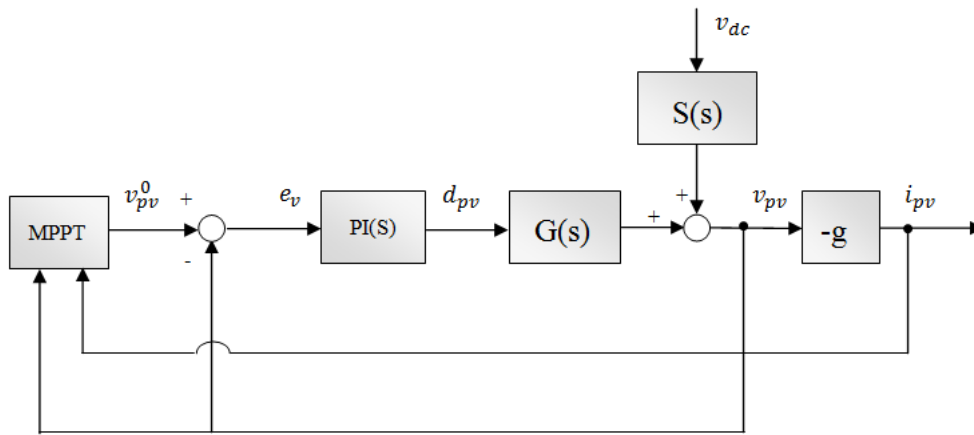


Figura 4.48. Schema di controllo 1

Si è messo evidenza anche il blocco MPPT, il quale fornisce il riferimento di tensione da inseguire. Le funzioni di trasferimento su cui viene progettato il regolatore sono la (4.17) e la (4.21), riportate di seguito per comodità:

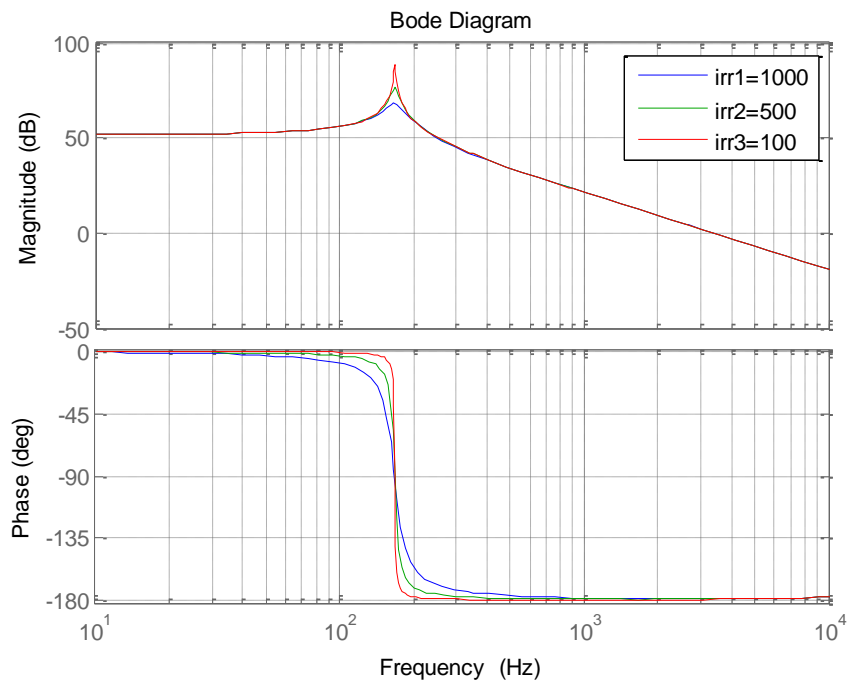
$$G(s) = \frac{\tilde{v}_{pv}(s)}{\tilde{d}_{pv}(s)} = V_{dc} \frac{(C_{pv}ESR_{pv}s + 1)}{L_{pv}C_{pv}(1 + gESR)s^2 + (C_{pv}ESR + gL_{pv})s + 1}$$

$$S(s) = \frac{\tilde{v}_{pv}(s)}{\tilde{v}_{dc}(s)} = (1 - D_{pv}) \frac{(C_{pv}ESR_{pv}s + 1)}{L_{pv}C_{pv}(1 + gESR_{pv})s^2 + (C_{pv}ESR_{pv} + gL_{pv})s + 1}$$

Tali funzioni dipendono dal punto di equilibrio attorno al quale si trova a lavorare il sistema, per cui, come già accennato a inizio capitolo, è necessario verificare che le specifiche di progetto siano rispettate per qualsiasi punto operativo.

Nella Figura 4.49 è mostrata la funzione di trasferimento  $G(s)$  nel punto di massima potenza (variabile in funzione dell'irradianza solare).

Alla frequenza di circa 168Hz è presente una risonanza, il cui smorzamento aumenta all'aumentare di  $\xi$ .



**Figura 4.49. Funzione di trasferimento del sistema da controllare  $G(s)$**

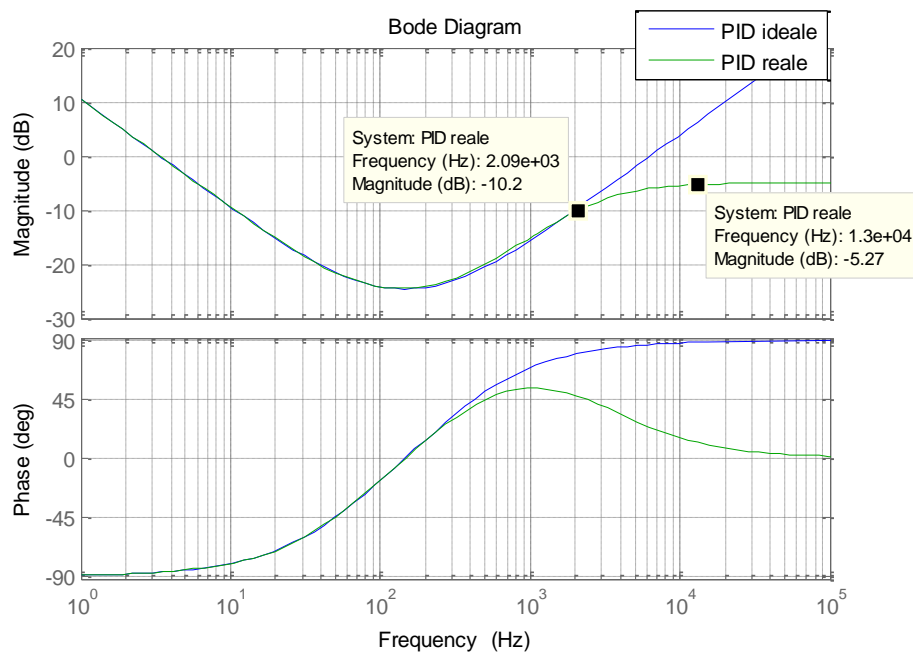
Il regolatore utilizzato è di tipo PID (dotato di azione anti wind-up e azione derivativa sull'uscita). Si è deciso di chiudere l'anello ad un frequenza di taglio pari a 1KHz, che rispetta le condizioni per cui vale il modello ai valori medi.

La cui funzione di trasferimento del controllore è mostrata in Figura 4.50, i parametri di progetto sono i seguenti:  $k_I = 21$ ,  $k_P = 0.059$  e  $k_D = 25.1e - 6$ .

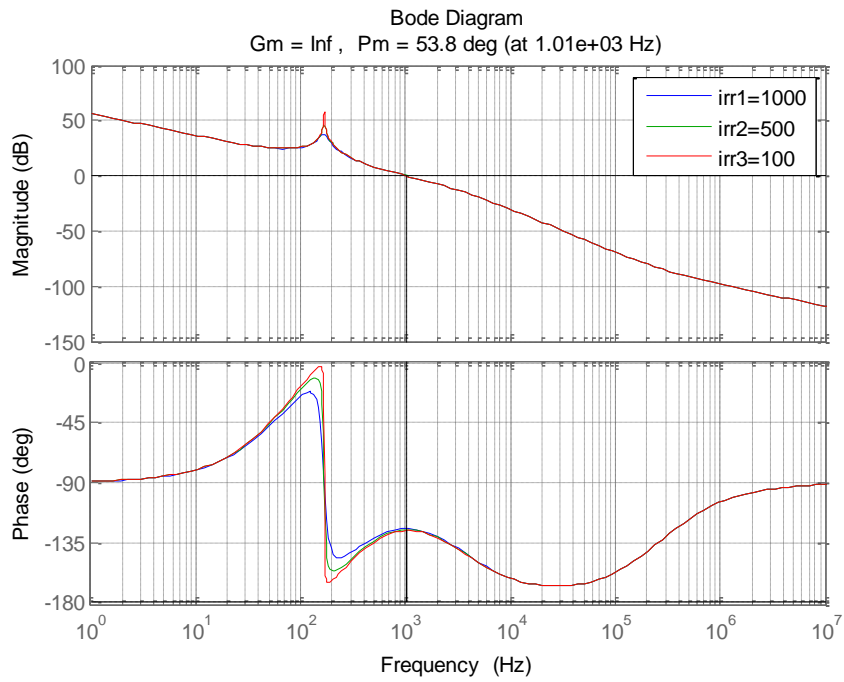
Come è ben noto, il controllore PID ideale non è realizzabile. Per questo motivo è stato aggiunto un polo ad alta frequenza, con un accortezza particolare: evitare che l'azione derivativa amplifichi le frequenze del segnale legate al PWM (20KHz). Queste frequenze sono state trascurate nel modello ai valor medi, tuttavia è importante ricordare che nella realtà esse sono presenti.

Come si vede dalla Figura 4.50, il PID reale può essere ben approssimato con il PID ideale, all'interno della banda passante del controllo (1KHz).

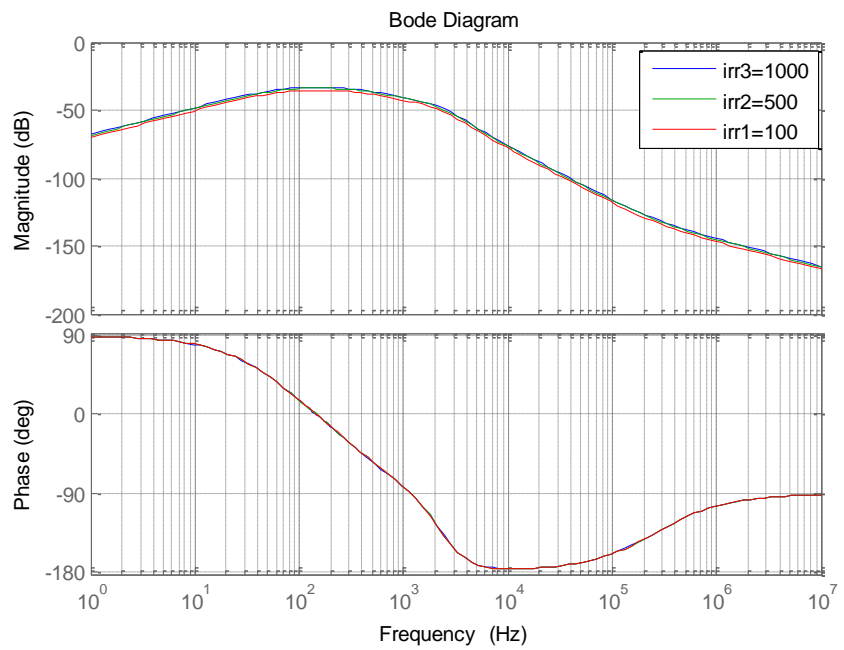
In corrispondenza della frequenza del PWM si ha un attenuazione di -5,27db.



**Figura 4.50. Confronto tra il PID ideale il PID reale.**



**Figura 4.51. Funzione di trasferimento d'anello aperto  $L(j\omega)$**



**Figura 4.52. Funzione di sensibilità ai disturbi nei punti di massima potenza**

In Figura 4.51 viene riportato il grafico di Bode della funzione d'anello aperto, il cui modulo taglia l'asse delle frequenze intorno a 1KHz indipendentemente dal punto di funzionamento in cui si trova a lavorare l'impianto. Anche il margine di fase (54° circa) rispetta le specifiche ed è indipendente dal punto di equilibrio.

Infine è necessario considerare la risposta alle possibili variazioni di tensione sul bus in continua rispetto al suo valore nominale.

La funzione di trasferimento in anello chiuso tra il disturbo di tensione  $\tilde{v}_{dc}$  e la tensione da controllare  $\tilde{v}_{pv}$  risulta dipendere dal punto di equilibrio in cui si trova il sistema:

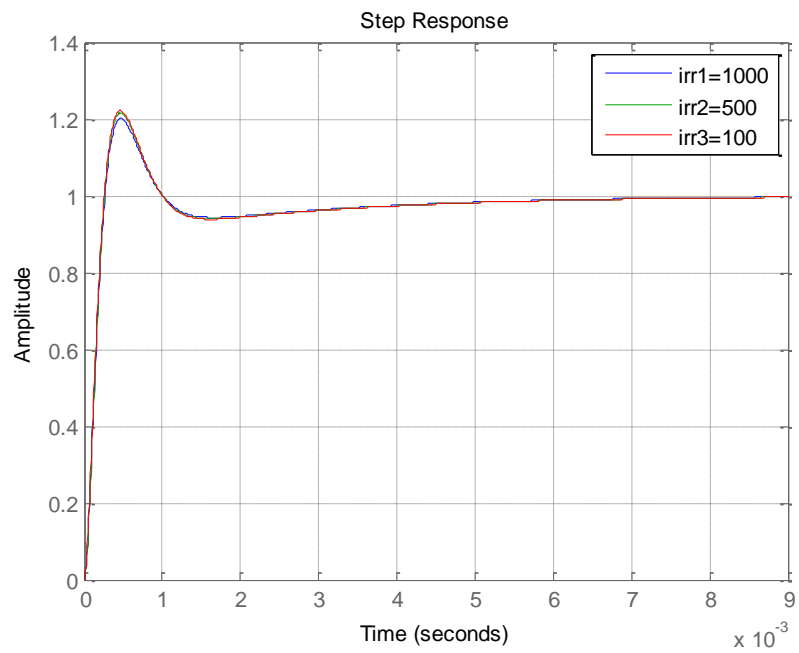
$$\frac{\tilde{v}_{pv}(s)}{\tilde{v}_{dc}(s)} = S(s) \frac{1}{1 + PID(s)G(s)} \quad (4.23)$$

L'attenuazione dei disturbi viene testata nei punti di massima potenza prodotta dal fotovoltaico. Nella Figura 4.52 viene riportato il diagramma di Bode della (4.23), il quale presenta un modulo massimo di -34db.

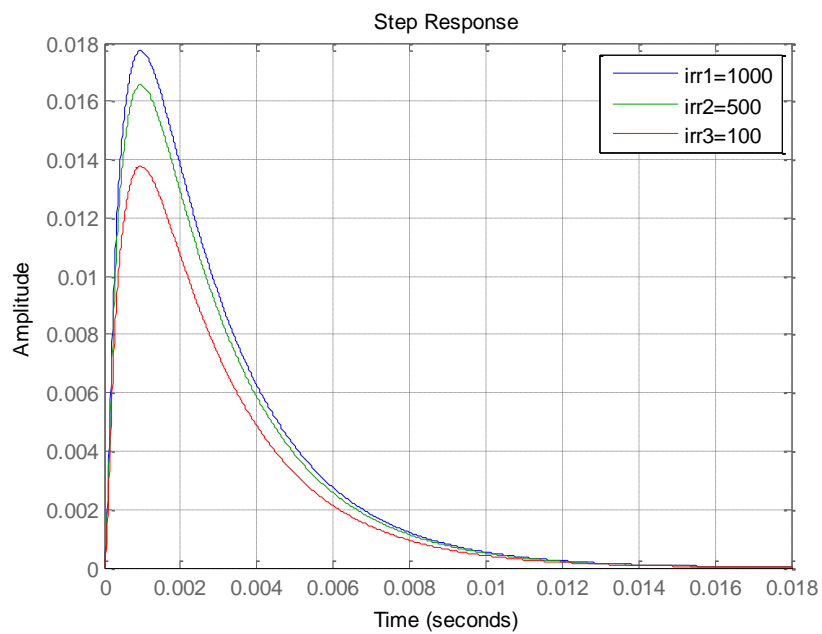
In conclusione vengono riportate due simulazioni in ambiente *Matlab* che mostrano la risposta ad un gradino unitario del segnale di riferimento (in Figura 4.53) e la risposta ad un gradino unitario del disturbo (in Figura 4.54).

La tensione ottima viene inseguita in tempi trascurabili rispetto al tempo in cui viene aggiornato il riferimento, indipendentemente dal punto di lavoro.

La risposta ai disturbi invece dipende dall'entità della variazione della tensione  $v_{dc}$ . Nel caso di variazione di tensione unitaria si ha un errore massimo di 18mV.



**Figura 4.53.. Risposta a gradino del sistema in anello chiuso.**



**Figura 4.54. Risposta ai disturbi del sistema in anello chiuso.**

## Schema di controllo 2

Lo schema di controllo proposto è composto da un anello di retroazione interno e da uno esterno [16], che si chiudono rispettivamente sulla corrente che circola nell'induttanza del convertitore dc-dc e sulla tensione dei pannelli fotovoltaici. Questa strategia di controllo permette di migliorare la risposta ai disturbi del sistema in anello chiuso.

Le funzioni di trasferimento del sistema da controllare sono le (4.19) e la (4.20), riportate di seguito:

$$G_i(s) = \frac{\tilde{i}_{L_{pv}}(s)}{\tilde{d}_{pv}(s)} = V_{dc} \frac{(gC_{pv}ESR_{pv} + C_{pv})s + g}{L_{pv}C_{pv}(1 + gESR)s^2 + (C_{pv}ESR + gL_{pv})s + 1}$$

$$G_e(s) = \frac{\tilde{v}_{pv}(s)}{\tilde{i}_{L_{pv}}(s)} = -\frac{C_{pv}ESR_{pv}s + 1}{g \left( 1 + C_{pv} \left( ESR_{pv} + \frac{1}{g} \right) s \right)}$$

L'effetto della tensione del DC-bus sulla corrente che circola nell'induttanza è caratterizzato dalla funzione di trasferimento (4.22), ovvero:

$$G_{dc}(s) = \frac{\tilde{i}_{L_{pv}}(s)}{\tilde{v}_{dc}(s)} = -(1 - D_{pv}) \frac{(gC_{pv}ESR_{pv} + C_{pv})s + g}{L_{pv}C_{pv}(1 + gESR)s^2 + (C_{pv}ESR + gL_{pv})s + 1}$$

In Figura 4.55 viene riportato lo schema di controllo annidato sopra descritto.

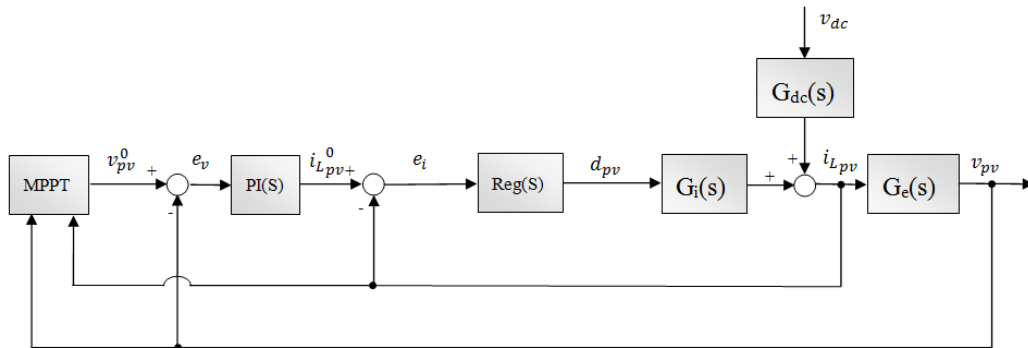


Figura 4.55. Schema di controllo in cascata.



Il controllo in cascata viene solitamente utilizzato quando si ha un sistema suddivisibile in una parte veloce e una parte più lenta.

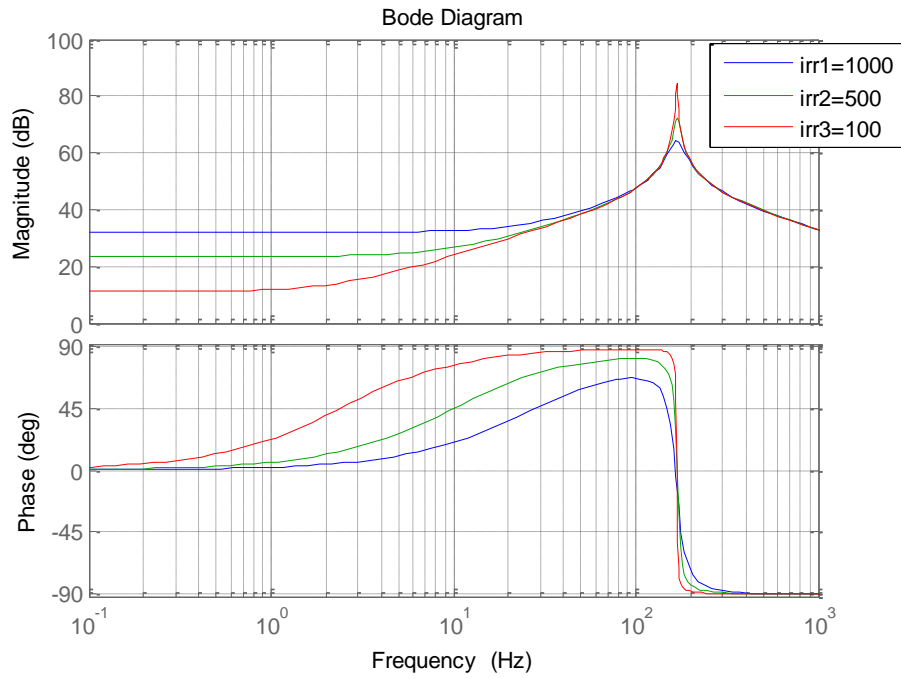
Il compito dei controllori è quello di disaccoppiare in frequenza i due anelli.

Il regolatore dell'anello interno deve essere tale da imporre una banda passante di 2KHz, in modo che l'anello esterno possa essere chiuso una decade prima, ovvero a 200Hz (tempo di assestamento di 4ms). In questo modo viene garantito l'inseguimento del riferimento derivante dall'MPPT e allo stesso tempo si impone una dinamica di variazione delle variabili del sistema trascurabile rispetto alla dinamica del PWM (e quindi il modello ai valori medi costruito risulta essere valido). La funzione di trasferimento da controllare (mostrata in Figura 4.56), presenta un guadagno statico che tende a diminuire assieme all'irradianza solare. Lo scopo del controllore dell'anello interno è quello di garantire che la funzione d'anello chiuso presenti modulo unitario, almeno fino a 200Hz. Di conseguenza, la funzione d'anello aperto deve avere modulo elevato nella suddetta banda di frequenze. Il caso pessimo, su cui verrà progettato il controllo, è quindi rappresentato da caso di irradianza minima:  $100 \text{ w/m}^2$ . Il controllore adatto potrebbe quindi essere di tipo Proporzionale Integrale (PI). Tuttavia, per garantire un miglior disaccoppiamento tra l'anello interno e l'anello esterno, si è scelto di utilizzare un regolatore in grado di aumentare maggiormente la funzione d'anello aperto nella banda di frequenze sopra citata (anche nel caso di irradianza minima). Si propone quindi il seguente regolatore:

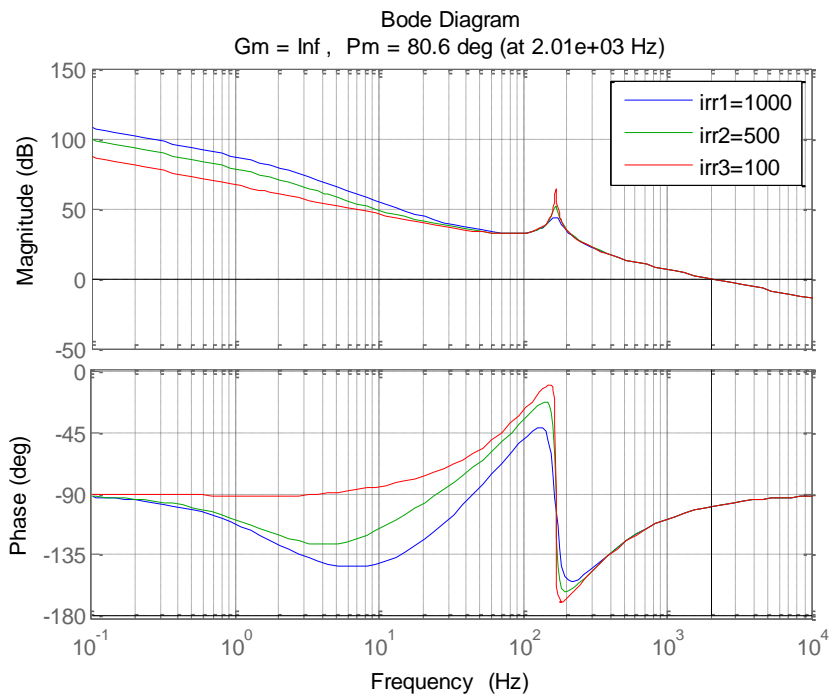
$$Reg(s) = \frac{\mu (1 + s\tau_1)(1 + s\tau_2)}{s (1 + s\tau_3)}$$

**Tabella 4.9 Parametri del regolatore**

$\mu$	$\tau_1$	$\tau_2$	$\tau_3$
3850	0,00097	0,00094	0,075



**Figura 4.56. Diagramma di Bode del sistema da controllare**

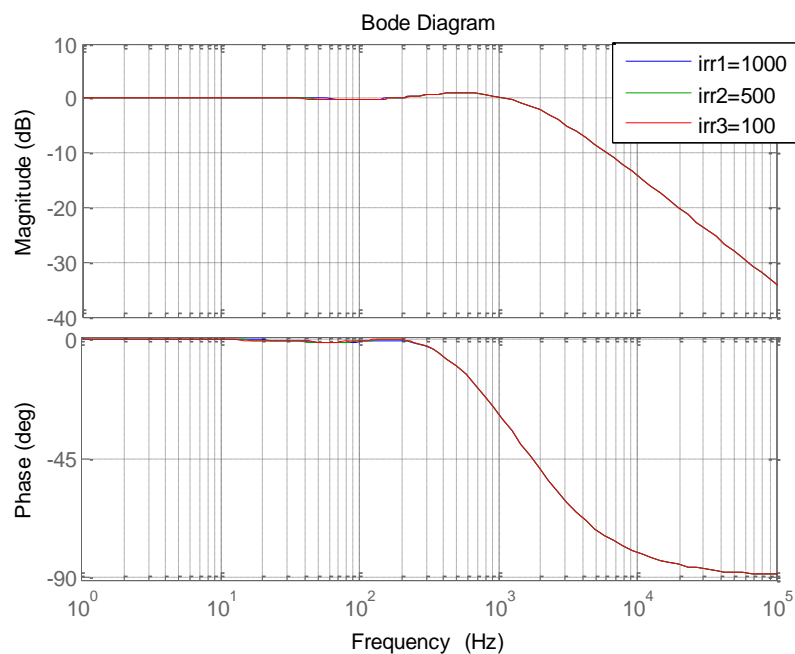


**Figura 4.57. Funzione d'anello aperto dell'anello di regolazione interno.**

La funzione d'anello aperto (Figura 4.57) taglia l'asse delle frequenze attorno a 2KHz, indipendentemente dal valore di  $g$ .

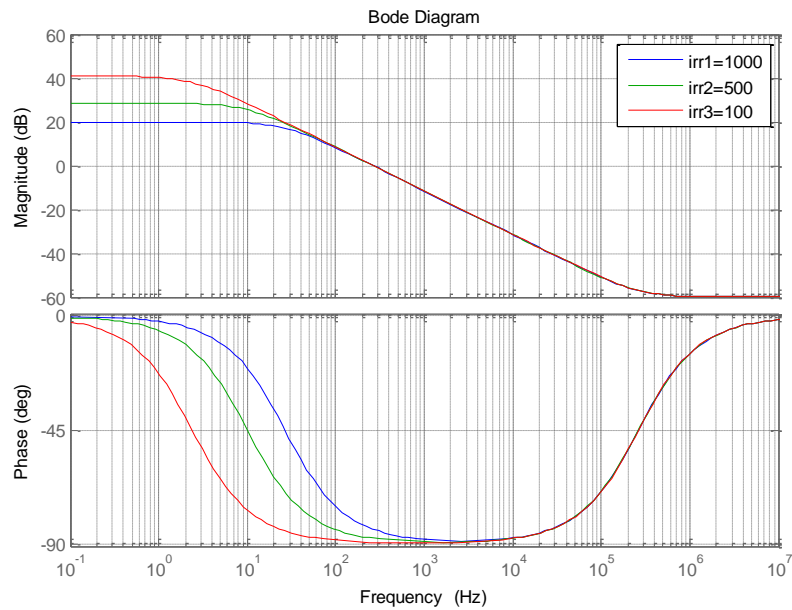
La Figura 4.58 mostra come i due anelli siano perfettamente disaccoppiati in frequenza. L'anello interno di regolazione presenta una funzione di trasferimento in closed loop che presenta modulo unitario fino a 200Hz.

Questo permette di progettare l'anello esterno di regolazione indipendentemente dall'anello interno.



**Figura 4.58. Funzione d'anello chiuso dell'anello di regolazione interno.**

La funzione di trasferimento su cui progettare il regolatore dell'anello esterno è la (4.20) mostrata in Figura 4.59. Essa presenta un guadagno a bassa frequenza proporzionale a  $g$ . Il caso peggior ora è rappresentato dalla situazione in cui l'irradianza è massima.



**Figura 4.59. Funzione di trasferimento del sistema da controllare.**

Innanzitutto è bene ricordare che per avere errore nullo a transitorio esaurito è necessario introdurre un' azione integrale nel controllore

Il controllore utilizzato è quindi di tipo PI, attraverso il quale si ottiene una funzione d'anello aperto che è mostrata in Figura 4.60.

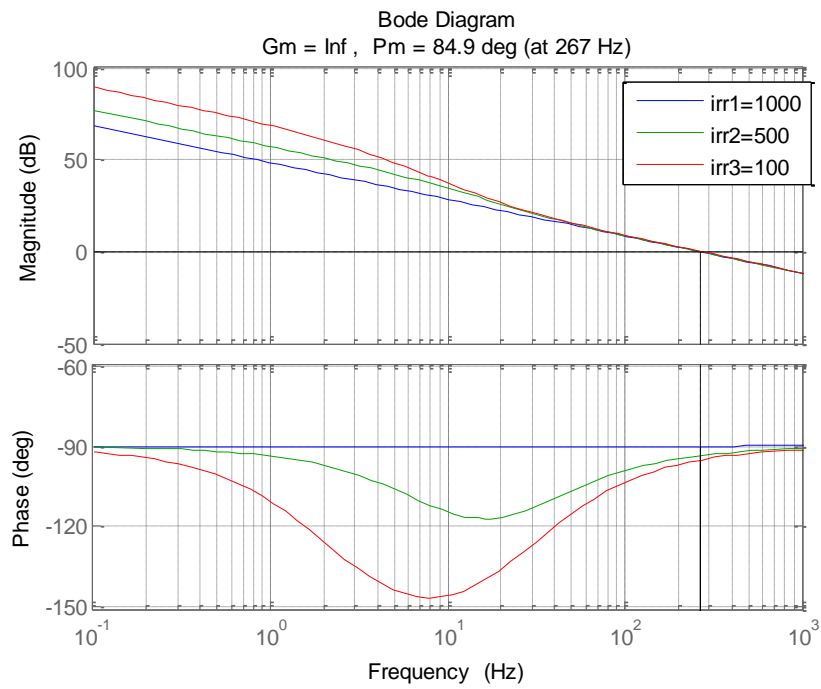
Lo zero del regolatore viene posto in corrispondenza del polo della funzione da controllare.

Funzione di trasferimento del regolatore:

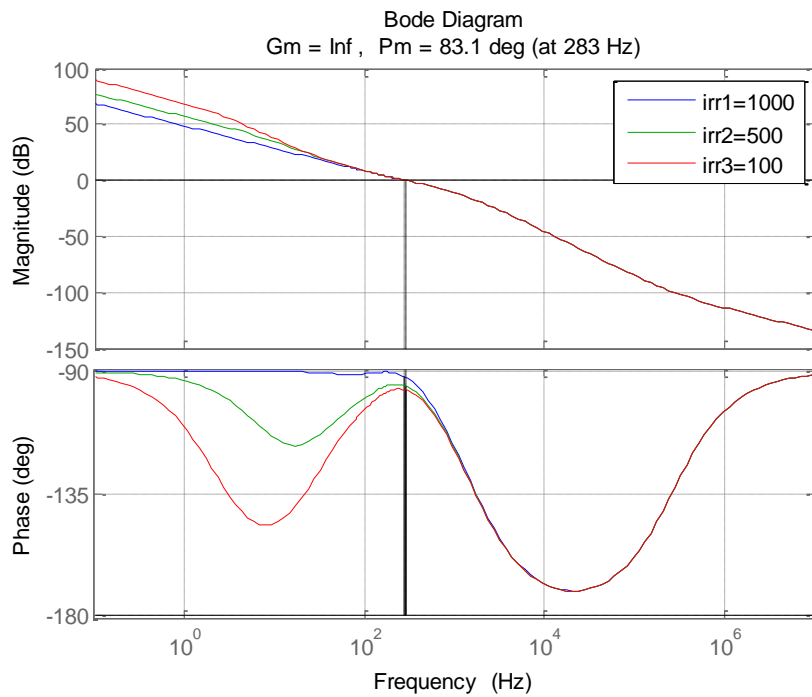
$$PI(s) = \frac{\mu}{s} (1 + s\tau)$$

**Tabella 4.10 Parametri del controllore PI**

$\mu$	$\tau$
1,1991e3	0,0008340



**Figura 4.60. Funzione di trasferimento d'anello aperto.**



**Figura 4.61. Funzione d'anello aperto totale.**

La banda passante dell'anello di regolazione rimane invariata, sebbene cambi il punto di equilibrio.

Viene ora analizzato il sistema nel suo complesso, ovvero tenendo conto di entrambi gli anelli di regolazione. La funzione d'anello aperto totale è mostrata in Figura 4.61 e risulta essere la seguente:

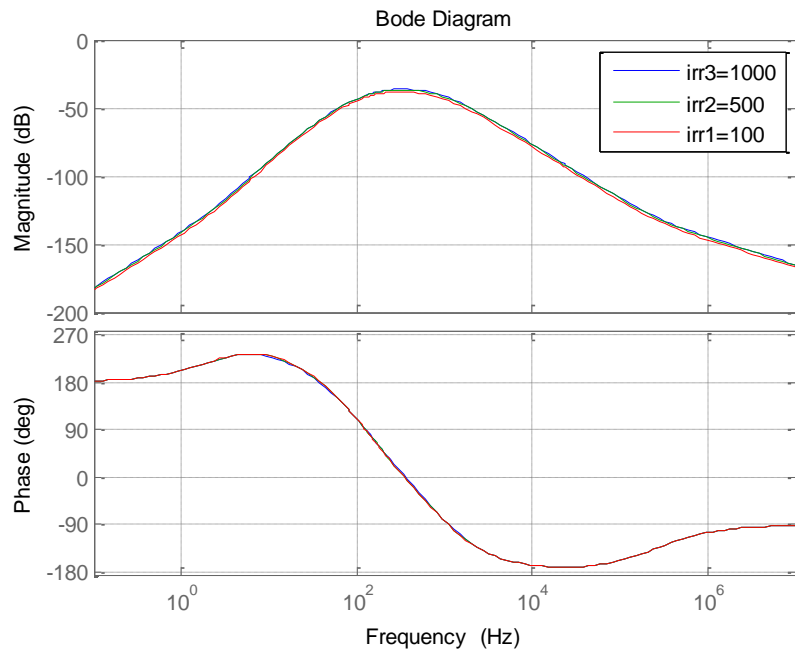
$$L(s) = PI(s) \frac{Reg(s)G_i(s)}{1 + Reg(s)G_i(s)} G_e(s)$$

Il sistema taglia circa intorno ai 300Hz e con margine di fase, nel caso peggiore, di 83,1°. In conclusione, tramite il criterio di Bode, è stata dimostrata l'asintotica stabilità (e la robustezza) del sistema in anello chiuso, al variare del punto operativo in cui si troverà a lavorare l'impianto.

La funzione di trasferimento in anello chiuso che lega i disturbi alla variabile da controllare è la seguente:

$$Gdc(S) = \frac{\tilde{v}_{pv}(s)}{\tilde{v}_{dc}(s)} = S(s) \frac{G_e(s)}{1 + Reg(s)G_i(s)(1 + G_e(s)PI(s))} \quad (4.24)$$

In Figura 4.62 è mostrato il diagramma di Bode della (4.24). Confrontando i moduli della funzione (4.23) e della (4.24), si nota che il controllo in cascata presenta una miglior attenuazione dei disturbi in linea d'andata.



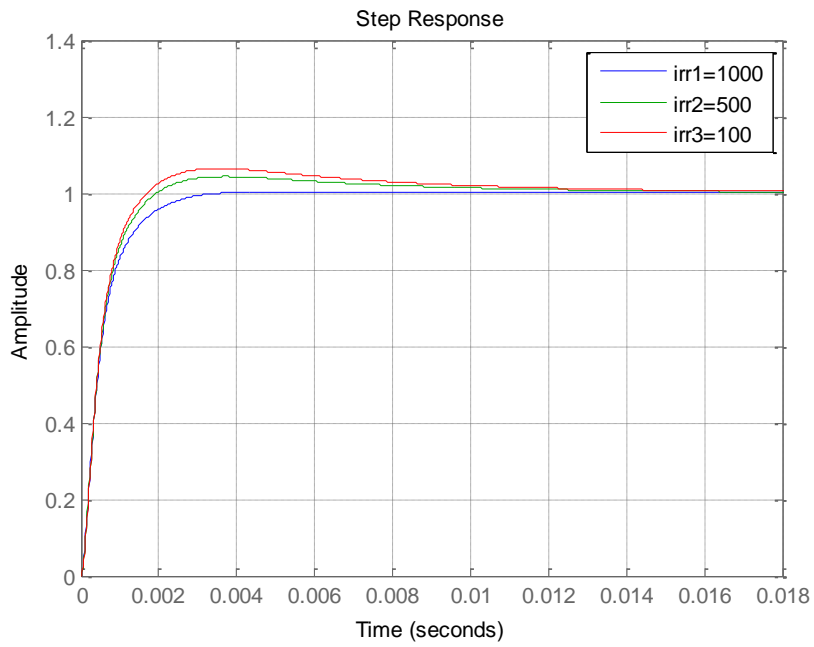
**Figura 4.62. Funzione di sensitività ai disturbi al variare dell'equilibrio**

Si conclude il capitolo con due simulazioni relative all'inseguimento del segnale di riferimento e all'attenuazione dei disturbi. La Figura 4.63 mostra la risposta ad un gradino unitario di tensione, la quale risulta rispettare i vincoli di tempo imposti nelle specifiche (per tutti i punti di lavoro).

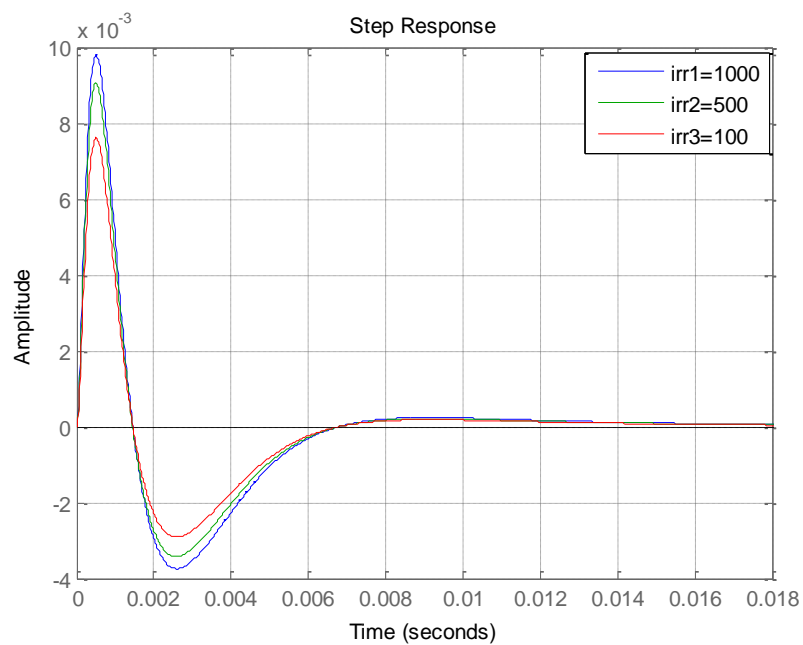
Esaminando la risposta ad un gradino unitario di  $\tilde{v}_{dc}$  (mostrata in Figura 4.64), si nota un picco di tensione massimo di circa 9mV, che corrisponde alla metà di quello che si otteneva tramite il controllo con un singolo anello di regolazione.

Inoltre il tempo necessario ad attenuare i disturbi è sceso a circa 8ms.

Lo schema di controllo in cascata porta a risultati migliori rispetto al controllo con singolo anello di regolazione, ma presenta lo svantaggio dell'utilizzo di due sensori; tale soluzione potrebbe non essere conveniente dal punto di vista economico. Tuttavia, l'algoritmo MPPT che verrà utilizzato necessita sia del sensore di tensione che di corrente per poter svolgere la sua funzione; per questo motivo si è scelto di utilizzare lo schema di controllo in cascata.



**Figura 4.63. Risposta ad un gradino di riferimento.**



**Figura 4.64. Risposta ai disturbi del sistema in anello chiuso.**



## 5. Confronto tra modello ai valori medi e modello elettromagnetico

In questo capitolo viene verificata la correttezza del modello ai valori medi costruito nel capitolo 3 e la verifica dei controlli progettati nel capitolo 4. Tale verifica viene effettuata confrontando le simulazioni eseguite sul modello ai valori medi (costruito in ambiente *Simulink*) con il modello elettromagnetico costruito in ambiente *Sim Power System* (SPS), il quale rappresenta fedelmente il sistema fisico, tenendo conto dei segnali generati dal PWM e di tutte le non idealità dei componenti elettronici.

Se le simulazioni sul modello ai valori medi coincidono con quelle sul modello istantaneo (a meno delle frequenze elevate legate al PWM), allora si può concludere la validità del modello e del controllo.

Nel presente capitolo verranno effettuate varie simulazioni per ogni convertitore, allo scopo di testare il corretto funzionamento del sistema in condizioni operative tipiche e in condizioni critiche.

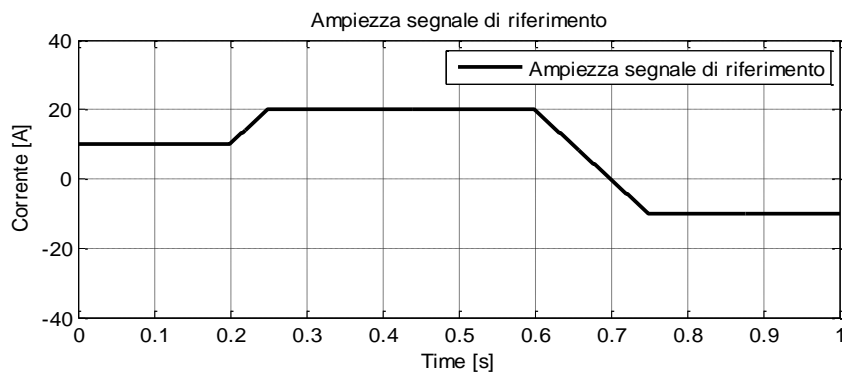
In particolare, viene testato il corretto funzionamento del controllo a fronte dell'azione dei disturbi di massima entità, al variare della posizione del sistema nello spazio di stato.

Nelle simulazioni che seguono si utilizza il colore nero per i segnali di riferimento e i segnali di disturbo; le variabili istantanee sono di colore blu, mentre le variabili derivanti dal modello ai valori medi sono colorate in rosso.

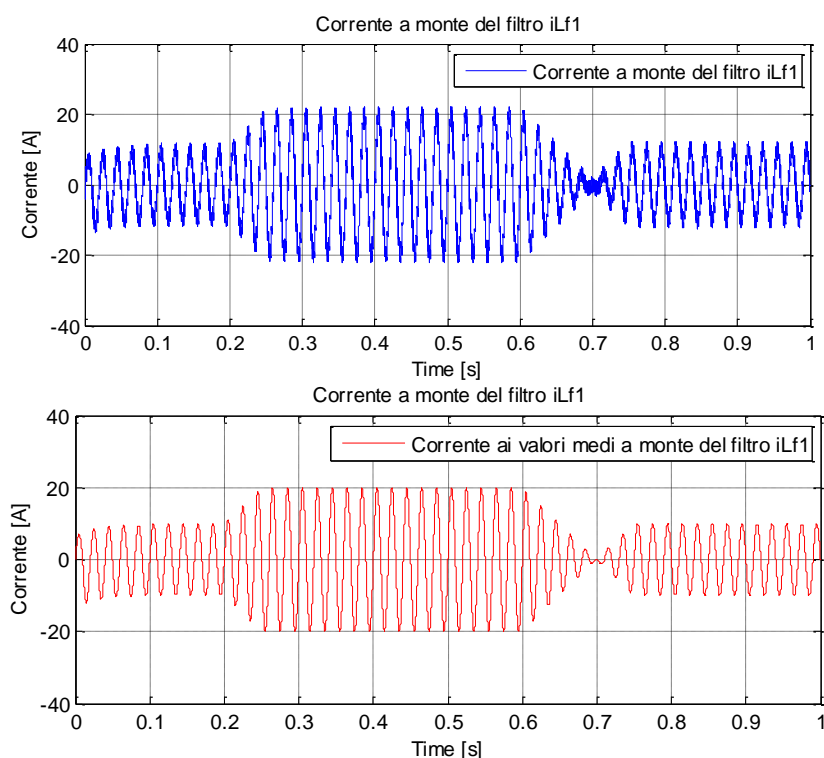
### 5.1. Verifica Inverter

Viene effettuata una prova che permette di testare la bontà del controllo sia nel caso in cui la corrente viene erogata verso rete, sia nel caso in cui viene ceduta.

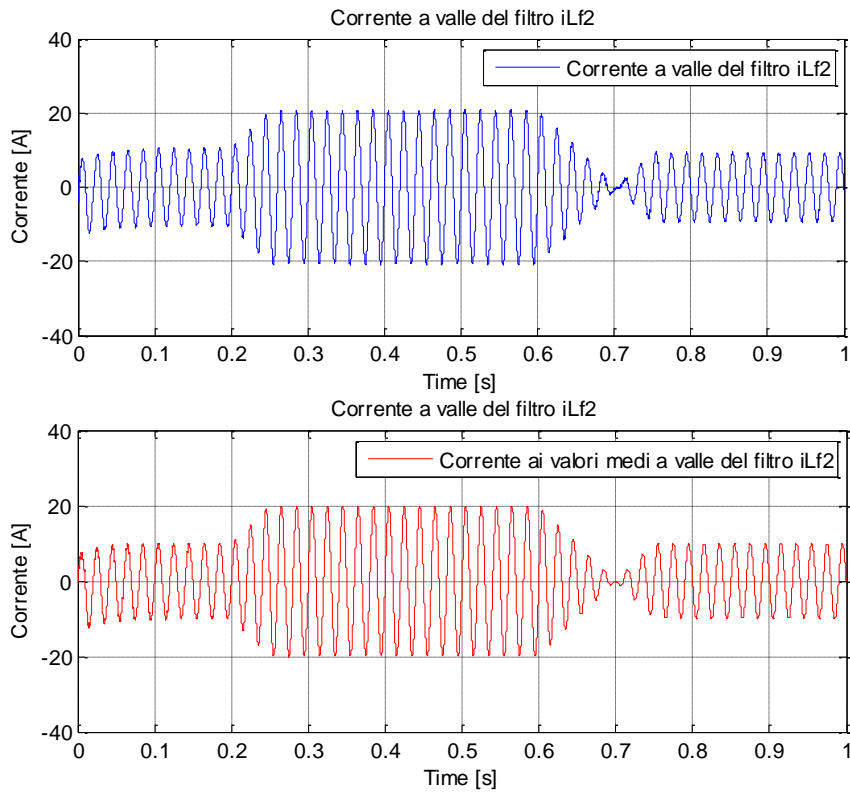
L'ampiezza del segnale di riferimento (Figura 5.1) varia da 10A a 20A per poi scendere a -10A. La corrente in ingresso al filtro presenta le armoniche alla frequenza del PWM, mentre la corrente ai suoi morsetti d'uscita risulta più pulita (Figura 5.2). La tensione lato alternate dell'inverter presenta un andamento ad onda quadra con duty variabile, mentre la sua corrispondente mediata presenta solamente la prima armonica (Figura 5.4).



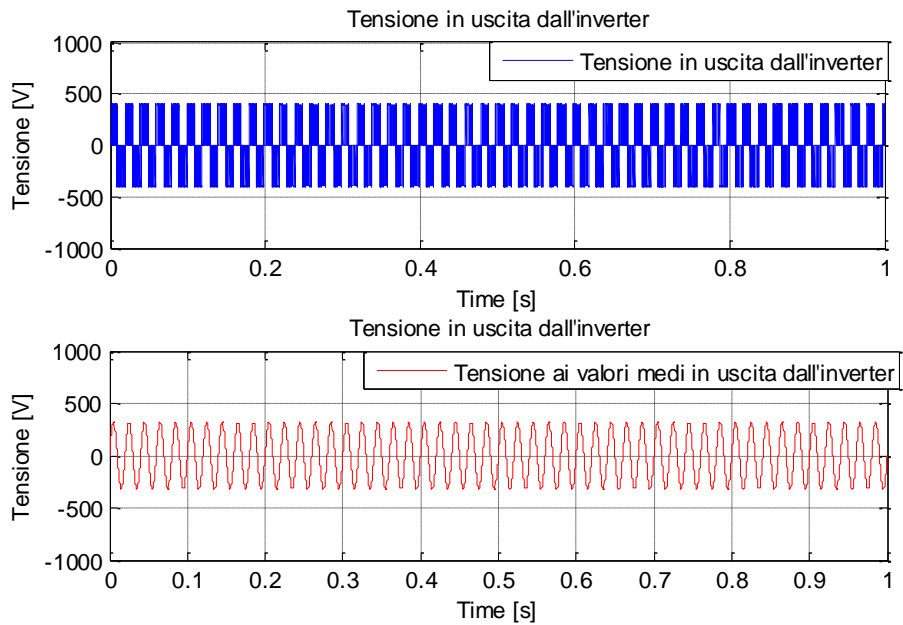
**Figura 5.1. Ampiezza del segnale di riferimento**



**Figura 5.2. Confronto corrente ingresso al filtro mediata e istantanea**



**Figura 5.3. Confronto corrente uscita dal filtro mediata e istantanea**



**Figura 5.4. Confronto tensione in uscita dall'inverter mediata e istantanea**

Il modello ai valori medi e quello in SPS hanno il medesimo comportamento. Le differenze nei risultati sono dovute solamente alle componenti ad alta frequenza, che vengono tagliate nel modello ai valori medi. Confrontando le due correnti  $i_{L_{f1}}$  e  $i_{L_{f2}}$  (Figura 5.2 e la Figura 5.3) si nota l'azione del filtro LCL. L'onda quadra ai morsetti di uscita dell'inverter, presente nel modello SPS, corrisponde alla sola prima armonica nel modello ai valori medi, come mostra la Figura 5.4.

## 5.2. Verifica Sistema di Accumulo Energetico

Le prove che vengono eseguite in questo paragrafo mostrano come il sistema di controllo sia robusto alle variazioni del punto operativo. Vengono quindi effettuate simulazioni per che coprono l'intero range di variazione dei disturbi di corrente e di tensione. A tale scopo viene dato un disturbo di corrente a gradino (Figura 5.5) dal suo valore massimo al suo valore minimo, in tre situazioni diverse: tensione di batteria pari al valore nominale, tensione di batteria minima (batteria scarica), tensione di batteria massima (batteria carica).

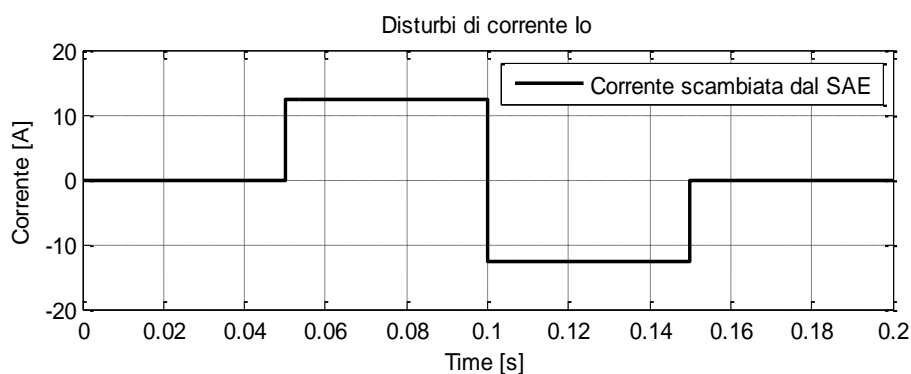


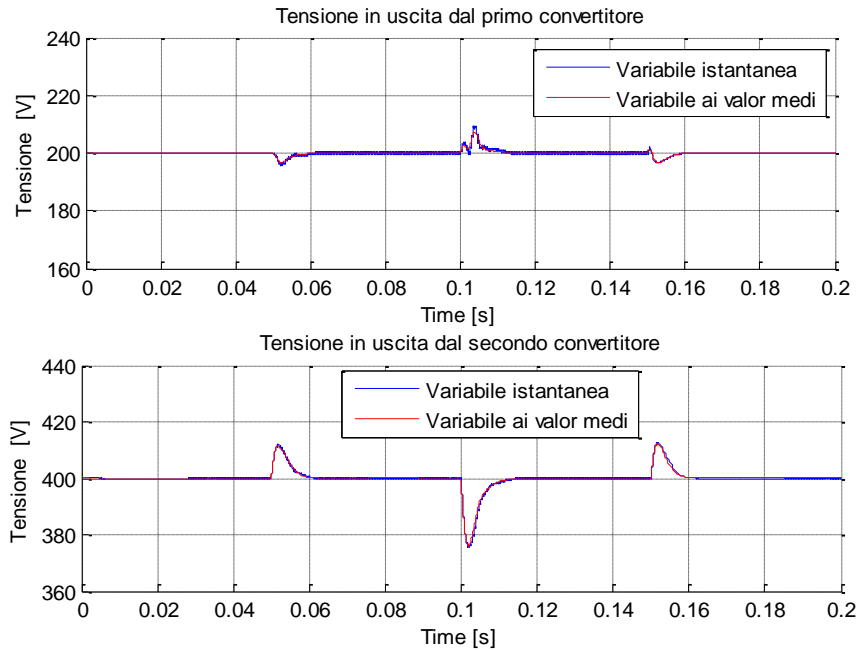
Figura 5.5. Disturbo di corrente

### 5.2.1. Tensione di batteria nominale

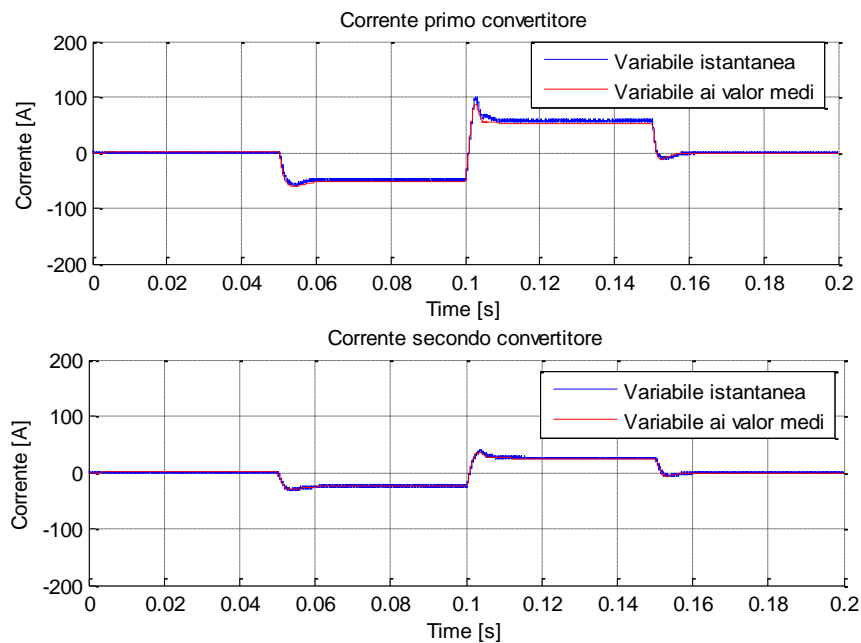
Questa simulazione si riferisce al caso in cui la batteria presenta uno stato di carica tale per cui la tensione ai suoi capi è quella nominale.

In Figura 5.6 e Figura 5.7 si trovano le tensioni controllate e le correnti misurate, che costituiscono le variabili di stato del sistema.

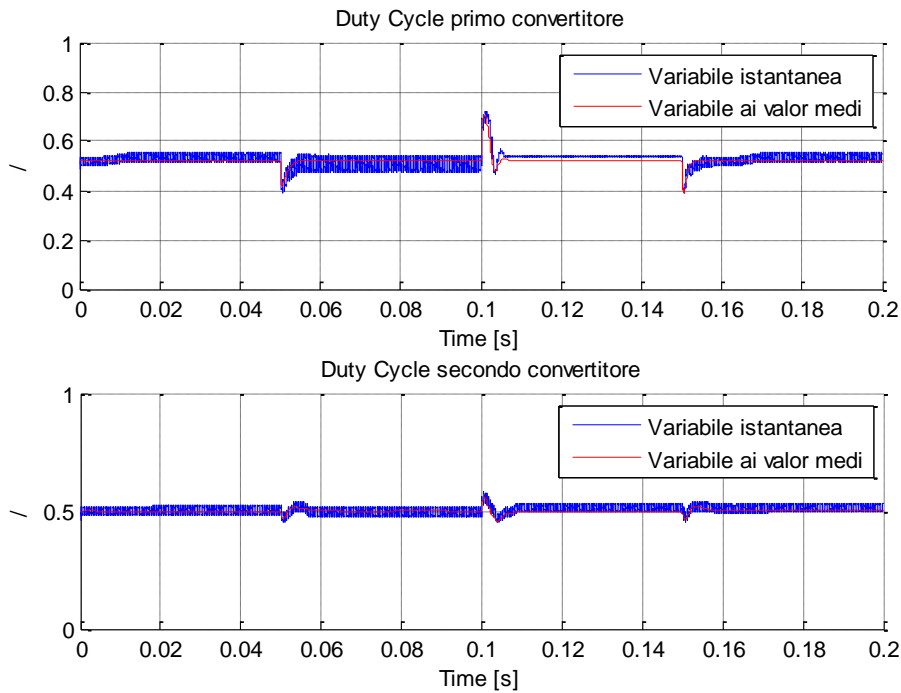
I due duty cycle (Figura 5.8) rispettano le saturazioni; la velocità dell'azione di controllo è stata scelta appositamente per evitare che la saturazione delle variabili di controllo porti all'instabilità.



**Figura 5.6. Tensioni controllate, tensione di batteria nominale**



**Figura 5.7. Correnti misurate, tensione di batteria nominale**

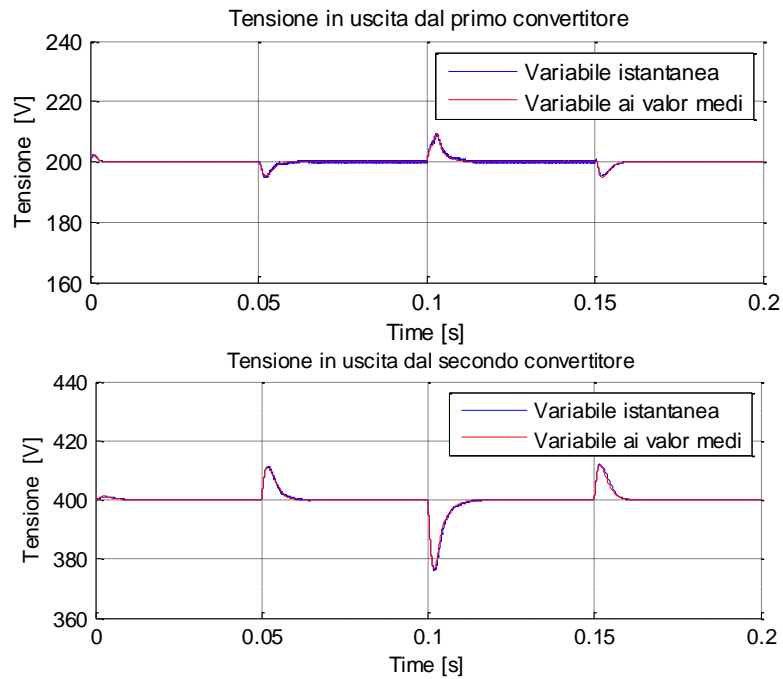


**Figura 5.8. Variabili di controllo, tensione di batteria nominale**

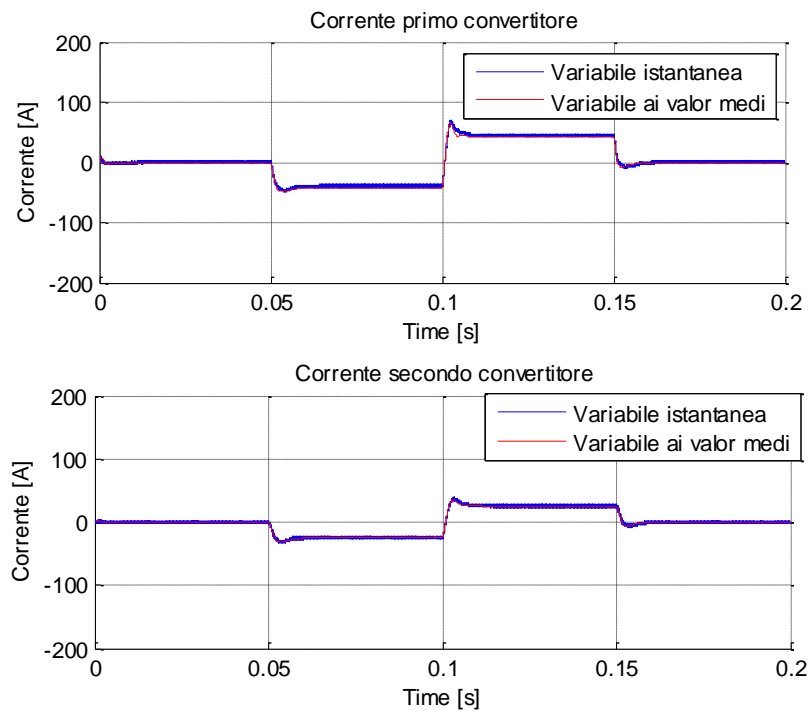
Come sempre, le variabili istantanee presentano la componente armonica alla frequenza di 20KHz, a differenza delle variabili mediate che risultano meno frastagliate. La tensione sul DC-bus infine rispetta i limite per il buon funzionamento dell'inverter [360V, 440V].

### 5.2.2. Tensione di batteria massima

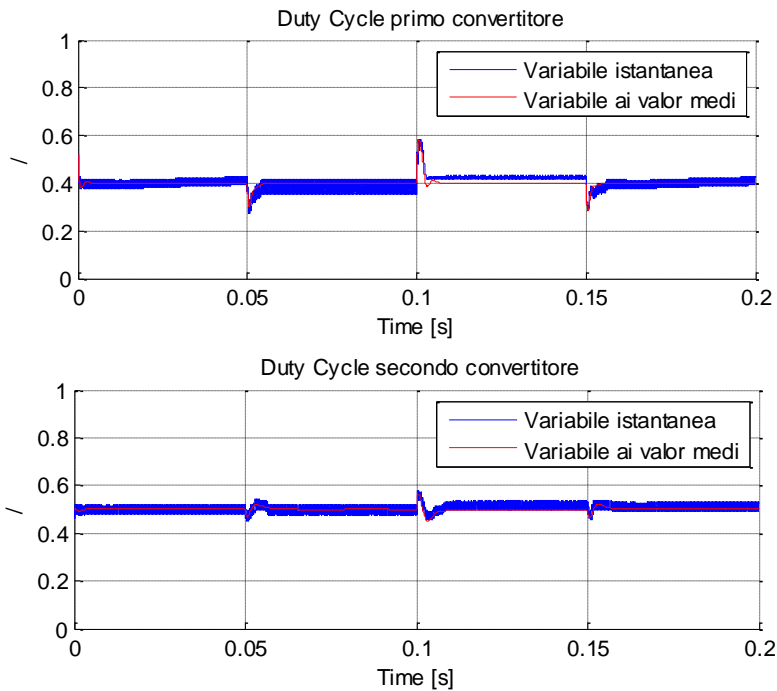
Nel caso in cui la batteria lavori con stato di carica prossimo al 100% (batteria quasi completamente carica), si ottengono i risultati mostrati nelle simulazioni seguenti.



**Figura 5.9. Tensioni controllate, batteria completamente carica**



**Figura 5.10. Correnti misurate, batteria completamente carica**



**Figura 5.11. Variabili di controllo, batteria completamente carica**

In queste condizioni operative, il primo convertitore si trova a lavorare con duty cycle più basso (0,4) rispetto al caso in cui la tensione di batteria era pari al valore nominale. Questo perché il salto di tensione da innalzare è minore.

Il secondo convertitore rimane invece a lavorare attorno al duty cycle di 0,5.

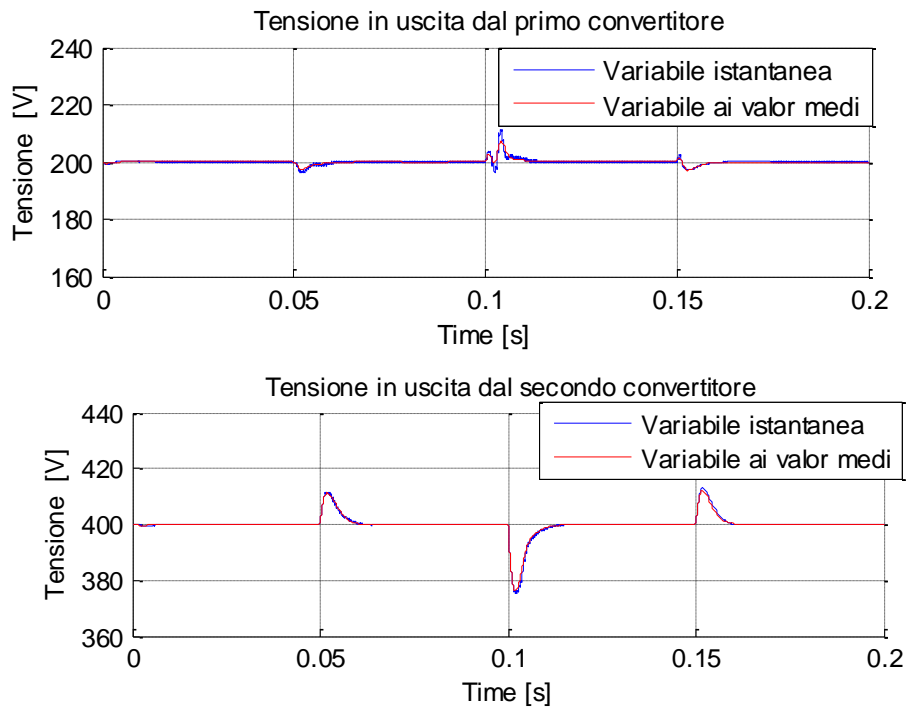
Anche in questo caso si riscontrano i risultati aspettati.

### 5.2.3. Tensione di batteria minima

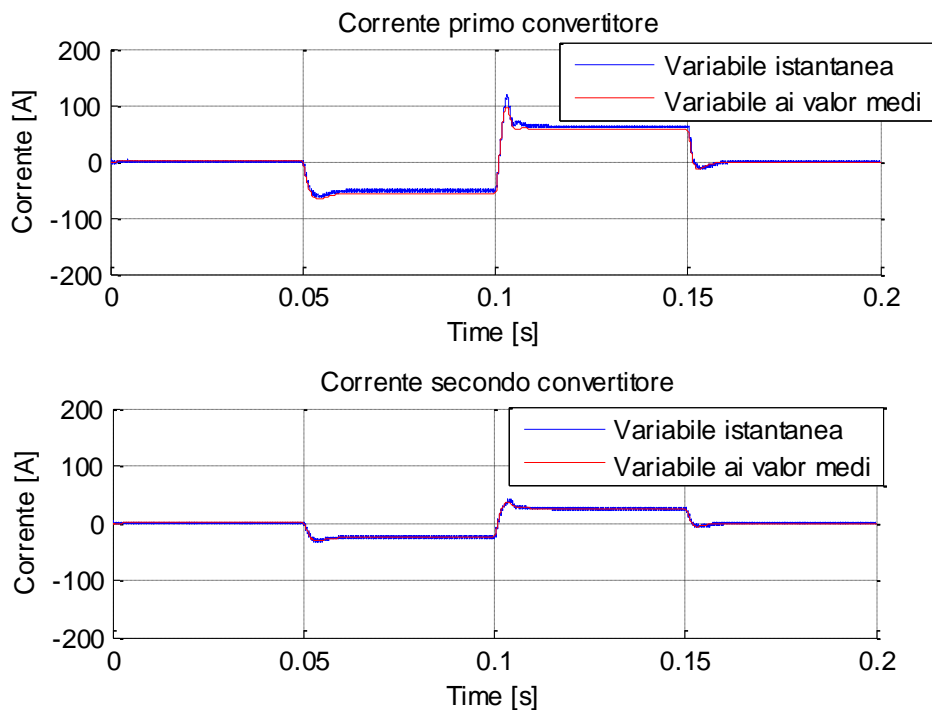
Infine viene testato il controllo nel caso in cui la batteria è quasi completamente scarica. In tali condizioni il primo convertitore dovrà lavorare con duty cycle più elevato (Figura 5.14).

La simulazione di Figura 5.6-Figura 5.14 verifica la validità del modello ai valori medi del blocco SAE e la stabilità robusta del controllo ad assegnamento degli autovalori.

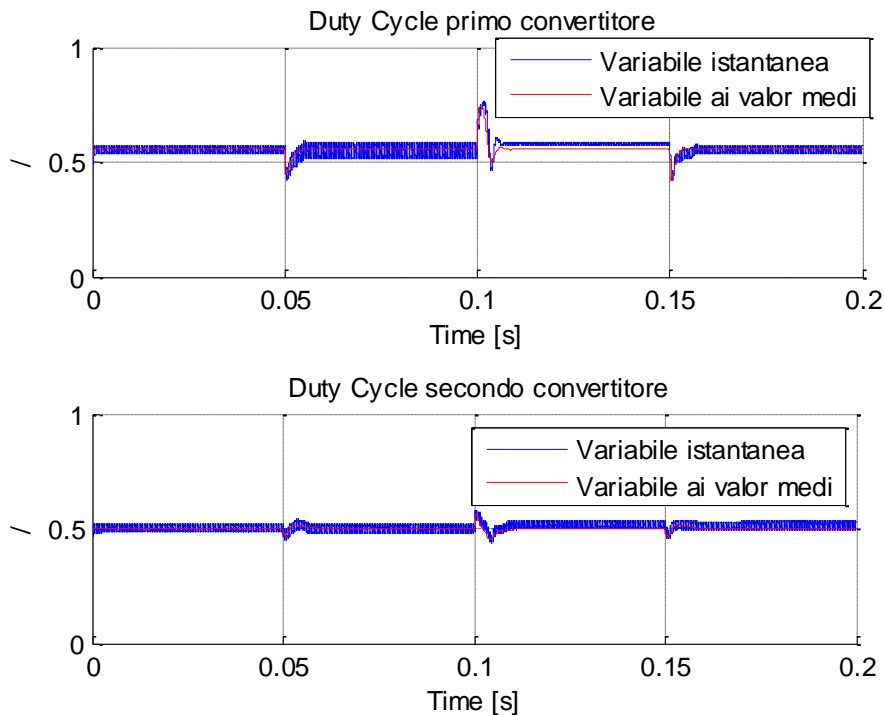




**Figura 5.12. Tensioni controllate, batteria scarica**



**Figura 5.13. Correnti misurate, batteria scarica**



**Figura 5.14. Duty cycle di lavoro dei due convertitori, batteria scarica**

### 5.3.Verifica Fotovoltaico

Le prove che vengono effettuate sul sistema fotovoltaico riguardano l'inseguimento del segnale di riferimento e la risposta alle variazioni della tensione sul bus in continua.

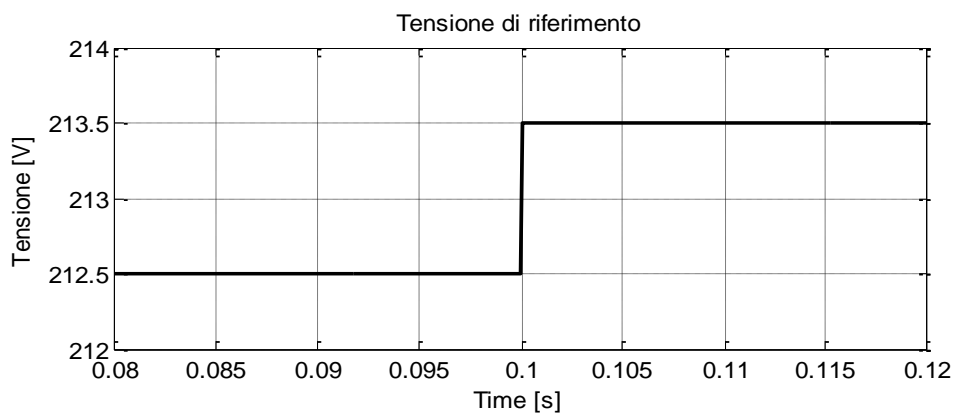
Queste prove sono fatte nel punto di massima potenza della produzione fotovoltaica. Sono stati scelti tre punti di lavoro all'interno del range di variazione della radiazione solare:  $100 W/m^2$ ,  $500 W/m^2$ ,  $1000 W/m^2$ .

La risposta al segnale di riferimento (che varia a gradino) deve raggiungere il valore di regime in meno di 0,1 secondi, ovvero il tempo di aggiornamento dell'algoritmo MPPT.

L'attenuazione dei disturbi deve avvenire invece nel minor tempo possibile, per evitare che, in corrispondenza dell'istante di tempo in cui l'algoritmo MPPT cambia il valore di riferimento, la tensione sui pannelli differisca da quella desiderata.

### 5.3.1. Punto di massima potenza con irradianza 1000 W/m<sup>2</sup>

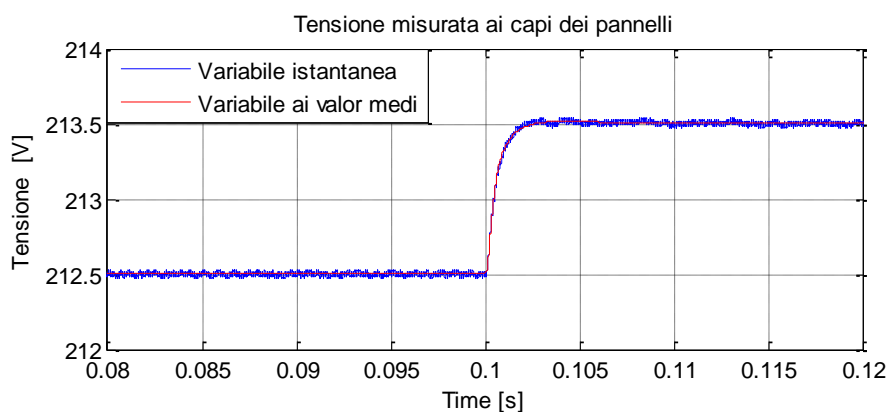
Le simulazioni che seguono si riferiscono al caso in cui il sistema lavora nel punto di massima potenza, caratterizzato dal valore di irradianza di 1000 W/m<sup>2</sup>; ad un certo istante di tempo (in questo caso 0,1 secondi) cambia il valore di irradianza solare, per cui l'algoritmo MPPT inizia la sua attività di ricerca del massimo, imponendo una variazione di 1V del segnale di riferimento (Figura 5.15).



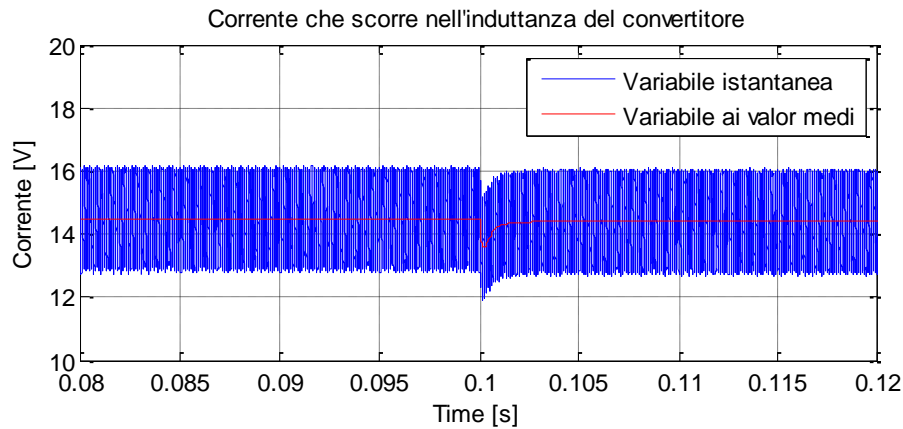
**Figura 5.15. Segnale di riferimento di tensione sui pannelli**

Si utilizza lo schema di controllo in cascata progettato nel capitolo 4.3.3, che ha bisogno della misura di tensione sui pannelli e della misura della corrente che fluisce nell'induttanza del convertitore dc-dc fotovoltaico.

Queste due grandezze sono mostrate rispettivamente in Figura 5.16 e in Figura 5.17.



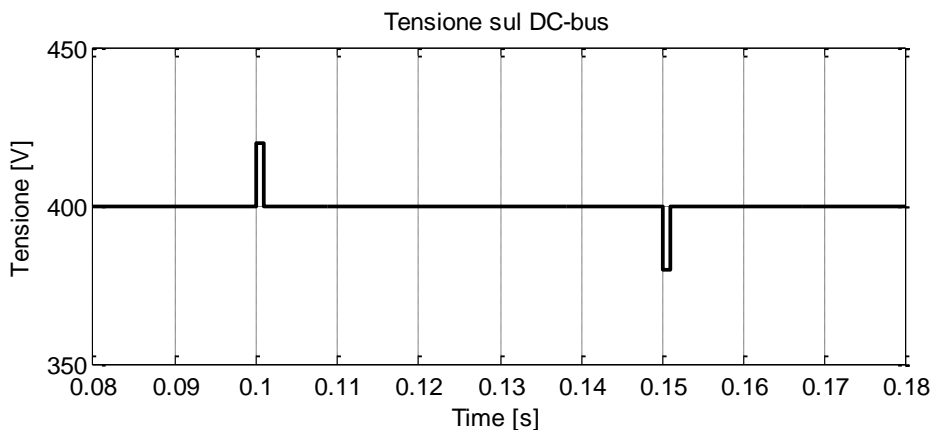
**Figura 5.16. Tensione sui pannelli**



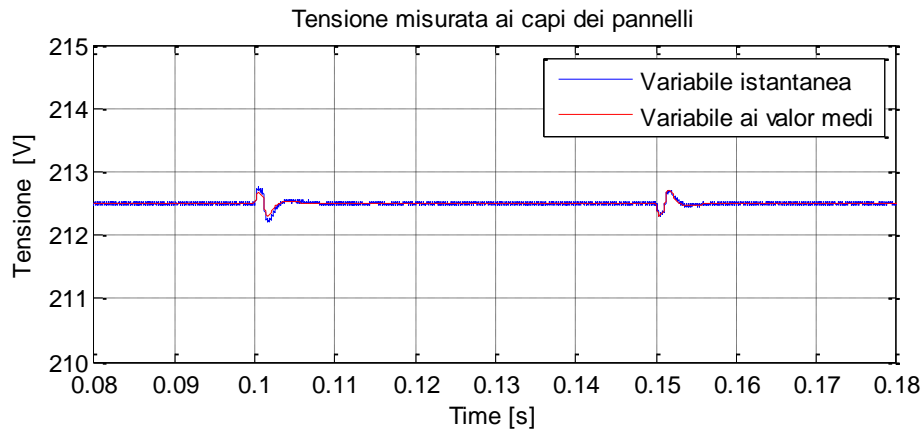
**Figura 5.17. Corrente sull'induttanza  $L_{pv}$**

Viene inoltre valutata la risposta ai disturbi, rappresentati dalla variazione della tensione sul DC-bus. Come si è visto nel capitolo precedente, la massima escursione presentata dalla tensione sul bus in continua si verifica nel caso in cui la corrente scambiata dalla batteria passa dal suo valore minimo (-12,5 A) al suo valore massimo (12,5 A), ed è pari a  $\pm 20V$ .

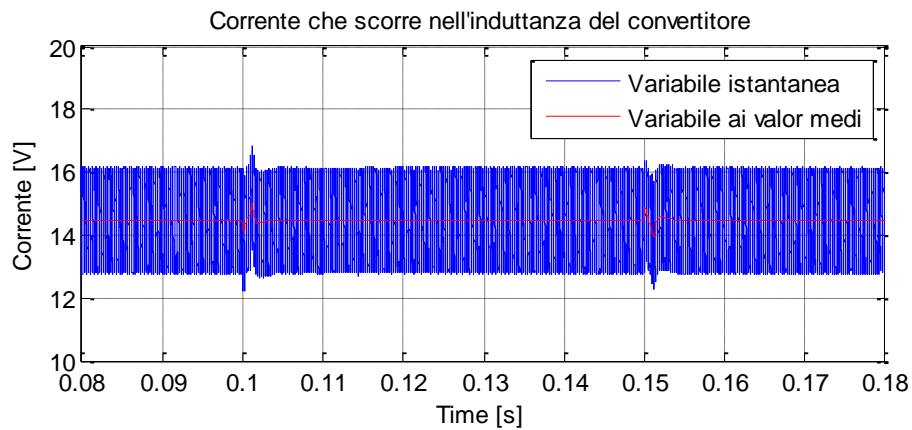
Tenendo conto di quanto detto si effettua la seguente prova: si ipotizza che il riferimento di tensione sui pannelli sia mantenuto costante al suo valore ottimo e in corrispondenza di un certo istante di tempo si presenti una variazione di tensione impulsiva sul DC-bus pari a  $|20|V$  (Figura 5.18). Il sistema di controllo reagisce attenuando l'effetto di tali disturbi (Figura 5.19 e Figura 5.20) annullando l'errore tra set point e tensione controllata in pochi millisecondi.



**Figura 5.18. Disturbi di tensione sul DC-bus**



**Figura 5.19. Tensione sui pannelli**

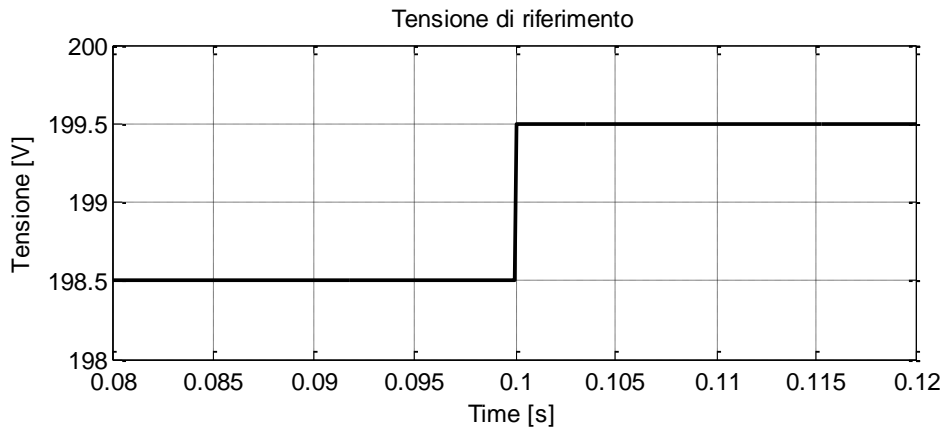


**Figura 5.20. Corrente nell'induttanza  $L_{pv}$**

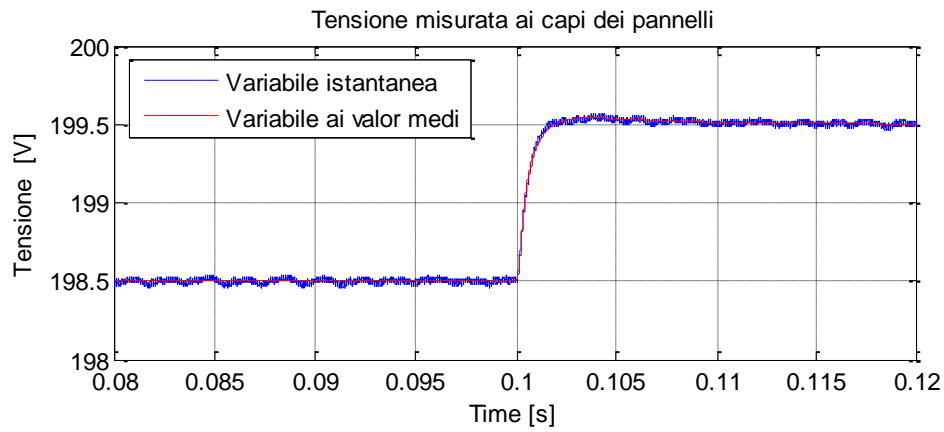
Dalle simulazioni di Figura 5.16-Figura 5.20 si nota come il modello reale sia ben approssimato dal modello ai valori medi.

### 5.3.2. Punto di massima potenza con irradianza $500 \text{ W/m}^2$

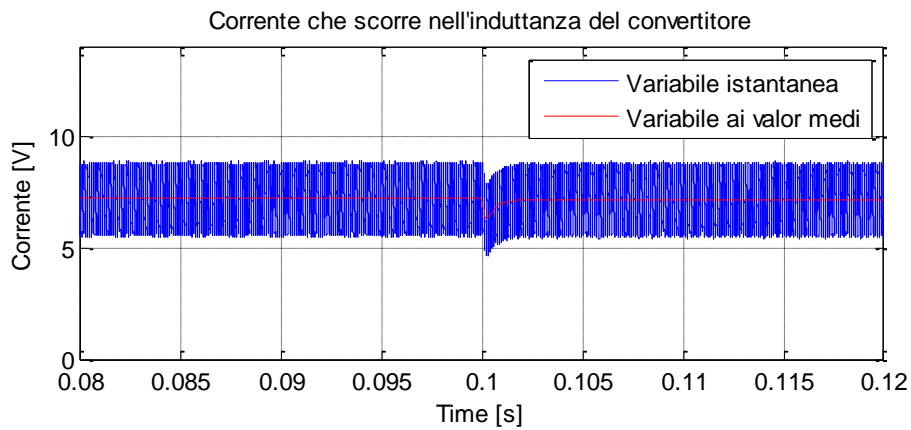
In questo caso si fa lavorare l'impianto in corrispondenza del punto di massima potenza con irradianza pari a  $500 \text{ W/m}^2$ . Il riferimento di tensione è mostrato in Figura 5.21.



**Figura 5.21. Segnale di riferimento di tensione sui pannelli**

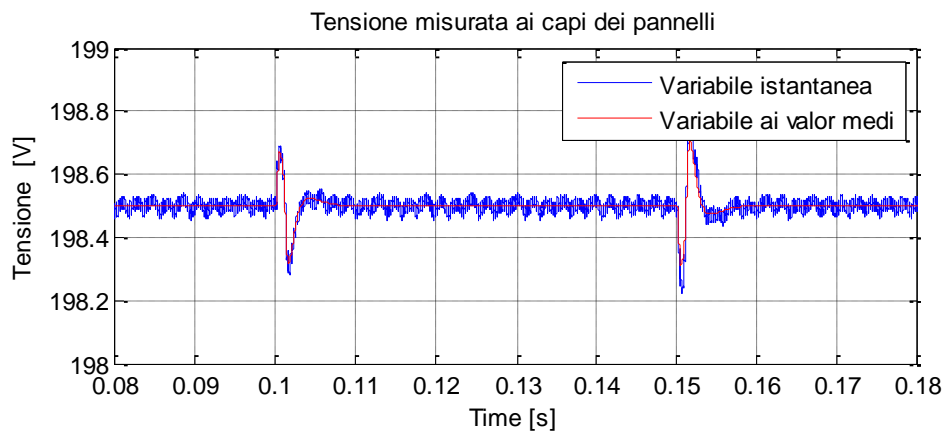


**Figura 5.22. Tensione sui pannelli**

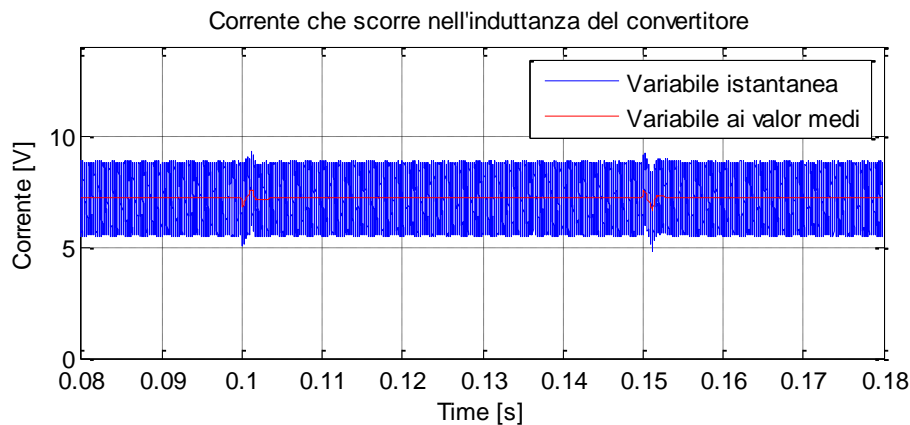


**Figura 5.23. Corrente nell'induttanza del convertitore**

La risposta ai disturbi di tensione impulsivi, definiti nel paragrafo precedente, è mostrata nelle seguenti figure. La Figura 5.24 mostra la tensione controllata, mentre la Figura 5.25. mostra la corrente che fluisce nell'induttanza del convertitore.



**Figura 5.24. Tensione misurata ai capi dei pannelli**



**Figura 5.25. Corrente che fluisce nell'induttanza del convertitore**

Anche con il presente valore di irradianza solare si riscontra la perfetta approssimazione tra il modello ai valori medi e quello reale.

L'andamento temporale delle variabili dei due modelli infatti differiscono solamente per le componenti in alta frequenza, presentando il medesimo andamento (Figura 5.22-Figura 5.25).

### 5.3.3. Punto di massima potenza con irradianza 100 W/m<sup>2</sup>

Come ultima simulazione si pone il sistema nel punto di massima potenza con irradianza minima. In queste condizioni di funzionamento, la tensione sui pannelli ottima è pari a 165V, a cui corrisponde una corrente di 1,42 A.

Il riferimento di tensione subisce una variazione di 1V a gradino a 0,1 secondi (Figura 5.26).

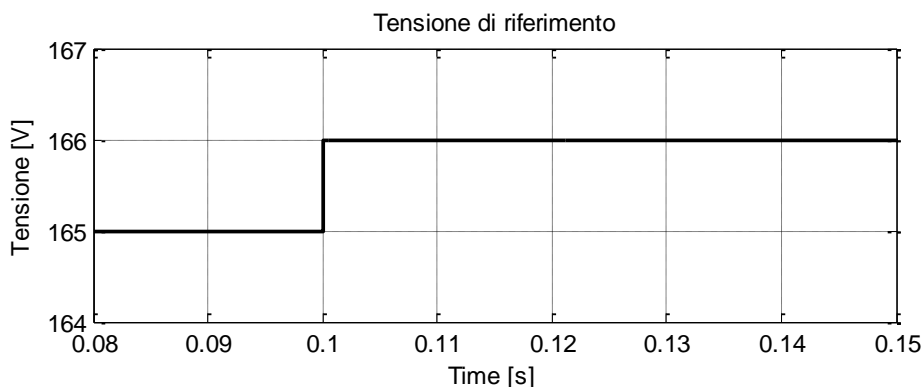


Figura 5.26. Segnale di riferimento di tensione sui pannelli

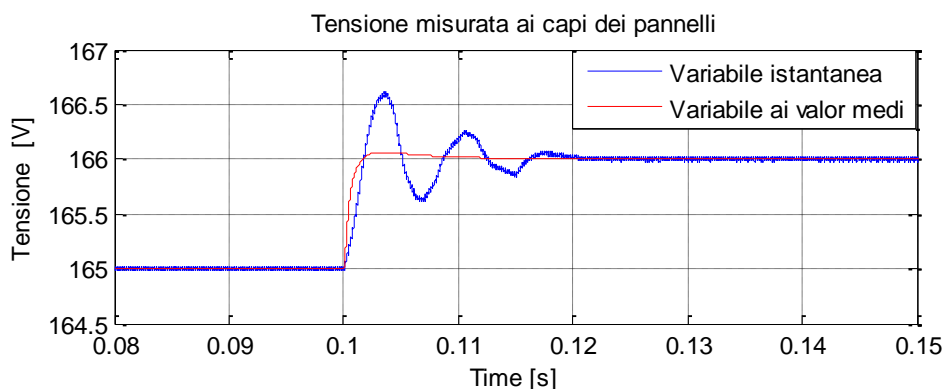
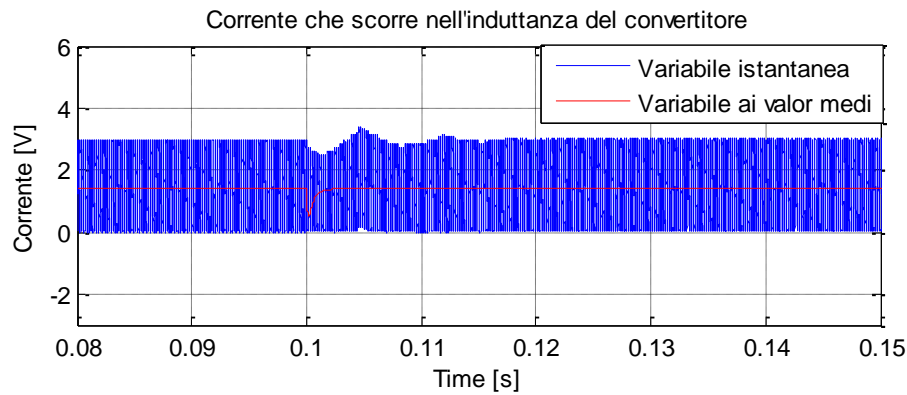


Figura 5.27. Tensione misurata sui pannelli

La Figura 5.27 riporta la risposta della variabile controllata alla variazione del set point. L'andamento della corrente ai valor medi non coincide con l'andamento della corrente istantanea.

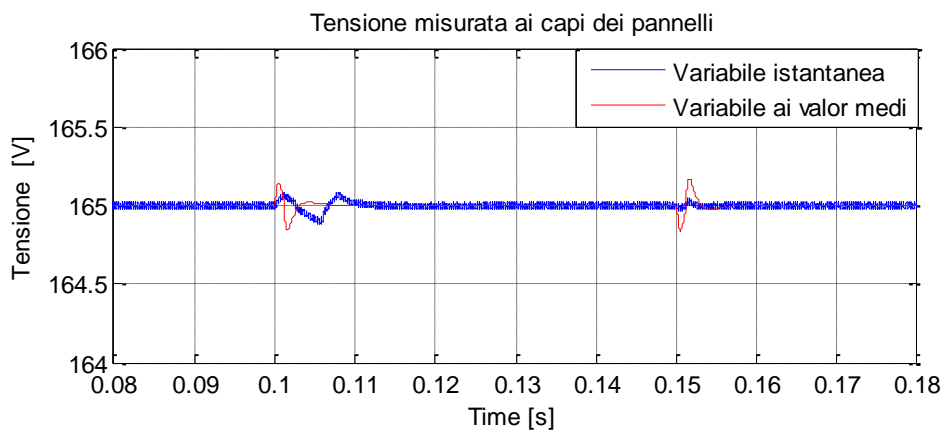
Questo accade per un motivo ben preciso: la corrente che scorre nell'induttanza  $L_{pv}$  presenta un valor medio molto basso, che porta il convertitore a lavorare in *conduzione discontinua*.



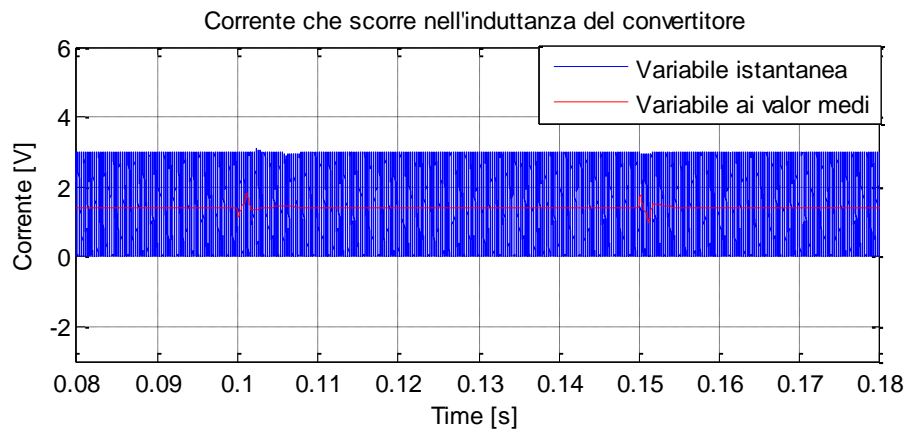


**Figura 5.28. Corrente nell'induttanza del convertitore**

Osservando la Figura 5.28 si nota che, per un certo periodo di tempo (contenuto all'interno del periodo di switching), si annulla la corrente che fluisce nel dc-dc; Il modello ai valori medi sviluppato, di conseguenza, non rispecchia più correttamente il comportamento del sistema vero. Il sistema controllato rimane asintoticamente stabile, ma presenta un andamento oscillatorio smorzato. La risposta ai disturbi (Figura 5.29, Figura 5.30) risulta comunque soddisfacente. La tensione controllata viene riportata al valore desiderato in meno di 10ms.



**Figura 5.29. Tensione sui pannelli**



**Figura 5.30.** Corrente che scorre nell'induttanza del convertitore

## 6. Algoritmi di medio e alto livello

Il capitolo 6 è dedicato alla trattazione degli algoritmi di medio e di alto livello, utilizzati per generare i segnali di riferimento da inviare ai controllori locali dei vari blocchi (che sono stati progettati nel capitolo 4).

Gli algoritmi di medio livello sono: l'MPPT (che ha lo scopo di generare il segnale di riferimento di tensione ottima da applicare ai pannelli fotovoltaici), il PLL (che ha come obiettivo la stima dei parametri della tensione di rete) e l'algoritmo per la stima dello stato di carica della batteria; l'ultimo tra i quali non verrà trattato.

L'algoritmo di alto livello invece è necessario per gestire i flussi di potenza in transito nell'impianto; esso agisce sul set point di potenza (corrente) del blocco inverter.

L'MPPT trattato è di tipo P&O [17][18], con una piccola modifica di implementazione che permette di migliorarne il comportamento.

La stima dei parametri di rete viene invece effettuata tramite due algoritmi diversi: il PLL basato sulla trasformata di Park e il FLL (entrambi reperibili in letteratura [19],[20]). Nella trattazione verranno mostrate i pregi e i difetti di entrambe le tecniche di stima.

### 6.1. MPPT Perturba & Observa (P&O)

Lo scopo dell'algoritmo MPPT è quello di massimizzare la potenza generata dall'impianto fotovoltaico. Una possibile tecnica di controllo prevede l'imposizione della tensione ai capi dell'impianto stesso. Tale tensione costituisce il segnale di riferimento da inviare al controllore locale del blocco fotovoltaico.

Innanzitutto, è necessario ricordare che la potenza fotovoltaica presenta una dipendenza non lineare dalla tensione dei pannelli, oltre a dipendere dalla

radianza solare  $\xi$  e dalla temperatura  $T$  (visti come parametri lentamente variabili nel tempo).

Il punto di massima potenza è quindi definito dal valore di tensione fotovoltaica  $v_{pv}$ , dal valore di radiazione solare  $\xi$ , e dalla temperatura  $T$  (che viene considerata pari al valore di riferimento  $T_{rif}$ ). In tabella è riportato il valore della tensione nel punto di massima potenza, al variare dell'irradianza solare:

**Tabella 6.1 Punto di massima potenza al variare dell'irradianza solare, con  $T=T_{rif}$**

Radiazione solare [ $W/m^2$ ]	Tensione ottima [V]	Potenza massima [W]
1000	212	3070
500	198	1426
100	165	230

L'algoritmo MPPT utilizzato è di tipo P&O, e lavora secondo la seguente logica:

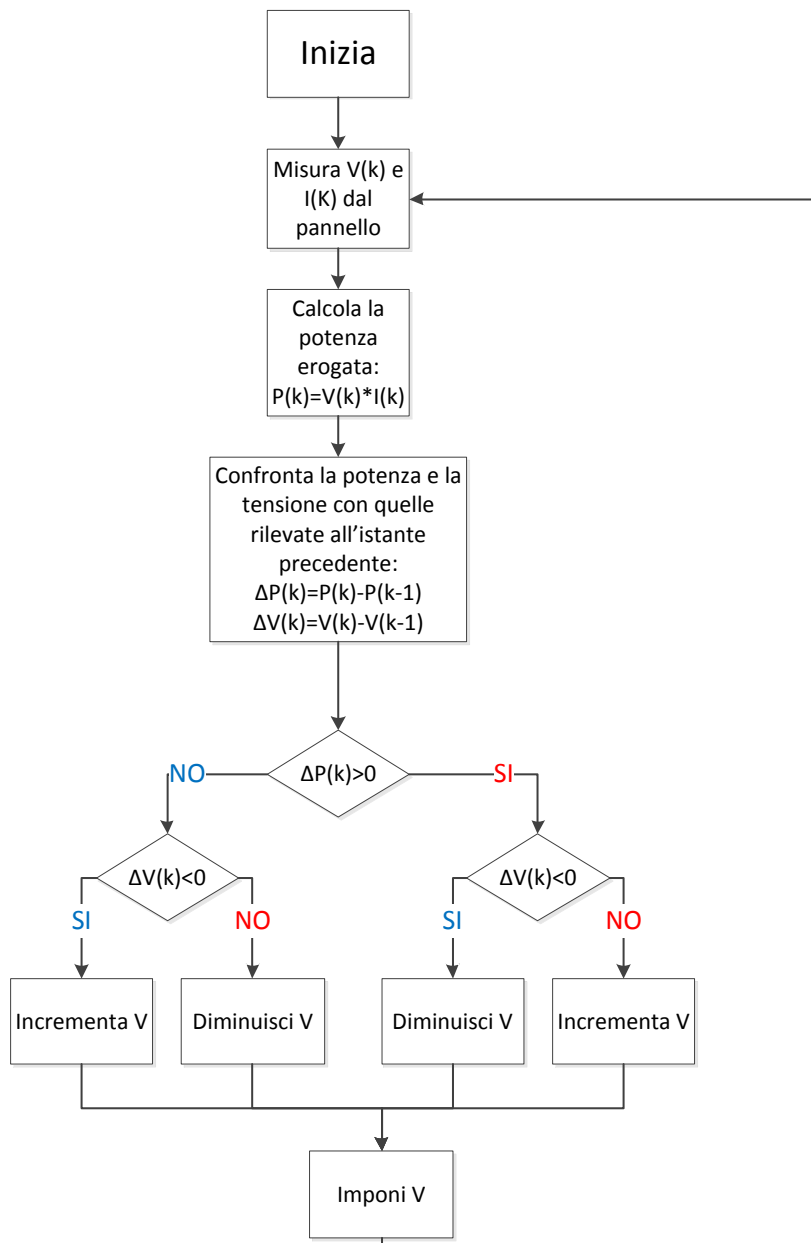
- Se un aumento di tensione ai capi del campo fotovoltaico comporta un aumento di potenza, allora vuol dire che il punto di lavoro in cui si trova il sistema è situato sul tratto crescente della curva. Di conseguenza, per aumentare la potenza generata, bisogna aumentare la tensione sui pannelli. Viceversa, se un aumento di tensione comporta una diminuzione di potenza, allora ci troviamo sul tratto decrescente della curva, e quindi bisogna diminuire la tensione sui pannelli.
- Se una diminuzione della tensione ai capi del campo fotovoltaico comporta un aumento di potenza, allora ci troviamo sul tratto decrescente della curva. Di conseguenza, per aumentare la potenza generata, bisogna diminuire la tensione fotovoltaica. Viceversa, se al diminuire della tensione fotovoltaica si ha una diminuzione di potenza

generata, allora ci troviamo sul tratto crescente della curva. In questo caso è necessario aumentare la tensione sui pannelli.

Il P&O lavora in tempo discreto e in maniera iterativa. Ad ogni passo  $k$  viene valutata la variazione di potenza ( $\Delta P$ ) rispetto al passo precedente e la variazione di tensione sui pannelli ( $\Delta V$ ), e viene scelto se aumentare o diminuire tale tensione.

La logica di funzionamento è rappresentabile tramite il diagramma di flusso mostrato in Figura 6.1.

I vantaggi dell'algorithm P&O sono legati alla semplicità d'implementazione, infatti può essere implementato con un semplice ciclo *for*, la cui complessità temporale e spaziale è dell'ordine di  $O(n)$ . Pertanto lo sviluppo di questo algorithm non necessita di particolari potenze di calcolo e può essere implementato in forma integrata con un semplice circuito digitale.



**Figura 6.1. Implementazione algoritmo di MPPT**

Il principale svantaggio dell' MPPT Perturba & Observa emerge quando il sistema lavora in corrispondenza del punto di massima potenza. In tali condizioni, l'algoritmo continua ad aumentare e a diminuire la tensione sui pannelli, generando un vero e proprio ripple di tensione (e quindi di corrente).

Questo ripple influisce sulla tensione del DC-bus, costituendo un vero e proprio disturbo, che dovrà essere attenuato dal controllore locale di batteria.

Mediante una piccola modifica all'algoritmo è possibile evitare questo problema. L'idea è quella di aggiungere una condizione iniziale, tale per cui, se il  $\Delta P$  è minore di una certa soglia  $\overline{\Delta P}$  (e quindi il punto operativo si trova nell'intorno del punto di massima potenza), allora il segnale di riferimento viene mantenuto costante. Se il  $\Delta P$  risulta maggiore di  $\overline{\Delta P}$  (e si è lontani dal punto di massima potenza), allora si passa alla logica classica spiegata in precedenza, riprendendo la ricerca del punto di massimo della curva di potenza.

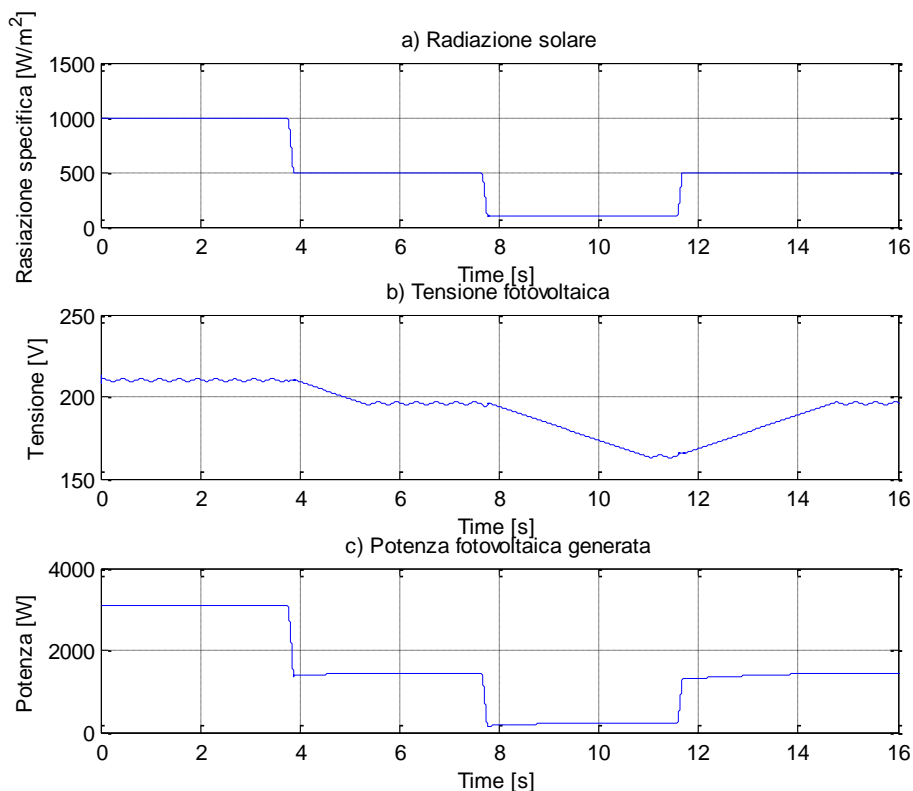
La trattazione prosegue mostrando come i parametri di progetto dell'algoritmo, nonché il tempo che intercorre tra un passo e l'altro  $\Delta k$  e il salto di tensione sui pannelli  $\Delta V$ , possano influire sul corretto funzionamento del MPPT:

- Diminuendo il parametro  $\Delta k$  aumenta la velocità di convergenza al punto di massima potenza. Questo però comporta una maggiore velocità del sistema di controllo della tensione fotovoltaica. Infatti all'istante  $k$  in cui vengono valutati  $\Delta V$  e  $\Delta P$ , bisogna che il sistema fotovoltaico abbia già raggiunto l'equilibrio desiderato. Aumentando il  $\Delta k$  invece si rischia rallentare eccessivamente l'algoritmo..
- Aumentando il parametro  $\Delta V$  si è in grado di raggiungere più velocemente il punto di massima potenza, ma si ha una maggior imprecisione nella generazione della tensione di riferimento ottima da dare ai pannelli.

Un  $\Delta V$  piccolo rende l'algoritmo più preciso. Inoltre, se il riferimento di tensione varia con gradini di piccola entità, allora il sistema non lineare si comporta come il sistema linearizzato, per cui valgono le considerazioni derivanti dal criterio di Bode sulla velocità di risposta e sulla robustezza. Lo svantaggio di un  $\Delta V$  piccolo consiste nella scarsa velocità di convergenza al punto di massima potenza.

Esistono quindi delle limitazioni sul valore dei parametri dell'algoritmo, che andranno tarati con attenzione. Nel caso in esame è stato scelto un tempo di aggiornamento  $\Delta k = 50ms$  e un  $\Delta V = 1V$ .

Le simulazioni che seguono mostrano il comportamento del P&O a fronte di una variazione a gradino della radianza solare.



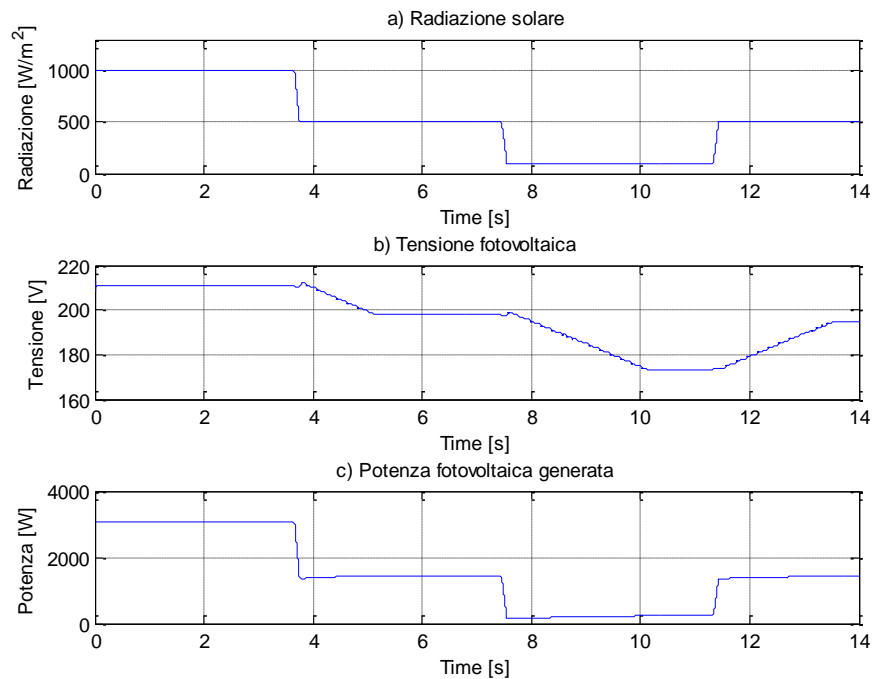
**Figura 6.2. a) Radiazione solare. b) Tensione sui pannelli. c) Potenza generata.**

Osservando la simulazione b) in Figura 6.2, si nota che la tensione generata presenta un ripple.

Per ovviare a tale problema è stata implementata la logica che permette di mantenere costante il riferimento di tensione, nel caso in cui il punto di lavoro si trovasse nelle vicinanze del punto di massimo della curva (le simulazioni sono mostrate in Figura 6.3).



Osservando la tensione sui pannelli (Figura 6.3 b)) si nota che il ripple è sparito. Inoltre, si nota che con  $\xi=500$  si hanno due valori leggermente diversi di  $v_{pv}$ . La precisione con quale si stima la tensione ottima dipende dalla soglia  $\overline{\Delta P}$  scelta dal progettista; in particolare, diminuendo tale parametro si ottiene una maggiore precisione, ma si rischia che in alcuni casi la condizione  $\Delta P < \overline{\Delta P}$  non sia mai verificata (questo può accadere per grandi valori di  $\Delta V$ ). Come sempre, bisogna tarare i parametri con molta attenzione. Nel caso in esame è stato scelto un  $\overline{\Delta P}$  di 1W, che costituisce un errore di potenza trascurabile (anche nel caso di irradianza minima) e allo stesso tempo definisce una range di potenza sufficientemente largo, tale da garantire che la condizione  $\Delta P < \overline{\Delta P}$  scatti in prossimità di qualsiasi punto di massima potenza.



**Figura 6.3. a) Radiazione solare. b) Tensione sui pannelli. c) Potenza generata.**

## 6.2. Stima dei parametri di rete

Questo capitolo si dedica al problema della stima dei parametri della tensione di rete (angolo, frequenza e ampiezza), indispensabili per generare un riferimento di corrente da inviare al controllore locale dell'inverter.

Il riferimento di corrente è un segnale sinusoidale che deve variare con frequenza pari alla frequenza di rete. Inoltre, l'ampiezza del segnale di riferimento e il suo sfasamento rispetto alla tensione di rete sono determinati dalle richieste di potenza attiva e reattiva in transito attraverso l'inverter.

L'algoritmo PLL (phase locked loop) riceve in ingresso la tensione di rete misurata e fornisce in uscita la stima della sua frequenza e del suo angolo.

### 6.2.1. PLL con Trasformata di Park

In letteratura esistono vari metodi d'implementazione del PLL. In questo capitolo viene mostrato un metodo che utilizza la *Trasformata di Park*.

Tale metodo viene introdotto con la seguente interpretazione geometrica: la tensione di rete, in prima approssimazione, è una sinusoide, rappresentabile in un piano cartesiano  $(\alpha, \beta)$  attraverso un vettore di modulo  $U$  che ruota con una frequenza  $\omega$ .

Le sua proiezione rispetto all'asse  $\alpha$  è definita come  $v_\alpha = U \sin(\omega t + \varphi) = U \sin\theta$ , mentre la proiezione rispetto all'asse  $\beta$  è definita da  $v_\beta = U \cos(\omega t + \varphi) = U \cos\theta$ .

La trasformata di Park permette di passare dal sistema di riferimento fisso (SRF) ad un sistema di riferimento mobile (SRM) con assi ortogonali  $(d, q)$ . Anche in questo caso si definiscono le nuove variabili  $v_d$  e  $v_q$ , che rappresentano le componenti del vettore di rete rispetto agli assi  $d, q$ .

La posizione del SRM, deve essere controllata in modo tale che l'asse  $d$  sia sovrapposto al vettore rotante che identifica la tensione di rete. In queste condizioni  $v_d = U$  e  $v_q = 0$ . Di conseguenza, il sistema di riferimento mobile ruota alla stessa velocità del vettore di rete. Un'osservazione interessante

consiste nel notare che le variabili  $v_\alpha$  e  $v_\beta$  sono segnali sinusoidali, a differenza delle variabili  $d$  e  $q$ .

Lo schema di controllo è mostrato in Figura 6.4.

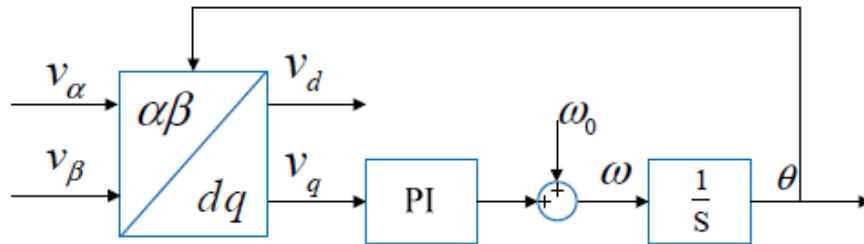


Figura 6.4. Schema di un PLL convenzionale.

La trasformata di Park è definita come:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}$$

L'ingresso del PLL è il segnale sinusoidale che si vuole stimare (in questo caso  $v_\alpha = v_{rete}$ ). Il segnale in quadratura deve invece essere ricostruito. In letteratura si possono trovare vari metodi di ricostruzione di tale segnale. Nel caso in esame si utilizza lo schema mostrato in Fig. ( $\hat{\theta}$  e  $\hat{U}$  sono rispettivamente la stima dell'angolo e la stima dell'ampiezza del segnale in ingresso).

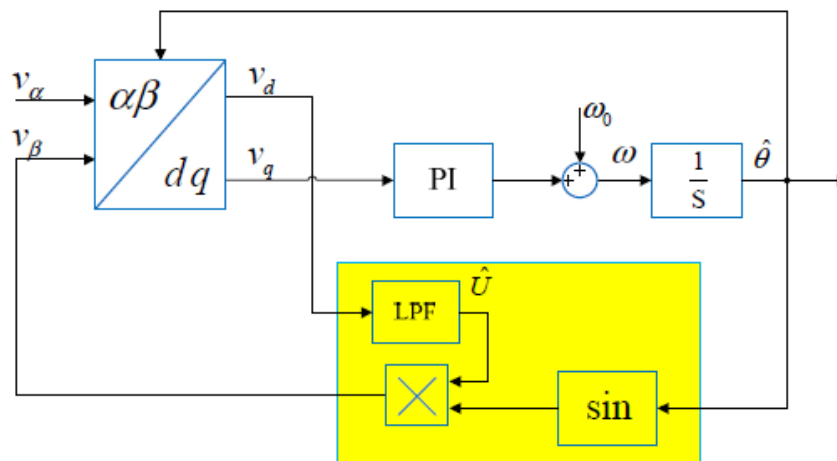


Figura 6.5. Schema di controllo PLL.

Come già accennato, il controllore ha lo scopo di annullare la componente  $q$  del vettore di ingresso. A tale scopo si utilizza un regolatore Proporzionale Integrale (PI) che trova come ingresso l'errore tra il riferimento  $v_q^0 = 0$  e il segnale  $v_q$ .

Nei calcoli che seguono si dimostra che, annullare la componente sull'asse  $q$ , equivale a portare il sistema nel punto di equilibrio desiderato, caratterizzato da  $v_d = U$  e  $v_q = 0$ . La *trasformata di Park* prende come ingresso il segnale  $v_\alpha$  e la stima dell'angolo  $\hat{\theta}$ :

$$\begin{cases} v_d = v_\alpha \cos \hat{\theta} + v_\beta \sin \hat{\theta} \\ v_q = -v_\alpha \sin \hat{\theta} + v_\beta \cos \hat{\theta} \end{cases} \quad (6.1)$$

Sostituendo il segnale ricostruito  $v_\beta = v_d \sin \hat{\theta}$  nel sistema (6.1) e trascurando il filtro passa basso (LPF), otteniamo:

$$\begin{cases} v_d = v_\alpha \cos \hat{\theta} + v_d \sin^2 \hat{\theta} \\ v_q = -v_\alpha \sin \hat{\theta} + v_d \sin \hat{\theta} \cos \hat{\theta} \end{cases} \quad (6.2)$$

Dalla prima equazione del sistema (6.2), si ricava la componente sull'asse  $d$ :

$$v_d = v_\alpha \frac{\cos \hat{\theta}}{1 - \sin^2 \hat{\theta}}$$

Di conseguenza, sostituendo  $v_d$  nella seconda equazione del sistema (6.2) si ottiene:

$$\begin{aligned} v_q &= -v_\alpha \sin \hat{\theta} + v_\alpha \frac{\cos \hat{\theta}}{1 - \sin^2 \hat{\theta}} \sin \hat{\theta} \cos \hat{\theta} \\ v_q &= v_\alpha \left( -\sin \hat{\theta} + \frac{\cos \hat{\theta}}{1 - \sin^2 \hat{\theta}} \sin \hat{\theta} \cos \hat{\theta} \right) \end{aligned}$$

Il sistema (6.1) scritto in funzione del solo segnale di ingresso risulta il seguente:

$$\begin{cases} v_d = v_\alpha \frac{\cos \hat{\theta}}{1 - \sin^2 \hat{\theta}} \\ v_q = v_\alpha \left( -\sin \hat{\theta} + \frac{\cos \hat{\theta}}{1 - \sin^2 \hat{\theta}} \sin \hat{\theta} \cos \hat{\theta} \right) \end{cases} \quad (6.3)$$

Sostituendo nel (6.3) il generico segnale di ingresso ( $v_\alpha = U\cos\theta$ ) e ipotizzando che il suo angolo sia stimato correttamente ( $\theta = \hat{\theta}$ ), si ottiene la condizione di equilibrio desiderata, ovvero  $v_d = U$  e  $v_q = 0$ :

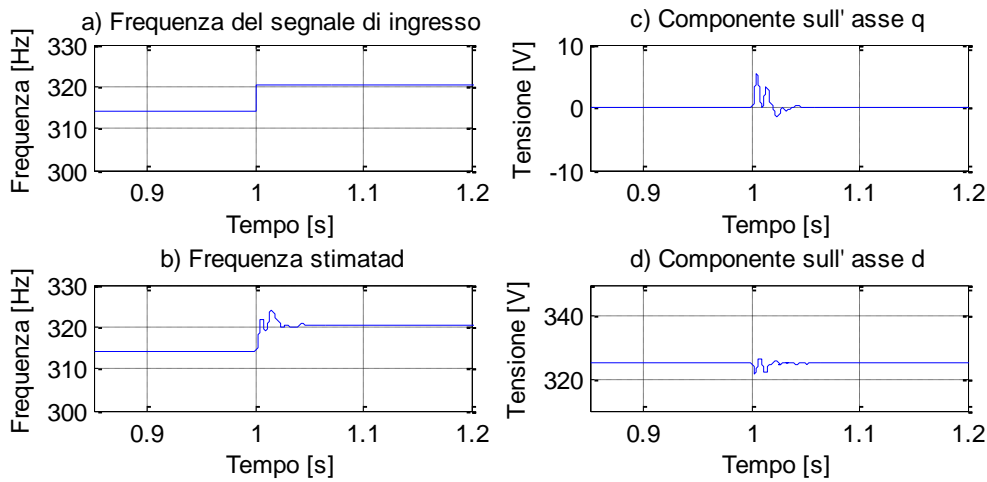
$$\begin{cases} v_d = U\cos\theta \frac{\cos\theta}{1 - \sin^2\theta} = U \\ v_q = U\cos\theta \left( -\sin\theta + \frac{\cos\theta}{1 - \sin^2\theta} \sin\theta\cos\theta \right) = 0 \end{cases} \quad (6.4)$$

La stima dei parametri di rete si ottiene progettando un controllore che stabilizzi il punto di equilibrio mostrato nel (6.4). A tale scopo si è usato un controllore di tipo PI con i seguenti parametri:  $k_p = 1$  e  $k_I = 200$ .

Durante i transitori il sistema si comporta in maniera differente, in quanto  $\theta \neq \hat{\theta}$ . In tali condizioni, il segnale  $v_d$  presenta delle armoniche ad alta frequenza che devono essere filtrate, per questo si utilizza un filtro passa basso LPF, avente la seguente funzione di trasferimento:

$$LPF(s) = \frac{\omega_c}{s + \omega_c}$$

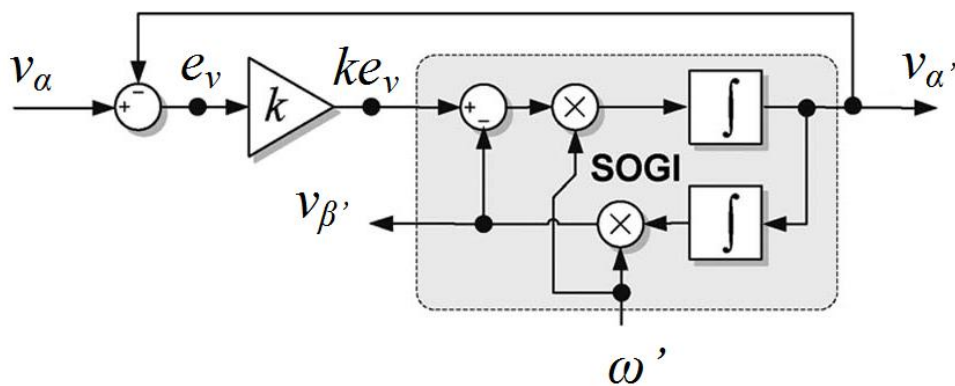
La simulazione in Figura 6.6 mostra la risposta dell'algoritmo alle variazioni del segnale di ingresso  $v_{rete} = 325\cos(2\pi 50t)$ . In particolare, al tempo  $t=1\text{sec}$ , viene data una variazione di frequenza da 50Hz a 51Hz. I parametri stimati convergono al valore reale in un tempo di circa 0,4 secondi, che corrispondono a due periodi del segnale d'ingresso.



**Figura 6.6.** a) Variazione di frequenza del segnale in ingresso  $v_\alpha$ . b) Frequenza stimata. c) Componente sull'asse q. d) Ampiezza stimata del segnale in ingresso.

### 6.2.2. FLL Frequency Locked loop

La tecnica di stima presentata in questo capitolo, utilizza un controllo di tipo *Proporzionale Risonante* per ricostruire il segnale in ingresso e stimarne quindi i parametri. Lo schema di controllo è mostrato in Figura 6.7 prende il nome di sistema SOGI (Second Order Generalized Integrator).



**Figura 6.7.** Schema di controllo del FLL

Si definisce con  $v_\alpha = U\cos(\omega t + \varphi)$  il segnale d'ingresso, e con  $v_\beta = U\cos(\omega t + \varphi)$  il rispettivo segnale in quadratura.

Le funzioni di trasferimento tra l'ingresso  $v_\alpha$  e le due uscite  $v_\alpha'$  e  $v_\beta'$  presentano una coppia di poli complessi e coniugati alla frequenza  $\omega'$ , con smorzamento proporzionale al parametro di controllo  $k$ .

$$D(s) = \frac{v_\alpha'(s)}{v_\alpha(s)} = \frac{k\omega' s}{s^2 + k\omega' s + \omega'^2}$$

$$Q(s) = \frac{v_\beta'(s)}{v_\alpha(s)} = \frac{k\omega'}{s^2 + k\omega' s + \omega'^2}$$

In corrispondenza di  $j\omega'$ , le due funzioni di trasferimento  $D(j\omega)$  e  $Q(j\omega)$ , presentano modulo unitario e sfasamento rispettivamente di  $0^\circ$  e  $90^\circ$ :

$$D(s) = \frac{v_\alpha'(j\omega')}{v_\alpha(j\omega')} = \frac{jk\omega'^2}{-\omega'^2 + jk\omega'^2 + \omega'^2} = 1$$

$$Q(s) = \frac{v_\beta'(s)}{v_\alpha(s)} = \frac{k\omega'}{-\omega'^2 + jk\omega'^2 + \omega'^2} = \frac{1}{j\omega'}$$

In conclusione,  $v_\alpha'$  e  $v_\beta'$  rappresentano una stima corretta del segnale di ingresso e del suo segnale in quadratura, se e solo se  $\omega' = \omega$ .

In tali condizioni si ha che la funzione di trasferimento tra il segnale d'ingresso e l'errore di stima tende giustamente a zero:

$$E(s) = \frac{e_v(s)}{v_\alpha(s)} = \frac{s^2 + \omega'^2}{s^2 + k\omega' s + \omega'^2}$$

$$E(j\omega') = \frac{e_v(j\omega')}{v_\alpha(j\omega')} = \frac{-\omega'^2 + \omega'^2}{jk\omega'^2} = 0$$

Una stima accurata della frequenza  $\omega$  del segnale di ingresso è indispensabile per ottenere la ricostruzione corretta dei segnali  $v_\alpha$  e  $v_\beta$ .

Dal diagramma di Bode delle funzioni di trasferimento  $E(s)$  e  $Q(s)$  mostrate in Fig. tot, si possono fare le seguenti osservazioni:

- $E(j\omega)$  e  $Q(j\omega)$  sono in fase per  $\omega < \omega'$ , e quindi il prodotto  $e_v v_\beta'$  risulterebbe un segnale sinusoidale con valor medio positivo.
- $E(j\omega)$  e  $Q(j\omega)$  sono in contro fase per  $\omega > \omega'$ , e il prodotto  $e_v v_\beta'$  risulterebbe un segnale sinusoidale con valor medio negativo.

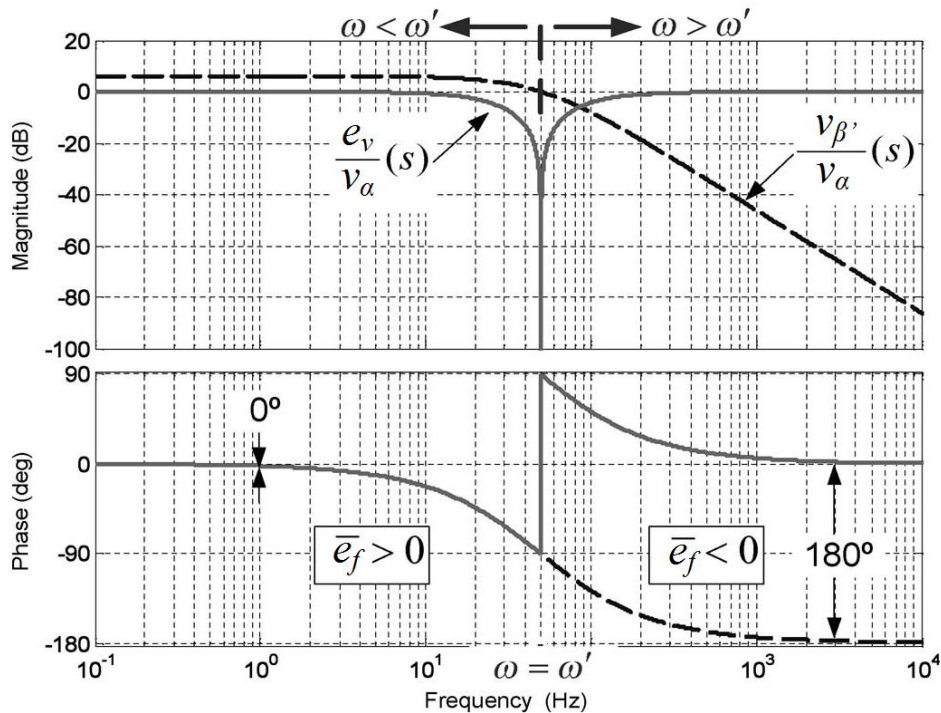


Figura 6.8. Diagramma di Bode delle funzioni di trasferimento  $E(s)$  e  $Q(s)$ .

L'errore di frequenza  $e_f$  può essere quindi definito come il prodotto tra il segnale  $e_v$  e il segnale  $v_{\beta'}$ . Per annullare tale errore si utilizza un controllore integrale con guadagno  $-\gamma$ .

Lo schema di controllo complessivo è mostrato in Figura 6.9.

Per quanto riguarda la taratura dei parametri di controllo, è necessario tenere in conto che aumentando  $k$  aumenta la velocità di ricostruzione dei segnali  $v_{\alpha'}$  e  $v_{\beta'}$ , ma allo stesso aumenta la sensibilità agli errori di stima della frequenza.

Allo stesso modo abbiamo che la velocità di convergenza della stima di frequenza aumenta all'aumentare del parametro  $\gamma$ .



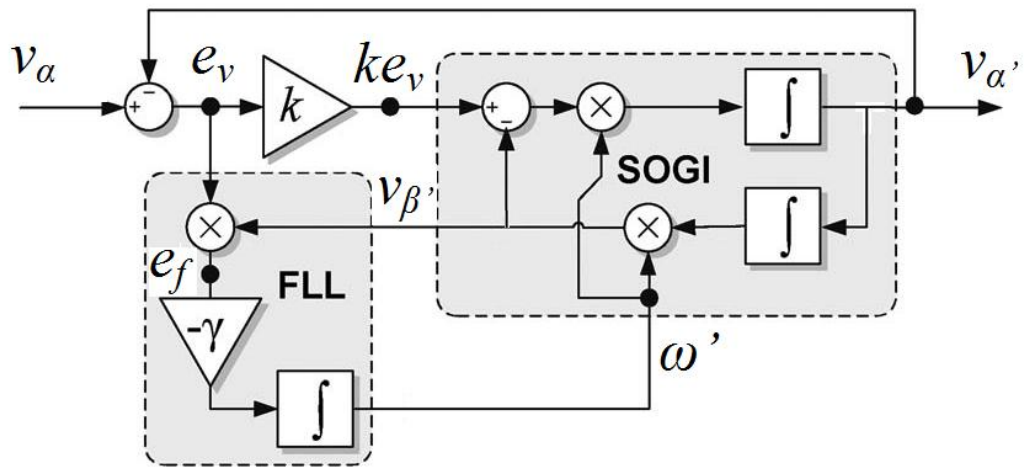


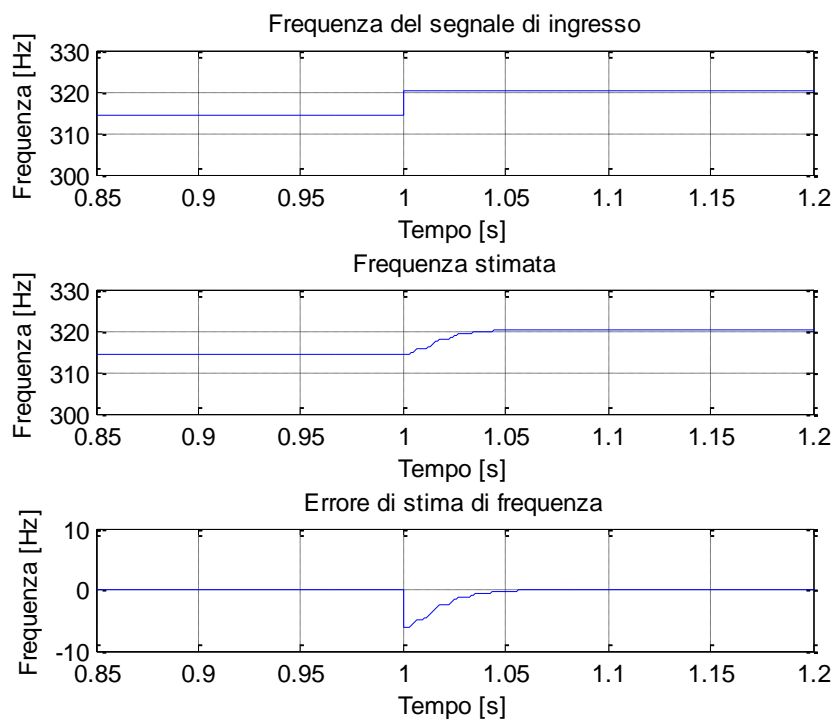
Figura 6.9. Inserimento del blocco di stima della frequenza di rete FLL.

Infine viene riportata una simulazione, effettuata in ambiente *Simulink*, che mostra il comportamento dell'algoritmo FLL a fronte di una variazione di frequenza del segnale d'ingresso (pari a 1Hz). Oltre alla stima della frequenza, è possibile ricavare anche il modulo  $|v_\alpha|$  e l'angolo  $\theta_\alpha$  del segnale  $v_\alpha$ , attraverso le seguenti formule:

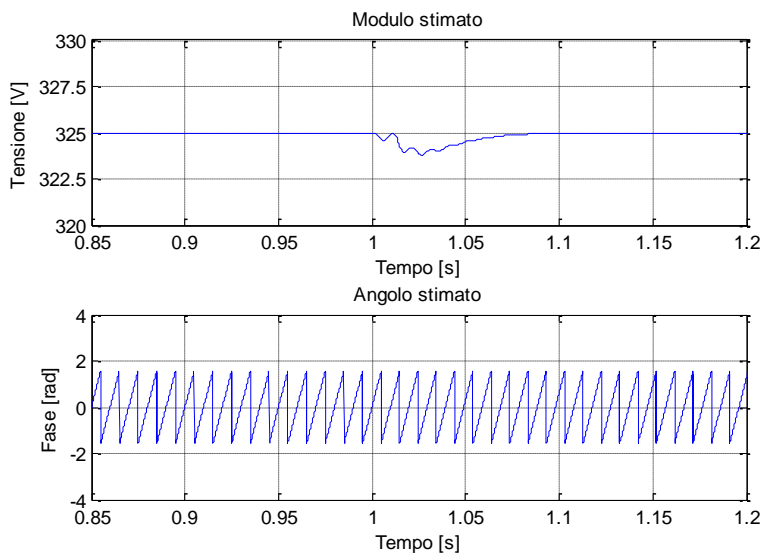
$$|v_\alpha| = \sqrt{(v'_\alpha)^2 + (v'_\beta)^2}$$

$$\theta_\alpha = \arctan\left(\frac{v'_\beta}{v'_\alpha}\right)$$

Nella Figura 6.11 viene riportata la stima di questi due parametri.



**Figura 6.10. a) Variazione di frequenza di  $v_\alpha$ . b) Frequenza stimata. c) Errore di stima della frequenza.**



**Figura 6.11. a) Modulo stimato. b) Angolo stimato.**

### 6.3. Algoritmo di alto livello

L'algoritmo di controllo che si vuole verificare prevede la gestione dello scambio di potenza con la rete in AC, agendo sulla carica e la scarica della batteria in funzione della potenza disponibile dal fotovoltaico e di quella richiesta dal carico. Le funzioni che svolge sono le seguenti:

- Ridurre le variazioni veloci dell'impianto fotovoltaico e del carico;
- Agire sulla carica e la scarica della batteria per massimizzare l'energia prodotta dall'impianto fotovoltaico e consumata dal carico;
- Fornire potenza attiva e reattiva alla rete in funzione delle richieste provenienti da un operatore di rete;
- Rendere più regolare il profilo della potenza immessa in rete, in modo da ridurre la modulazione degli impianti dispacciabili.

L'algoritmo di controllo, il cui diagramma a blocchi è mostrato in Figura 6.12, agisce a partire dalle misure della potenza prodotta dall'impianto fotovoltaico  $P_{PV}$ , dalla potenza assorbita dal carico  $P_{load}$  e dallo stato di carica della batteria. Attraverso queste misure, l'algoritmo genera i valori dei coefficienti  $\alpha$  e  $\beta$ , necessari per massimizzare lo sfruttamento della batteria, e i valori desiderati della potenza del carico  $P_{load}^*$  e della potenza prodotta dall'impianto fotovoltaico  $P_{PV}^*$ , che vengono utilizzati dall'algoritmo per la determinazione dello stato di funzionamento e per regolare la potenza scambiata con la rete elettrica.

In generale il funzionamento del sistema è il seguente:

- Se la potenza richiesta dal carico è maggiore di quella prodotta dall'impianto fotovoltaico e la batteria non è completamente scarica, l'inverter deve erogare la potenza necessaria a ridurre l'assorbimento di potenza da rete, determinando la scarica della batteria. Qualora la batteria fosse in parte scarica la potenza prodotta dall'impianto fotovoltaico viene utilizzata per compensare il carico. La ricarica della

batteria avviene non appena la generazione fotovoltaica supera l'assorbimento del carico;

- Se la potenza richiesta dal carico è minore di quella prodotta dal fotovoltaico e la batteria non è pienamente carica, deve garantire la carica della batteria immagazzinando l'energia in eccesso. Qualora la batteria fosse carica al limite superiore del SOC, l'inverter deve cedere tutta la potenza verso rete riducendo le eventuali variazioni della produzione fotovoltaica ed inseguendo il profilo  $P_{PV}^*$  desiderato.
- Se la batteria è scarica e l'orario è economicamente conveniente per caricarla, deve assorbire potenza da rete, mantenendo tale grandezza inferiore a un determinato limite. L'inverter può infatti assorbire al massimo la potenza prevista dai limiti contrattuali, stipulati con il distributore di energia elettrica, al netto della potenza del carico. Nel diagramma di Figura 6.12 è impostata come esempio la fascia oraria compresa tra le 12 a.m. e le 6 a.m., ma tale fascia può variare dinamicamente in funzione delle tariffe.

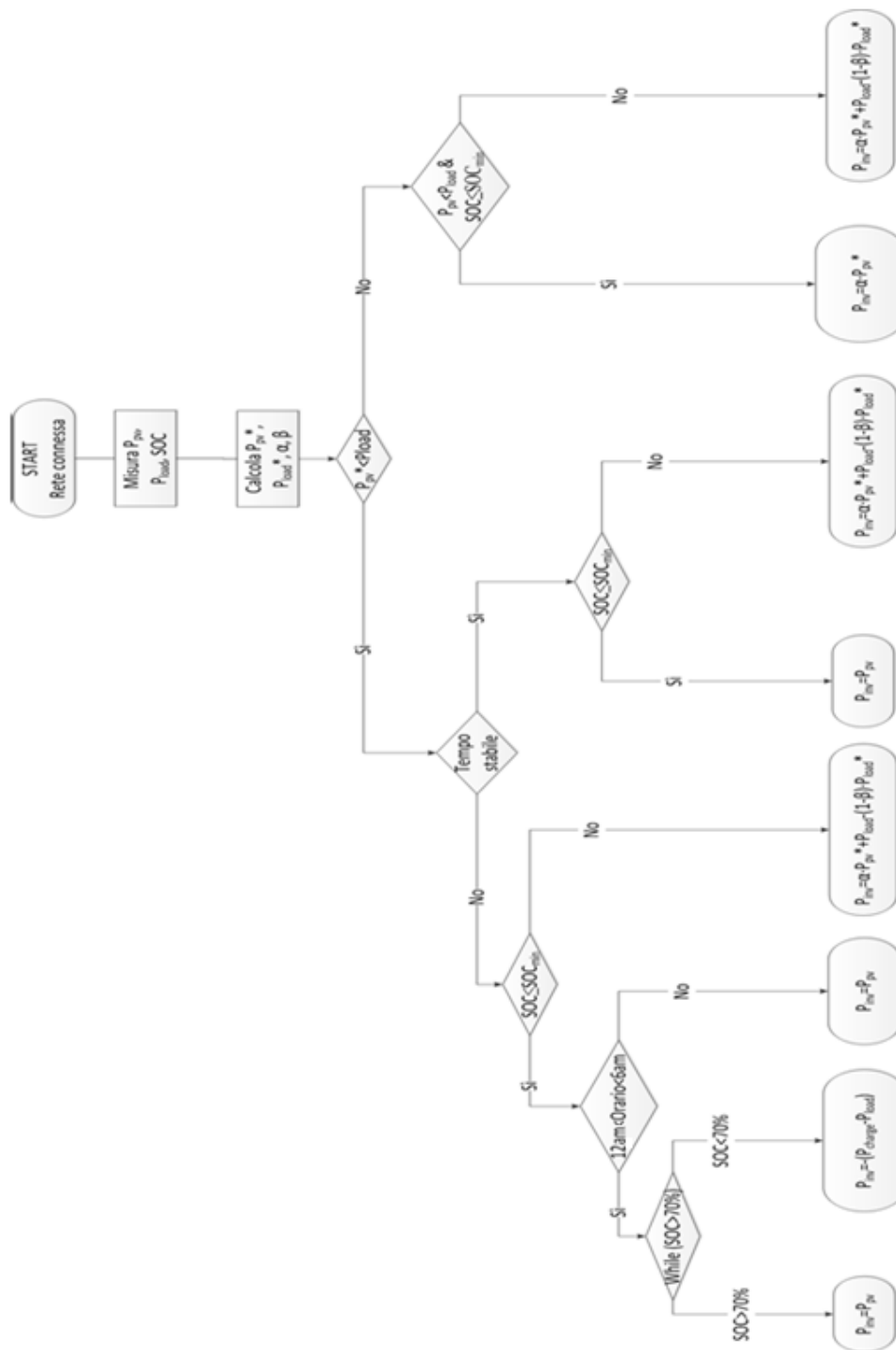


Figura 6.12 Diagramma a blocchi algoritmo di alto livello

La curva di produzione di un impianto fotovoltaico è caratterizzata da un andamento irregolare a causa di fenomeni aleatori, quali il passaggio di nubi o l'ombreggiamento parziale dell'impianto, che impediscono ai pannelli di essere colpiti da un irraggiamento costante nel tempo.

Per rendere più regolare il profilo di immissione in rete, l'algoritmo di alto livello deve poter agire sulla potenza erogata dall'inverter in modo tale che il profilo di produzione si avvicini il più possibile ad un andamento desiderato. Qualora si dovessero verificare dei fenomeni tali da far discostare sensibilmente la curva di produzione reale dall'andamento desiderato, la batteria permette la compensazione di tali scostamenti. A partire dai dati di produzione fotovoltaica relativa ai cinque giorni precedenti, l'algoritmo di controllo stima l'andamento del profilo di produzione tipico del periodo andando a mediare tali dati. Per evitare le ripercussioni determinate dai giorni caratterizzati da meteo instabile, l'algoritmo provvede a scartare le produzioni che si discostano da quelle del periodo. L'algoritmo di generazione del profilo desiderato prevede inoltre l'integrazione di informazioni relative alle previsioni meteorologiche. Nella versione dell'algoritmo in prova si è deciso di utilizzare solo l'informazione giornaliera di previsione meteo che discrimina i giorni che presentano meteo stabile da quelli con meteo instabile. Sulla base di questa informazione la batteria può essere caricata da rete nelle fasce orarie economicamente convenienti, qualora siano previste condizioni meteo instabili. Caricando la batteria nelle ore con tariffazione inferiore, che generalmente coincidono con i lassi temporali in cui il carico risulta più contenuto, è possibile svolgere inoltre una funzione di Time Shift e ridurre in questo modo l'assorbimento da rete durante le ore con maggior carico.

La carica tipica della batteria avviene, invece, prelevando parte dell'energia prodotta dall'impianto fotovoltaico, andando ad agire sulla potenza immessa dall'inverter in rete. La batteria si trova a erogare o assorbire la differenza tra la potenza effettivamente prodotta dall'impianto fotovoltaico e quella immessa in

rete. La carica della batteria avviene in modo tale da sfruttare le ore in cui si ha un'abbondanza di produzione fotovoltaica rispetto al carico locale, in modo tale da non trovarsi mai in condizione limite di funzionamento. La batteria viene quindi caricata maggiormente qualora la potenza disponibile sia grande e nel caso in cui lo stato di carica sia vicino al minimo; si caricherà in maniera minore qualora lo stato di carica sia prossimo al massimo e le richieste di carico siano elevate. Per preservare la vita della batteria e garantire una percentuale di energia da utilizzare durante il funzionamento in isola, lo stato di carica minimo della batteria è stato scelto pari al 20%, mentre il massimo pari al 82,5%.

L'energia immagazzinata in batteria attraverso la carica da fotovoltaico o mediante la ricarica da rete è utilizzata per compensare il carico visto dalla rete elettrica. La compensazione del carico è effettuata in modo tale da ridurre i picchi di potenza, livellare la curva di assorbimento e ridurre la potenza richiesta da rete. Per eliminare i picchi di assorbimento del carico, l'algoritmo di controllo agisce in modo tale da far erogare o assorbire all'inverter una potenza che permette di far vedere alla rete elettrica un carico medio.

L'utilizzo della media permette di ridurre le fluttuazioni e i picchi di carico, e l'aumento dell'autoconsumo è ottenuto riducendo l'ampiezza del carico visto dalla rete. Qualora la batteria si trovi in uno stato di carica compreso tra il 20% e il 82,5%, l'inverter deve essere in grado di erogare l'energia precedentemente caricata in batteria. In particolare l'inverter eroga una potenza che è funzione dello stato di carica della batteria. Qualora la batteria sia completamente carica il carico viene quasi totalmente compensato, mentre qualora la batteria non sia completamente carica la potenza erogata dall'inverter permette di compensare le fluttuazioni di carico rispetto al carico medio e ridurre la quota di potenza richiesta da rete.





## **7. Risultati delle simulazioni sul modello completo**

Il capitolo finale della tesi completa la trattazione finora svolta inserendo nel modello di simulazione la sequenza di avviamento dell'impianto e la partecipazione alla regolazione di frequenza di rete (secondo la normativa CEI 0-21).

Infine vengono mostrate delle simulazioni sul modello completo che tentano di coprire tutte le possibili condizioni operative dell'impianto (le quali dipendono dalle condizioni meteo e dalle scelte imposte dall'algoritmo di alto livello).

Tutte le simulazioni mostrate sono state condotte sul modello completo dell'impianto, costituito dai modelli ai valori medi di ogni singolo convertitore con il loro relativo controllo, dagli algoritmi di medio livello per l'MPPT e per la stima dei parametri di rete e dalle logiche necessarie all'avviamento e al funzionamento normale dell'impianto.

### **7.1. Avviamento del sistema**

Questo paragrafo è dedicato allo studio e alla simulazione della procedura di avviamento indispensabile per mettere in funzione l'impianto.

Per evitare di incorrere nella saturazione delle variabili di controllo, prima di avviare i regolatori locali, è necessario che i convertitori di potenza siano portati nel punto di equilibrio desiderato.

La procedura inoltre ha lo scopo di evitare il possibile danneggiamento dei componenti elettronici (quali condensatori, induttanze, transistor e diodi), che senza un'adeguata sequenza di operazioni di avviamento potrebbero essere sottoposti a sovratensioni o sovracorrenti.

Lo schema elettrico compreso degli interruttori necessari allo svolgimento della procedura è mostrato in Figura 7.1.

Nello schema compaiono anche due resistenze aggiuntive, che hanno lo scopo di aumentare la costante di tempo di carica dei condensatori di batteria e del condensatore fotovoltaico.

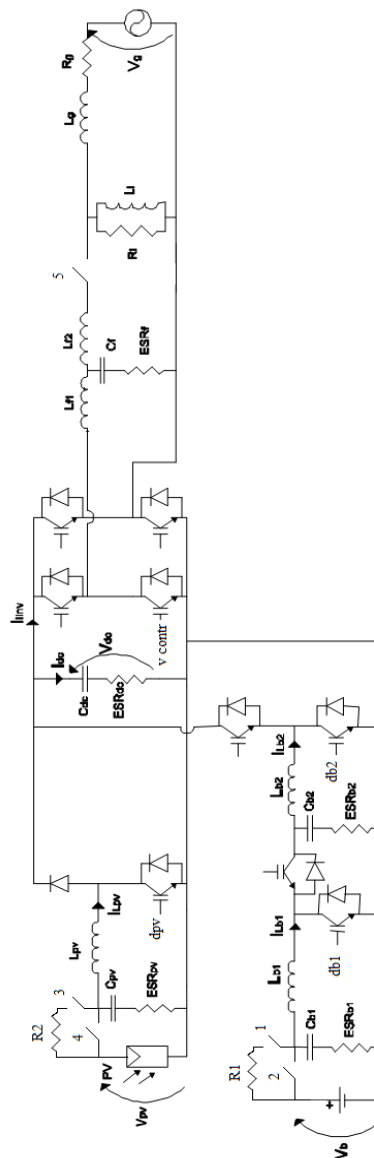
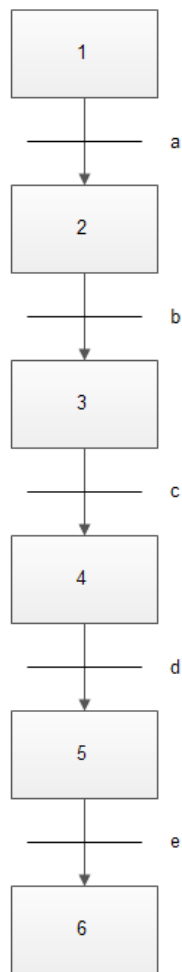


Figura 7.1 Schema elettrico dell'impianto con interruttori di avviamento



**Figura 7.2. Flow chart che descrive la procedura di avviamento dell'impianto**

Nella Figura 7.2, le etichette numeriche indicano gli stati in cui si trova il sistema, mentre le etichette letterali indicano le condizioni che devono essere verificate perché avvenga il passaggio da uno stato allo stato successivo.

**STATI:**

**1) Int. 1,2,3,4,5 aperti**

Stato iniziale; tutti i duty cycle dei dispositivi sono posti a zero.

**2) Int. 2,4,5 aperti; Int. 1,3 chiusi**

In questa fase, i condensatori  $C_{b_1}$  e  $C_{b_2}$  dei due convertitori dc-dc del SAE, si trovano direttamente collegati alla batteria, perciò avviene la carica alla tensione nominale di 96V (il cui tempo di carica è proporzionale al valore della resistenza R1). Contemporaneamente viene caricato il condensatore del convertitore fotovoltaico  $C_{pv}$ . Tutti i duty cycle dei dispositivi sono nulli.

**3) Int. 4,5 aperti; Int. 1,2,3 chiusi**

I duty cycle dei due convertitori dc-dc di batteria vengono posti al valore tale per cui le loro tensioni di uscita risultano rispettivamente pari a 200V e 400V. L'inverter e il fotovoltaico sono ancora scollegati dal bus in continua.

**4) Int. 4,5 aperti; Int. 1,2,3 chiusi**

Parte il controllo di batteria che mantiene costanti le tensioni in uscita dai due convertitori al valore di set point impostato (200V per il primo convertitore e 400V per il secondo).

**5) Int. 1,3 aperti; Int. 2,4,5 chiusi**

Una volta che la tensione sul bus in continua ha raggiunto il suo valore nominale è possibile avviare l'inverter agganciandolo alla rete elettrica mediante il FLL.

In una prima fase si pone il set point di potenza attiva a zero, per cui non si ha il passaggio di corrente verso rete.

Allo stesso istante in cui l'inverter viene agganciato alla rete, si avvia anche il blocco fotovoltaico. Modulando l'interruttore del convertitore dc-dc fotovoltaico viene mandato in conduzione il diodo che lo collega al DC-bus.

In questa fase, tutta la potenza generata dal campo fotovoltaico viene immagazzinata in batteria.

Il riferimento di tensione del controllo del convertitore dc-dc arriva direttamente dall'algoritmo MPPT, tramite il quale si tende a raggiungere la tensione ottima tale da avere il massimo trasferimento di potenza generata dai pannelli.

**6) Int. 1,3 aperti; Int. 2,4,5 chiusi**

Il riferimento di potenza attiva da inviare all'inverter viene portato al valore di tensione ottima sui pannelli con un andamento a rampa, dopodiché è possibile avviare la logica di alto livello. Il set point di potenza dell'inverter sarà quindi gestito da tale algoritmo.

**TRANSIZIONI:**

**a)  $t=0$  sec**

Parte la procedura di avviamento dell'impianto.

**b)  $t=0,6$  sec**

Il tempo  $t$  è calcolato in base al valore della capacità dei condensatori di batteria e al valore della resistenza  $R_1$ . Conoscendo quindi la costante di tempo di carica del primo condensatore  $\tau_1 = C_{b_1} R_1$  e quella del secondo  $\tau_2 = C_{b_2} R_2$ , si sceglie il tempo  $t$  in modo che entrambi abbiano raggiunto almeno il 95% del valore di regime.

**c)  $t=1,2$  sec**

Il tempo  $t$  è ancora una volta il tempo tale da garantire la carica dei condensatori fino alle due tensioni desiderate. Se il controllo di batteria fosse stato avviato a  $t=0$ , le variabili di controllo sarebbero andate in contro alla saturazione, per via della lontananza del sistema dal punto di equilibrio desiderato. Da questo momento in poi è possibile avviare il controllo del blocco SAE.

**d)  $(-0.1 < e_f < 0.1)$  and  $(399 < V_{dc} < 401)$**

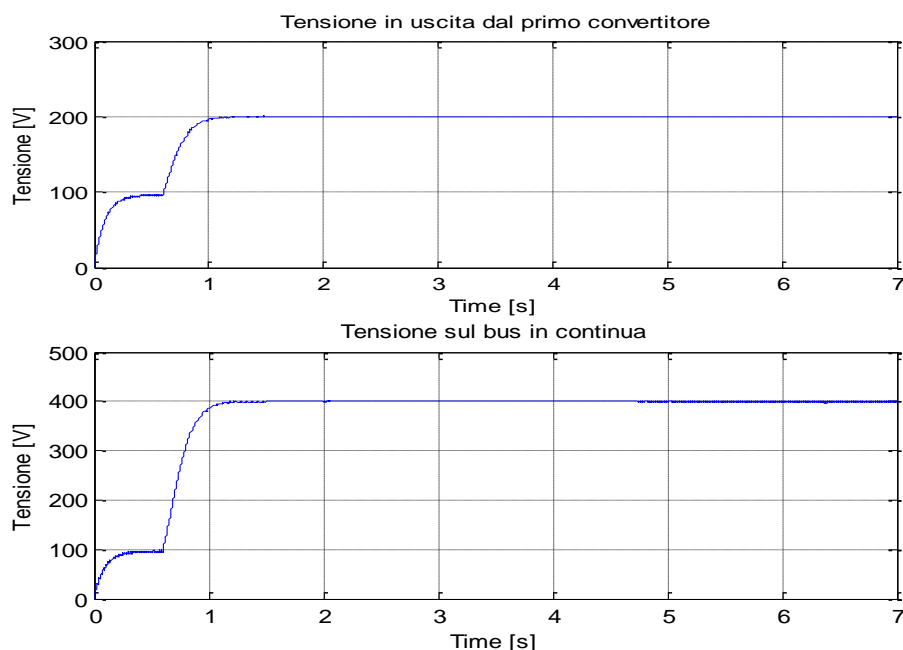
Se l'errore di stima della frequenza da parte dell'algoritmo FLL è minore di una certa soglia e la tensione sul DC-bus ha raggiunto il suo valore nominale, allora l'inverter può essere agganciato alla rete elettrica. Per motivi di sicurezza si impone che il fotovoltaico e l'inverter vengano avviati solo 0,8 secondi dopo lo scatto della transizione d.

e)  $P_{pv} = P_{pv_{max}}$

La condizione è verificata quando il sistema fotovoltaico ha raggiunto la tensione tale da avere il massimo trasferimento di potenza.

### 7.1.1. Simulazione della procedura di avviamento

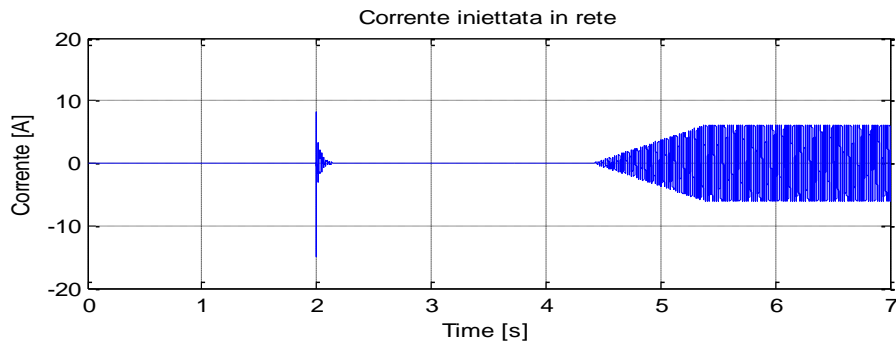
Per validare la procedura di avviamento studiata è stata fatta una simulazione in ambiente Simulink. La prima fase vede la carica dei due condensatori del SAE allo scopo di portare la tensione del DC-bus al suo valore nominale. La Figura 7.3 mostra l'andamento temporale delle tensioni in uscita dai due convertitori di potenza di batteria. Al tempo  $t=1,2\text{sec}$  parte il controllo di batteria che manterrà costanti le due tensioni al loro valore nominale.



**Figura 7.3 Tensione sui condensatori del SAE durante la fase di avviamento**

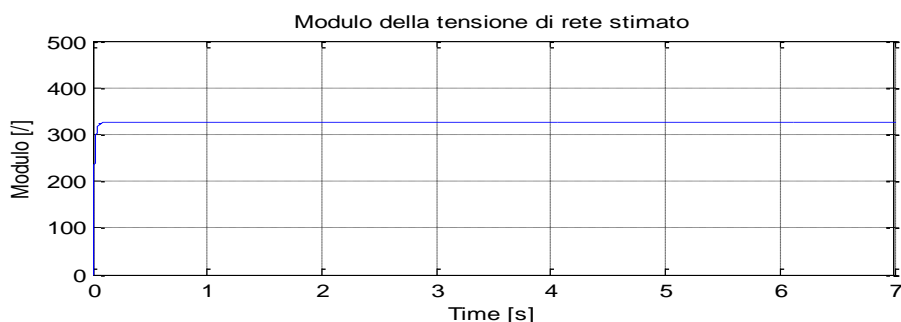
Una volta che la tensione sul bus ha raggiunto il valore desiderato di 400V, vengono messi in funzione il blocco inverter e il blocco fotovoltaico.

Il blocco inverter è infatti rimasto inizialmente scollegato dal bus in continua e dalla rete elettrica, come si vede dalla Figura 7.4.

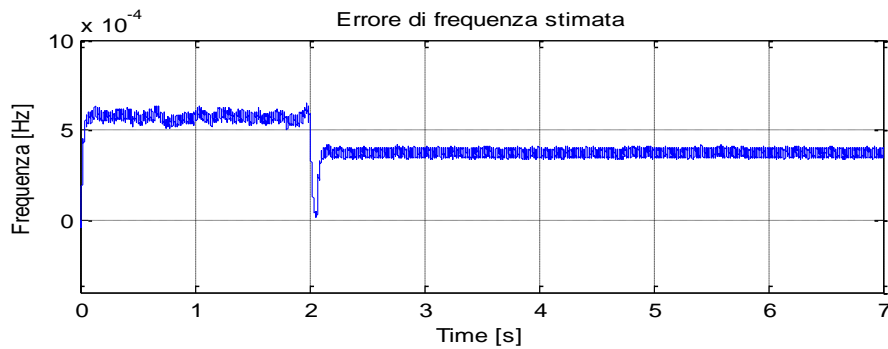


**Figura 7.4 Andamento temporale della corrente immessa in rete durante la procedura di avviamento.**

Al momento della chiusura dell'interruttore 5 si riscontrano delle oscillazioni sulla corrente controllata, dovute all'effetto della tensione di rete sul sistema di controllo. Si ricorda che la tensione di rete è vista come un disturbo di notevole entità, il quale effetto sulla corrente controllata viene attenuato solo dopo un certo transitorio. Tale effetto, una volta esaurito il transitorio, consiste nella diminuzione di 80mA del picco della corrente  $i_{L_{f1}}$  (come si è visto nel capitolo 4.1.4). La corrente d'inverter rimane nulla fino al momento in cui il fotovoltaico ha raggiunto la potenza massima generata. Allora il riferimento di potenza inviato all'inverter viene aumentato progressivamente raggiungendo il valore corrispondente alla potenza del fotovoltaico. Il riferimento di corrente dell'inverter deve essere ricostruito utilizzando la stima del modulo (Figura 7.5) e della frequenza di rete (Figura 7.6) effettuate dall'algorithmo FLL.

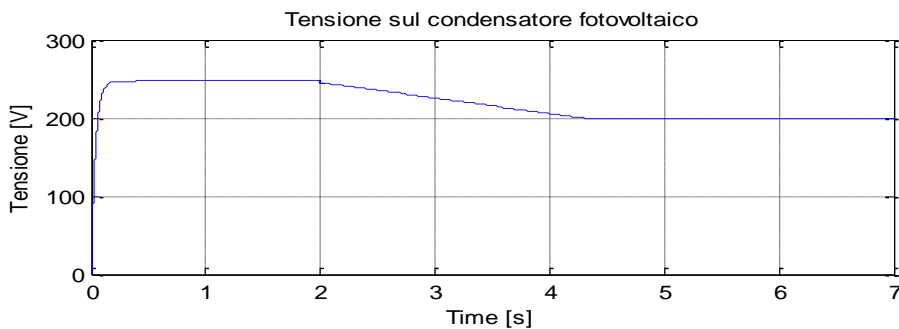


**Figura 7.5 Stima del modulo della tensione di rete dell'algorithmo FLL.**



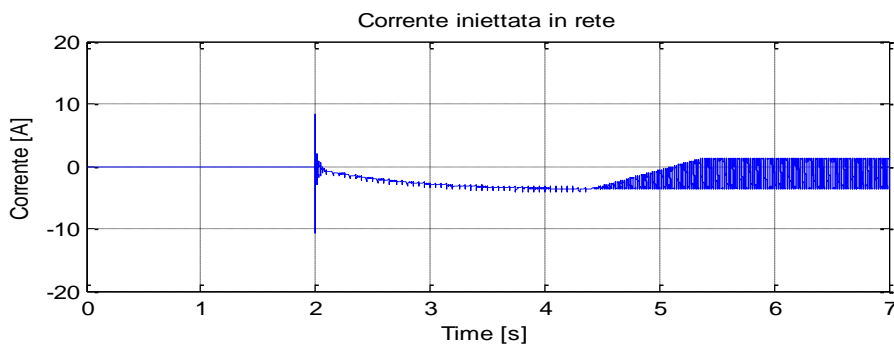
**Figura 7.6 Errore di frequenza stimata dall' FLL.**

La tensione sul condensatore fotovoltaico invece è mostrata in Figura 7.7. In una prima fase il convertitore dc-dc si trova scollegato dal bus, e si ha la carica del condensatore. Al tempo  $t=2\text{sec}$  viene avviato il controllo della tensione sui pannelli assieme all'algorithmo MPPT. L'irradianza è posta costante al valore di  $500\text{W/m}^2$ , corrispondente ad una tensione massima di 198V.



**Figura 7.7 Tensione sul condensatore fotovoltaico all'avviamento.**

Infine si mostra la corrente scambiata con il sistema di accumulo energetico (Figura 7.8), ovvero la somma algebrica della corrente fotovoltaica e di inverter.



**Figura 7.8 Corrente scambiata col SAE all'avviamento.**

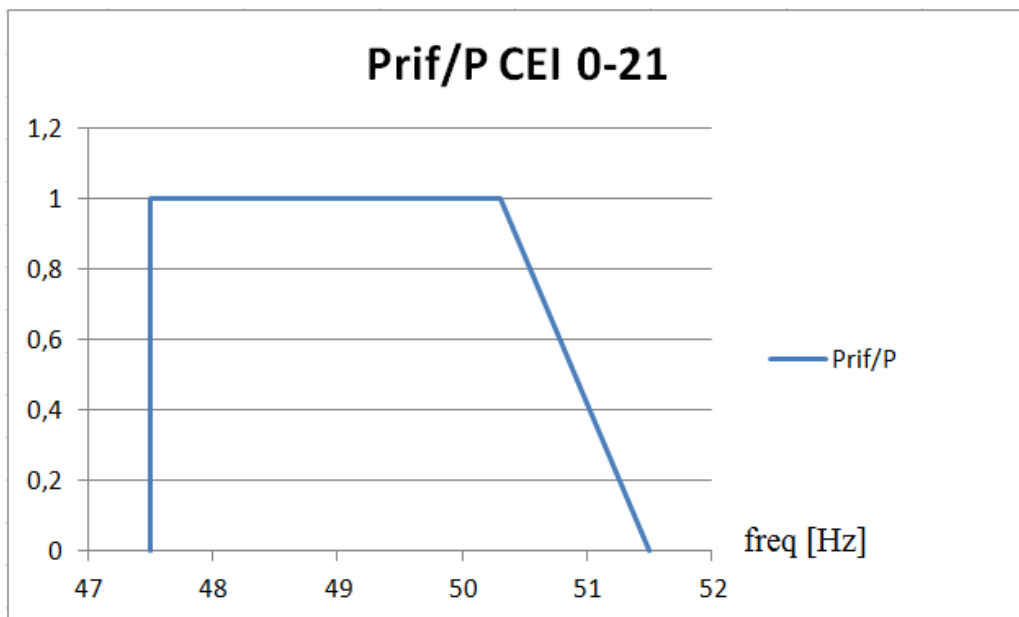


## 7.2. Regolazione di frequenza

L'impianto di generazione installato per la generica utenza domestica può partecipare alla regolazione della frequenza di rete, agevolando così il lavoro svolto dalle centrali elettriche. Tale operazione di regolazione è svolta semplicemente agendo sul set point di potenza attiva da inviare al controllo dell'inverter. In particolare, in presenza di sovra frequenza bisogna diminuire la potenza immessa in rete.

### 7.2.1. Regolazione secondo norma CEI 0-21

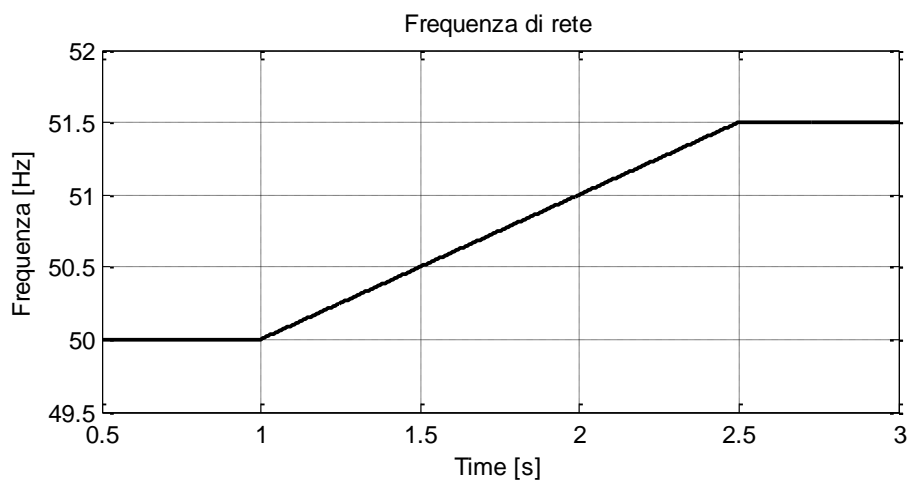
La normativa CEI 0-21 prevede che, nel caso in cui la frequenza di rete si discosti dal suo valore nominale, la potenza attiva immessa in rete deve rispettare una determinata curva di riduzione, mostrata in Figura 7.9.



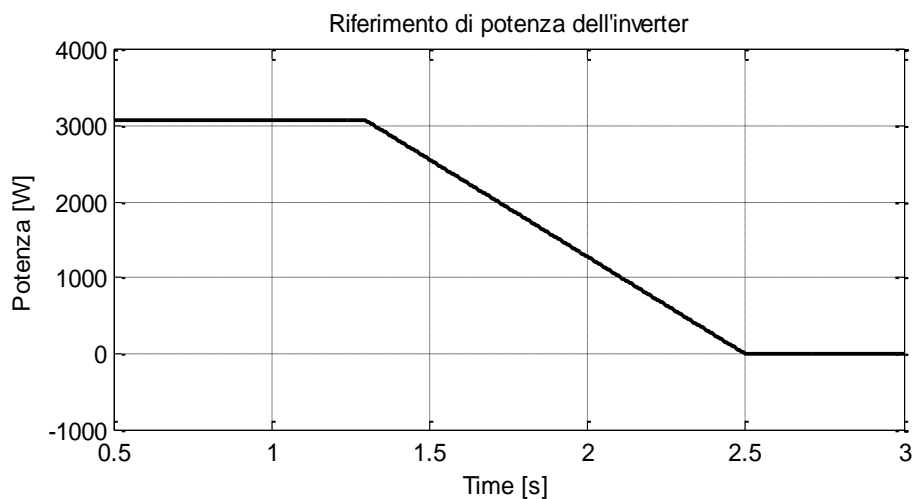
**Figura 7.9** Curva di riduzione della potenza generata, secondo la normativa CEI 0-21

Introducendo la regolazione di rete nel modello Simulink fin ora utilizzato si può verificare il comportamento delle variabili del sistema nel caso in cui la frequenza di rete raggiungesse valori molto elevati, e l'impianto fosse costretto a distaccarsi dalla rete elettrica. La seguente simulazione viene eseguita in tali

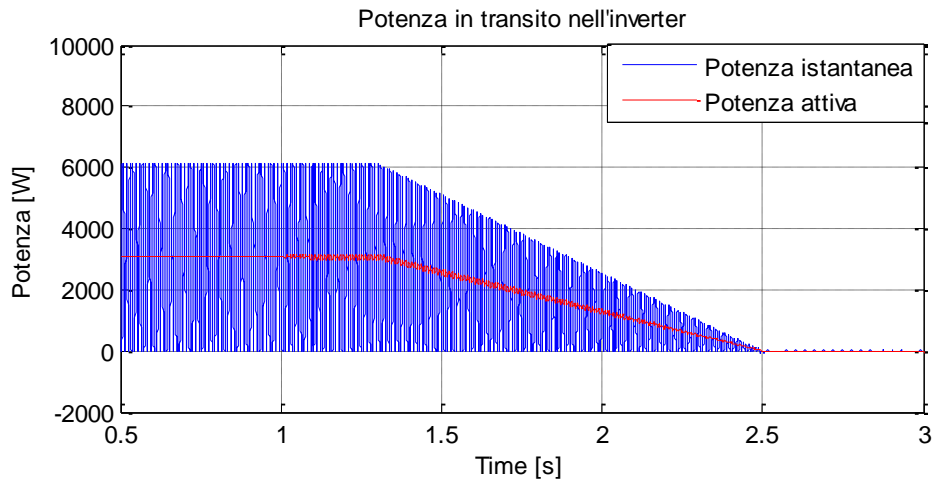
condizioni operative. In Figura 7.20 è riportata la frequenza di rete, la quale subisce una variazione all'istante di 1 secondo, che la porta ad un valore di 51,5Hz. Il riferimento di potenza attiva dell'inverter (Figura 7.11) segue la curva di riduzione sopra citata, fino ad annullarsi. La potenza misurata scambiata con la rete, riportata in Figura 7.12, insegue perfettamente il segnale di riferimento inviato al controllore dell'inverter. Quando quest'ultimo si annulla, tutta la potenza generata dal fotovoltaico dovrà fluire verso il sistema di accumulo, caricando la batteria (Figura 7.14).



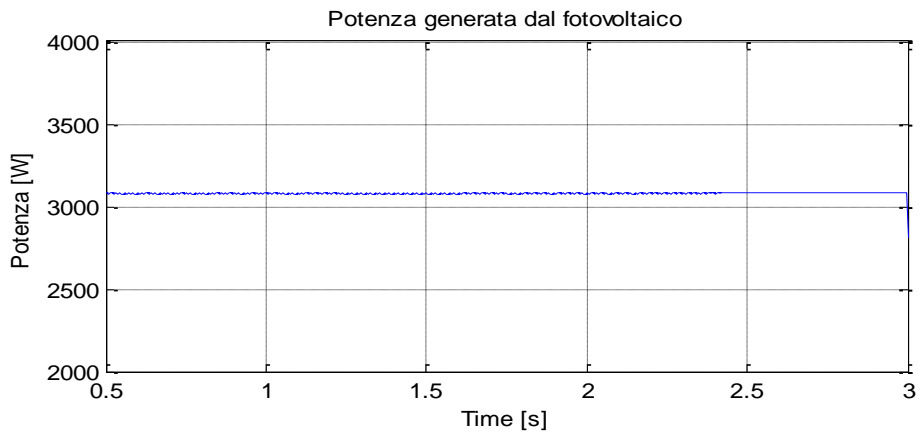
**Figura 7.10** Variazione della frequenza di rete



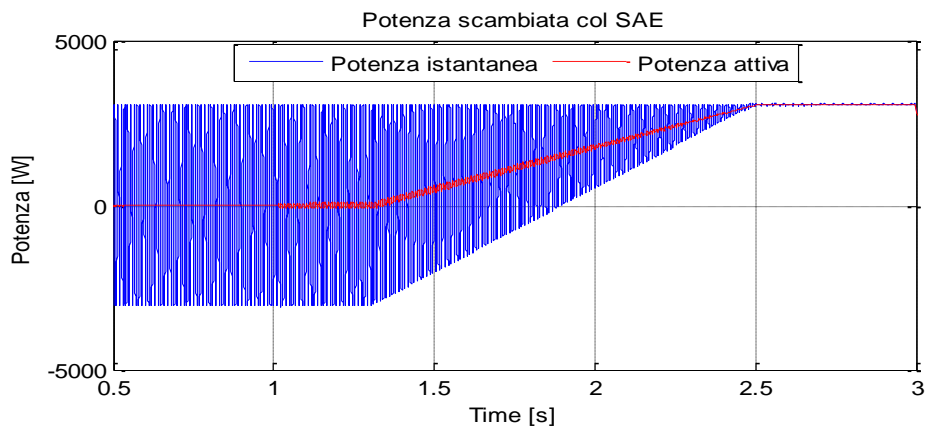
**Figura 7.11** Set point di potenza attiva dell'inverter



**Figura 7.12** Potenza istantanea e potenza attiva in transito nell'inverter



**Figura 7.13** Potenza generata dal fotovoltaico



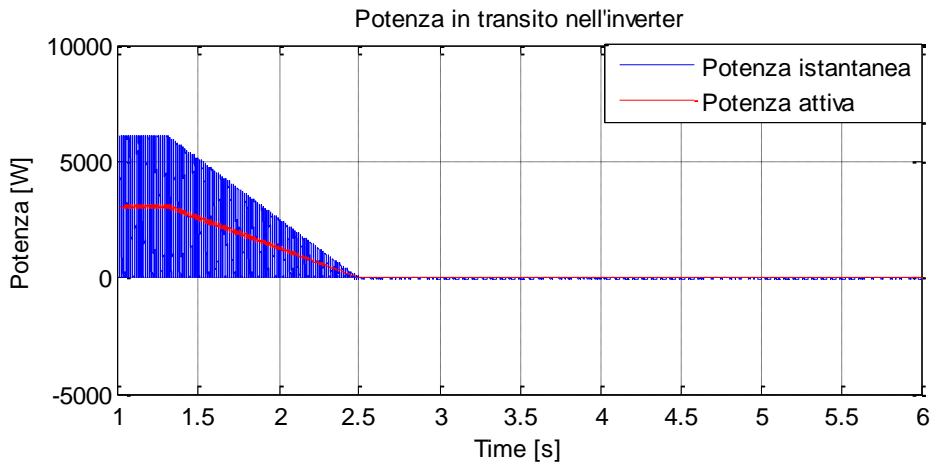
**Figura 7.14** Potenza scambiata col SAE

### **Caso in cui la batteria è completamente carica**

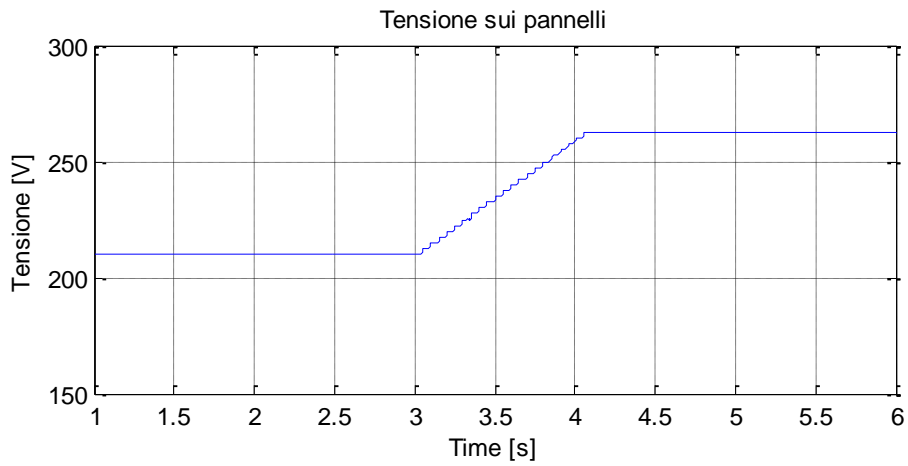
Per concludere la trattazione si è voluto studiare un caso particolare, che risulta essere fonte di pericolo per il corretto funzionamento del sistema. Si ipotizza che la frequenza di rete salga ad un valore superiore a 51,5Hz e che lo stato di carica della batteria sia molto elevato. Secondo la curva di riduzione mostrata in precedenza, la potenza fluente verso rete deve essere posta a zero. In queste condizioni, tutta la potenza generata dal fotovoltaico viene assorbita dal sistema di accumulo energetico, andando a caricare la batteria.

Se la batteria presentasse uno stato di carica prossimo al 100%, essa non sarebbe in grado di assorbire la potenza fotovoltaica. Per evitare di incorrere in questo pericolo si è pensato di implementare una logica che tenda a diminuire la potenza generata fino a portarla al valore nullo (ciò è possibile aumentando la tensione ai capi del campo fotovoltaico fino al valore di tensione a vuoto dei pannelli). A sostegno della strategia appena trattata è stata fatta una simulazione in ambiente Simulink.

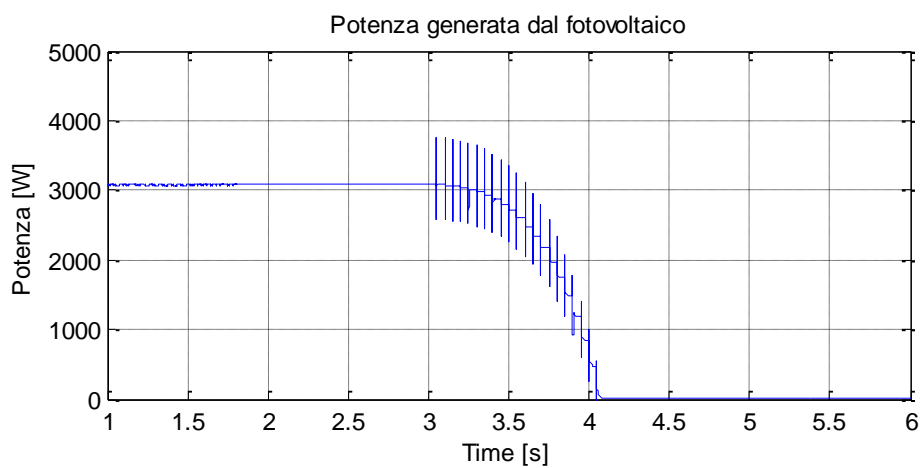
La frequenza di rete subisce una variazione a rampa al tempo  $t=1\text{sec}$ , che la porta dal valore di 50Hz ad un valore pari a 51,5Hz, come già mostrato in Figura 7.10. Di conseguenza il riferimento di potenza attiva dell'inverter deve diminuire fino ad annullarsi. Al tempo  $t=3\text{sec}$  la logica implementata rileva che la batteria ha raggiunto uno stato di carica pericolosamente elevato, per cui viene sganciato l'MPPT che viene sostituito da un segnale di riferimento che tende ad aumentare la tensione sui pannelli (tale segnale è costituito da una successione di gradini).



**Figura 7.15 Potenza in transito nell'inverter**



**Figura 7.16 Tensione sui pannelli fotovoltaici**



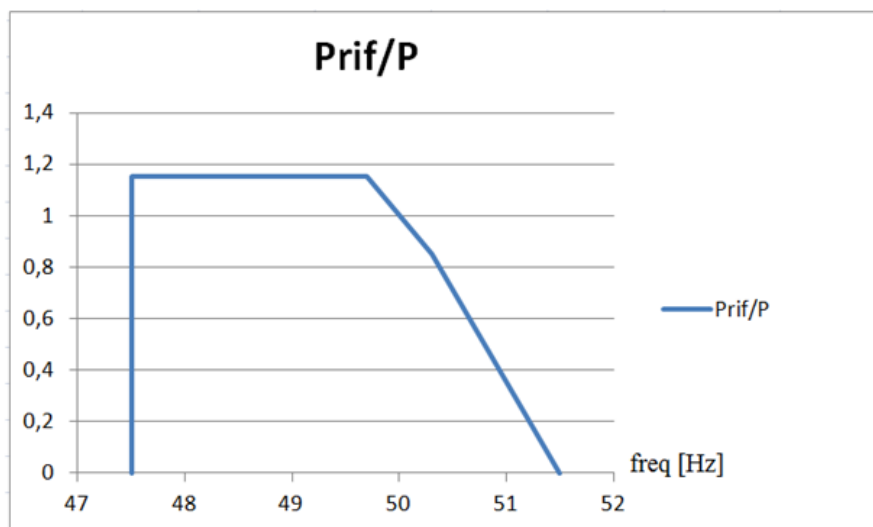
**Figura 7.17 Potenza generata dal fotovoltaico**

### 7.2.2. Regolazione continuativa della frequenza

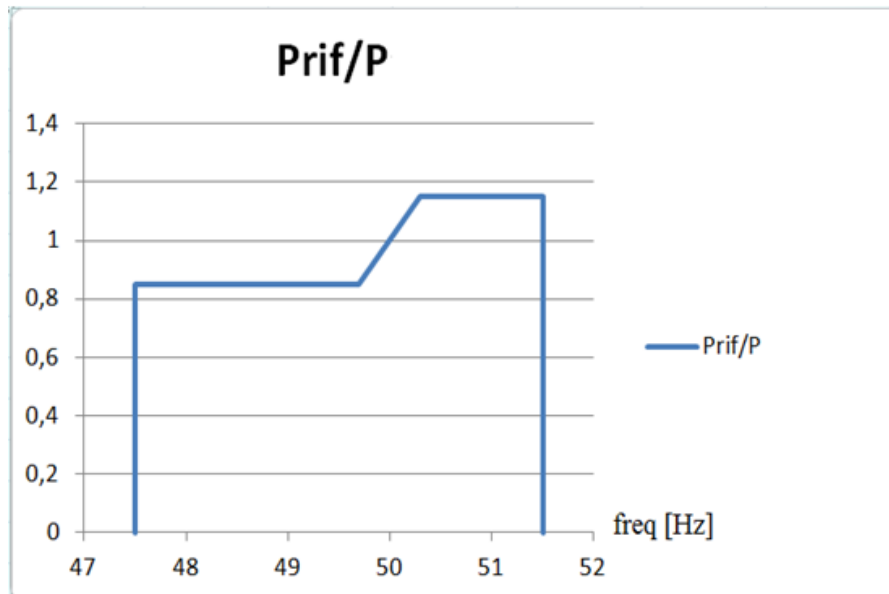
La normativa CEI 0-21 si riferisce esclusivamente ad impianti da fonte rinnovabile non programmabile connessi alla rete. Tale curva prevede solo una riduzione della potenza per sovra frequenza data l'impossibilità di un impianto da fonte rinnovabile di produrre un eccesso di potenza.

Tuttavia, l'impianto preso in esame funziona sia da generatore che da carico ed è inoltre dotato di un Sistema di Accumulo che permette di aumentare la potenza ceduta alla rete. Per questo motivo è stato pensato un profilo alternativo che potrà essere utilizzato in futuro.

Nel caso in cui la potenza viene ceduta alla rete elettrica (e quindi venduta), la si applica la curva di riduzione mostrata in Figura 7.18; nel caso in cui la potenza viene assorbita dalla rete (e quindi acquistata), bisogna applicare la curva di Figura 7.19.

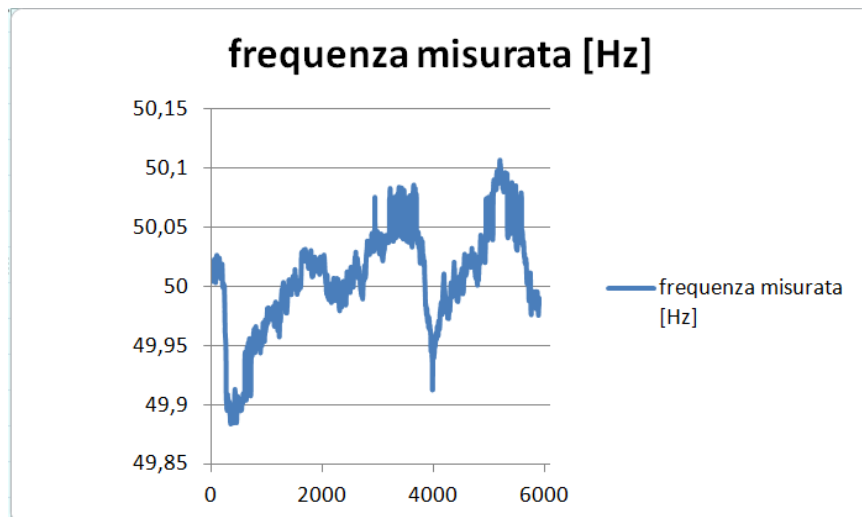


**Figura 7.18** Curva di riduzione della potenza attiva in funzione della frequenza di rete, nel caso di potenza ceduta alla rete



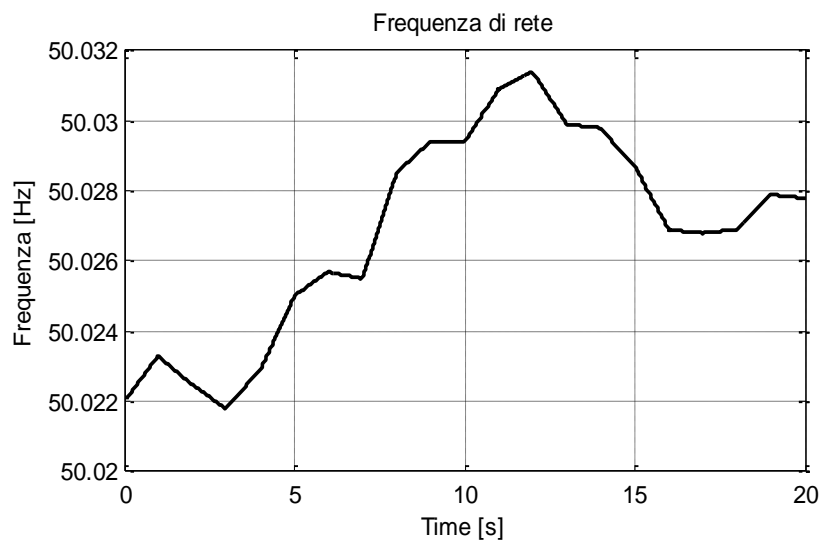
**Figura 7.19** Curva di riduzione della potenza in funzione della frequenza, nel caso di potenza acquistata dalla rete

Il modello Simulink costruito è stato così arricchito inserendo la regolazione di frequenza appena citata. E' stata fatta quindi una simulazione utilizzando i dati reali della frequenza di rete relativi ad una giornata (ogni secondo viene effettuata una misura).

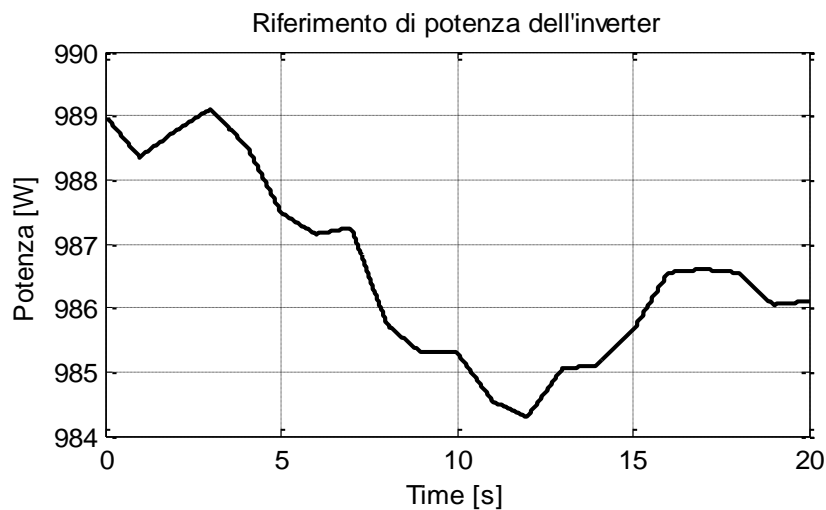


**Figura 7.20** Dati di frequenza relativi ad una giornata

La potenza attiva dell'inverter derivante dall'algoritmo di alto livello risulta immessa in rete e presenta un valore pari 1000W. Per comodità si utilizzano soltanto 20 dati (Figura 7.21) prelevati da quelli mostrati in Figura 7.20. In seguito alle variazioni di frequenza imposte, il riferimento di potenza da dare all'inverter deve rispettare la curva di riduzione sopra citata, per cui il risultato sarà un set point variabile come in Figura 7.22.



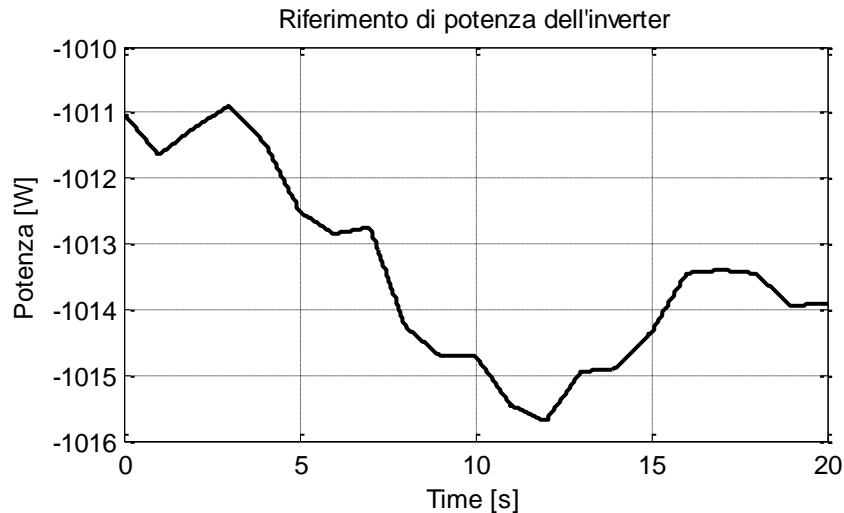
**Figura 7.21** Variazione di frequenza della tensione di rete



**Figura 7.22** Set point di potenza attiva da inviare all'inverter



Nel caso in cui la potenza desiderata fosse invece acquistata dalla rete elettrica (e quindi di segno negativo rispetto alle convenzioni prese), si avrebbe il riferimento di Figura 7.23.



**Figura 7.23 Riferimento di potenza attiva dell'inverter**

### **7.3. Algoritmo di alto livello**

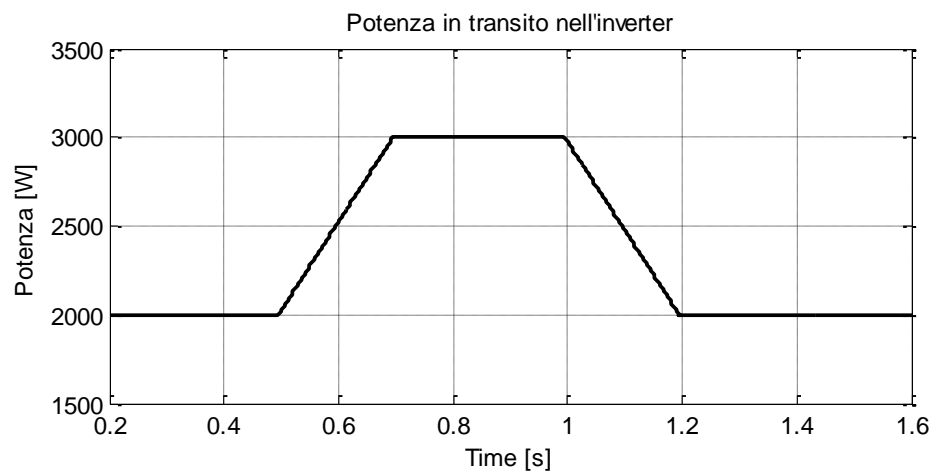
In questo capitolo vengono riportate diverse simulazioni in ambiente Simulink eseguite sul sistema complessivo. Lo scopo delle simulazioni è quello di verificare la risposta del sistema alle variazioni degli ingressi (set point di potenza in arrivo dall'algoritmo di alto livello), e la risposta ai disturbi (irradianza solare, richieste di potenza reattiva dal DSO).

#### **7.3.1. Variazione del set point di potenza attiva dell'inverter**

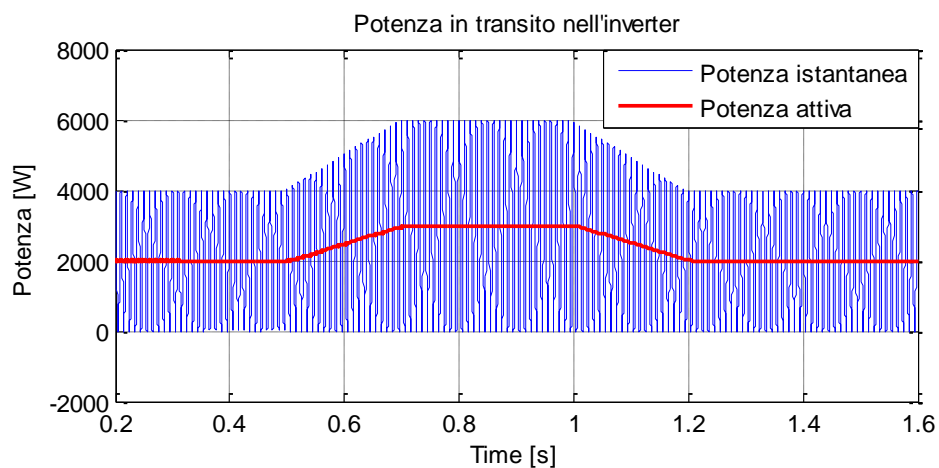
Si ipotizza che la potenza generata dal fotovoltaico sia costante e pari a 3KW per tutta la durata della simulazione (Figura 7.26); il set point di potenza attiva in transito attraverso l'inverter è invece mostrato in Figura 7.24.

Nella fase iniziale in cui la potenza generata è maggiore di quella verso rete, si ha la carica della batteria.

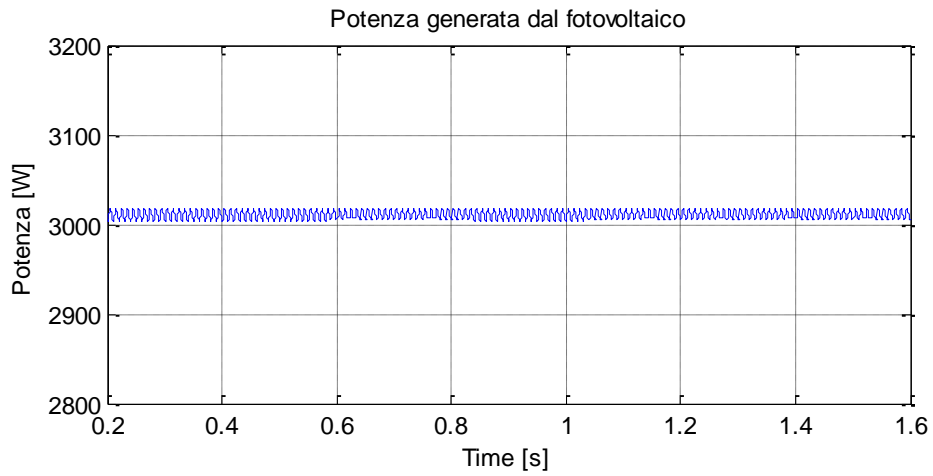
Successivamente le due potenze si eguagliano, di conseguenza si annulla la potenza scambiata con la batteria (Figura 7.27). La tensione sul DC-bus è mantenuta costante a 400V dal controllore del SAE (Figura 7.28).



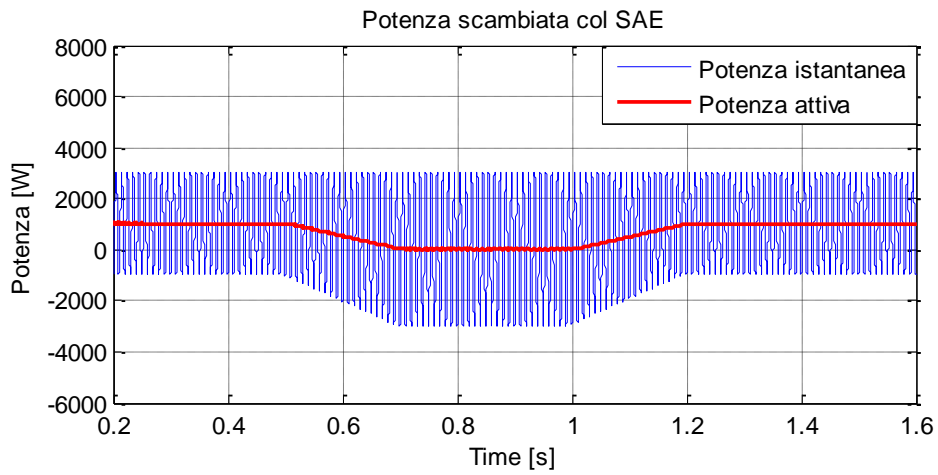
**Figura 7.24 Set point di potenza attiva dell'inverter**



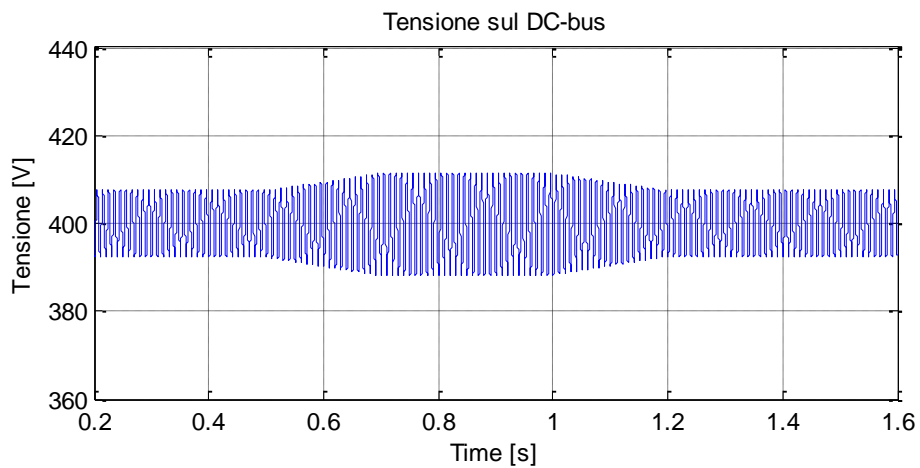
**Figura 7.25 Potenza in transito nell'inverter**



**Figura 7.26 Potenza generata dal fotovoltaico**



**Figura 7.27 Potenza scambiata con il SAE**



**Figura 7.28 Tensione sul bus in continua**

### 7.3.2. Variazione di irradianza solare

La simulazione seguente mostra cosa accade nel caso in cui l'irradianza solare subisce una variazione rapida a salire. In seguito a tale variazione, l'MPPT inizia la ricerca del punto di massima potenza (raggiunto intorno a  $t=1,4\text{sec}$ ). Interessante notare come la batteria passi dalla condizione di scarica alla condizione di carica.

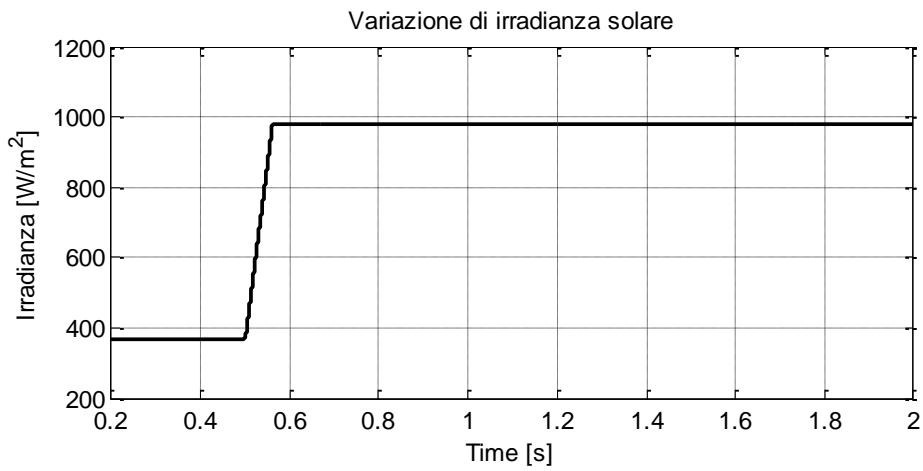


Figura 7.29 Variazione di irradianza solare a salire

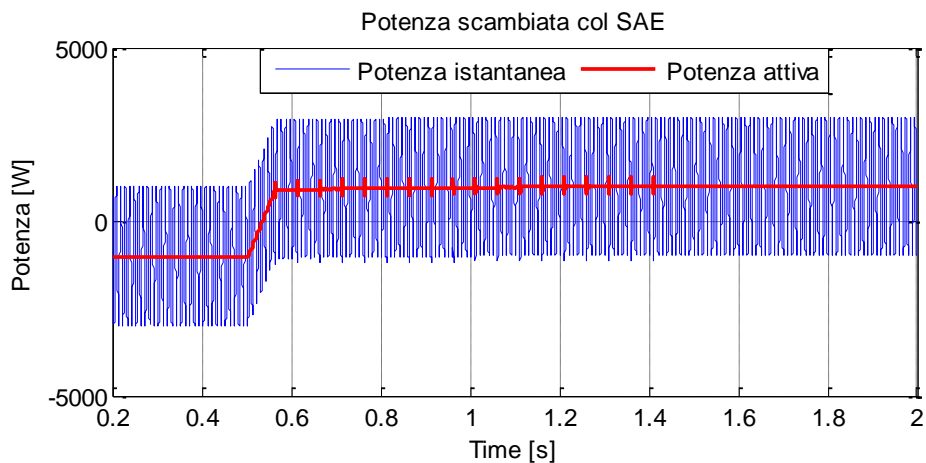
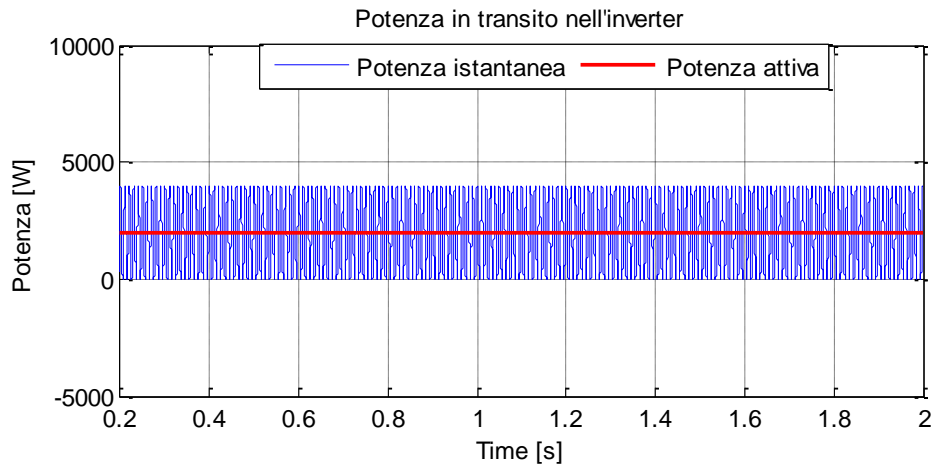
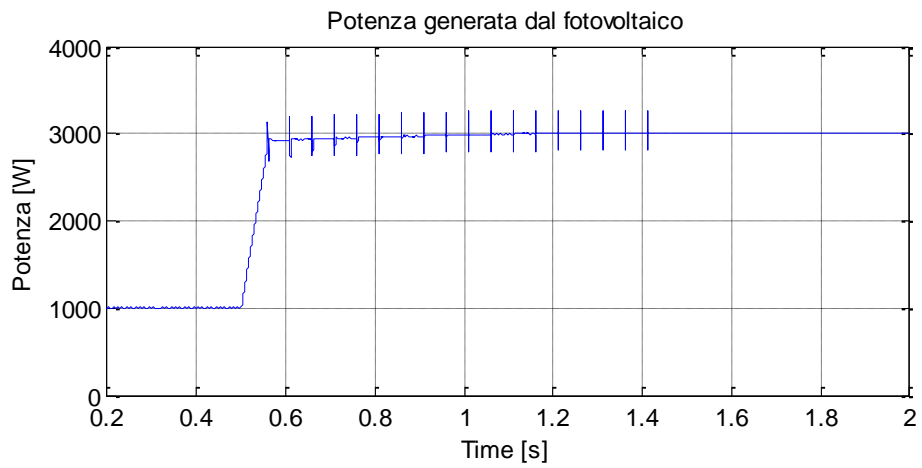


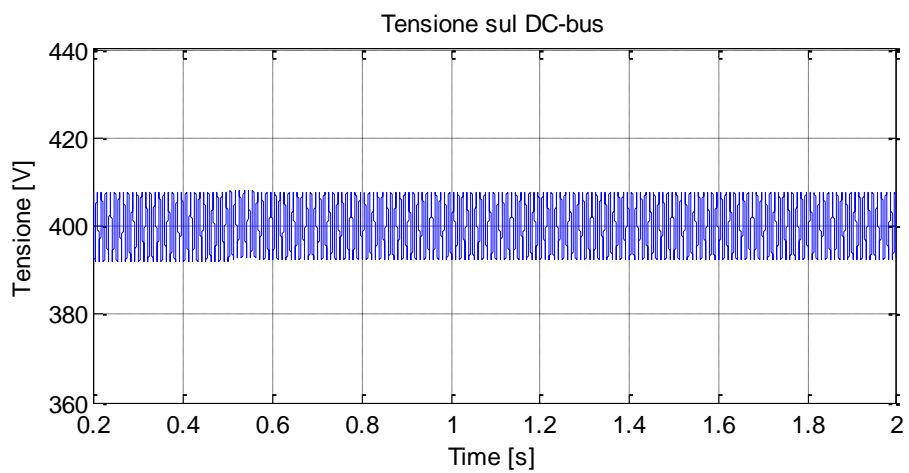
Figura 7.30 Potenza scambiata con il SAE



**Figura 7.31** Potenza in transito nell'inverter

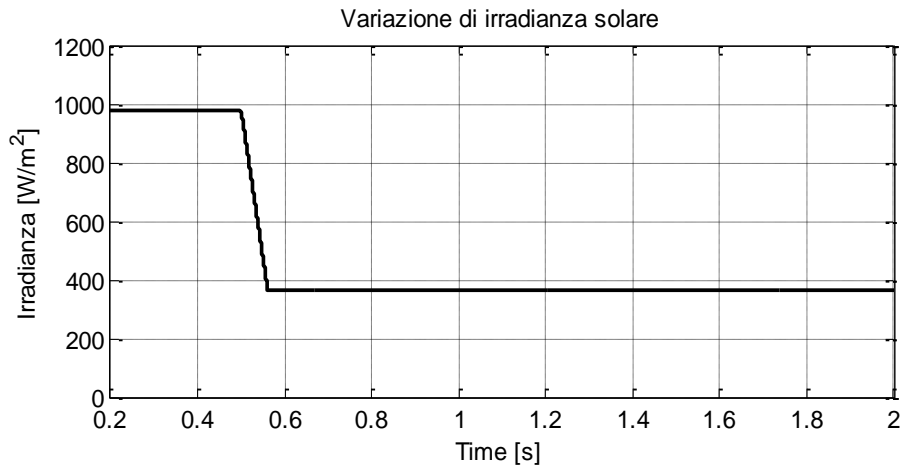


**Figura 7.32** Potenza generata dal fotovoltaico

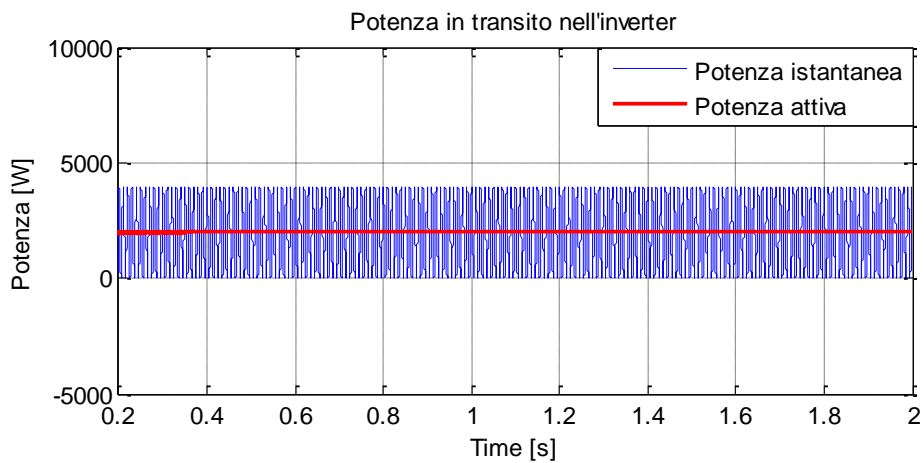


**Figura 7.33** Tensione sul DC-bus

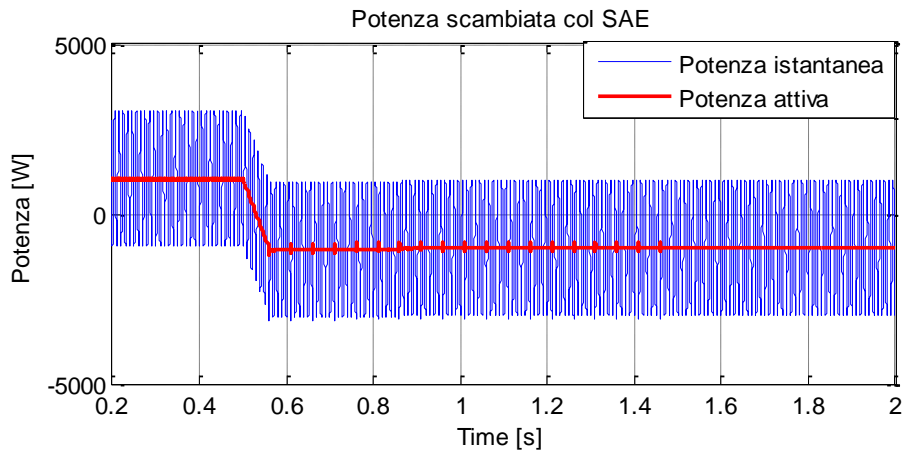
La simulazione che segue (Figura 7.24Figura 7.28 )mostra invece cosa accade nel caso in cui l'irradianza solare presenti una variazione rapida a scendere.



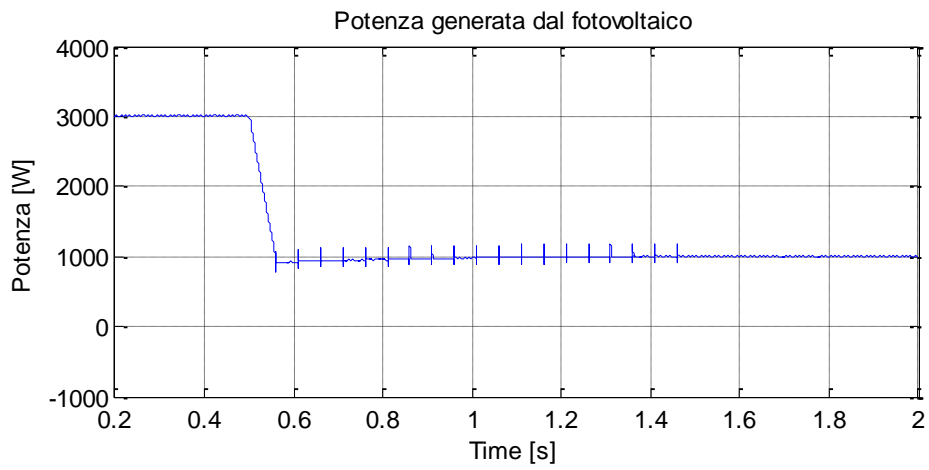
**Figura 7.34** Variazione di irradianza solare a scendere



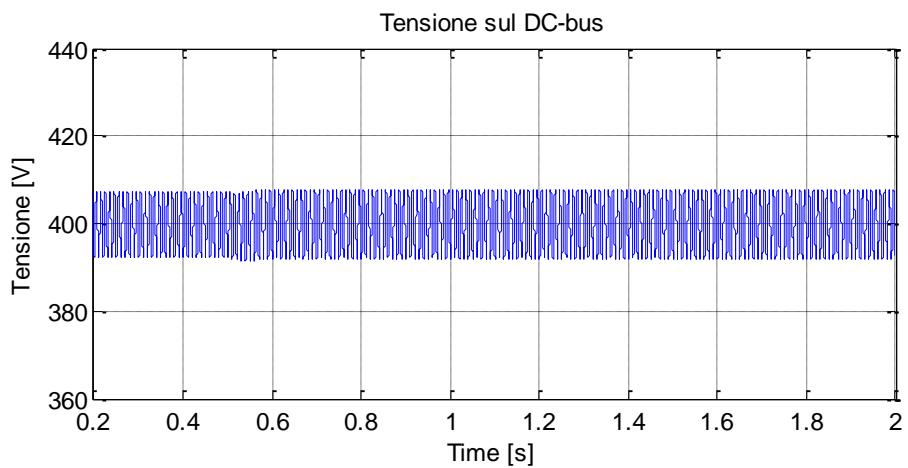
**Figura 7.35** Potenza in transito nell'inverter



**Figura 7.36** Potenza scambiata con il SAE



**Figura 7.37** Potenza generata dal fotovoltaico



**Figura 7.38** Tensione sul DC-bus

### 7.3.3. Richiesta di potenza reattiva dal DSO

Il DSO (Distribution System Operator) può inviare all'utenza domestica determinate richieste di potenza reattiva, a seconda delle proprie esigenze.

Nella simulazione di viene data una variazione del set point di potenza reattiva scambiata con la rete. Tale set point è inviato al controllo dell'inverter.

La potenza attiva fluente verso rete è invece pari alla potenza generata dal fotovoltaico. In queste condizioni, la potenza scambiata con la batteria è nulla.

Aumentando la potenza reattiva verso rete e mantenendo costante la potenza attiva, si incrementa il modulo della potenza apparente, il che corrisponde ad un aumento del modulo della corrente verso rete (siccome il modulo della tensione di rete è supposto costante).

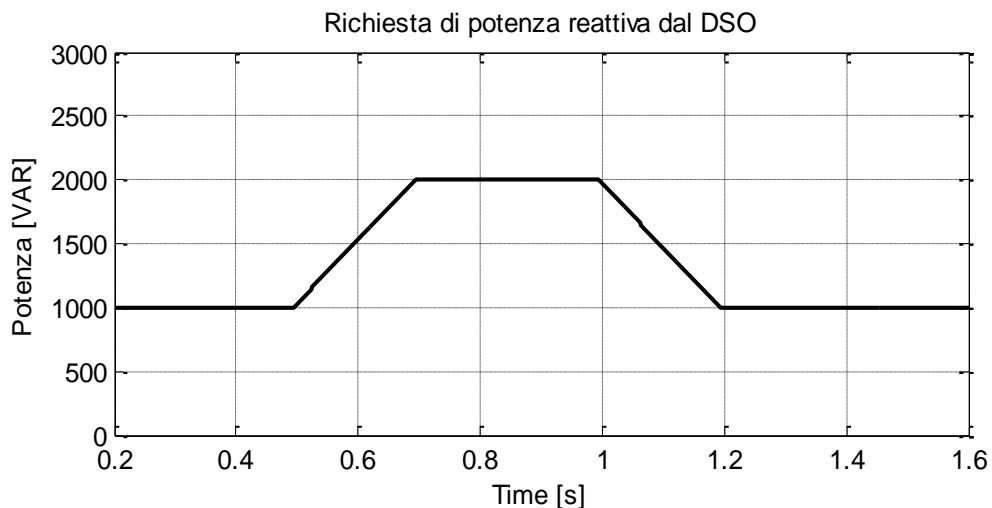
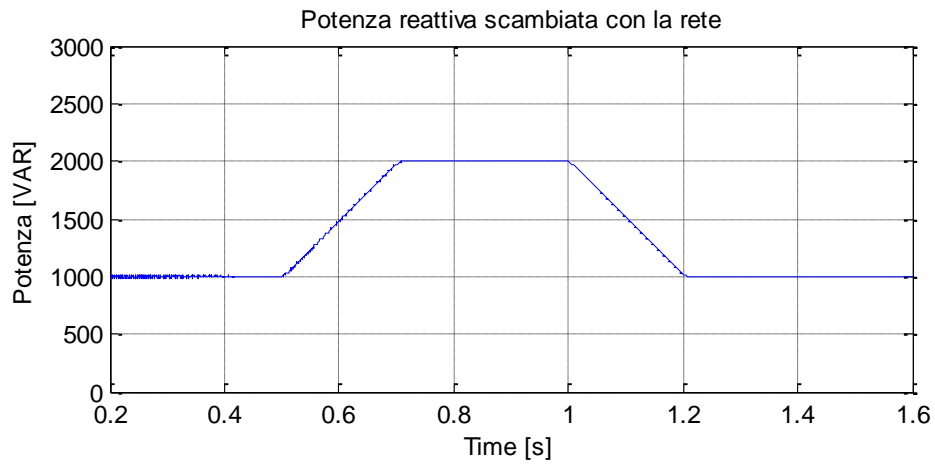
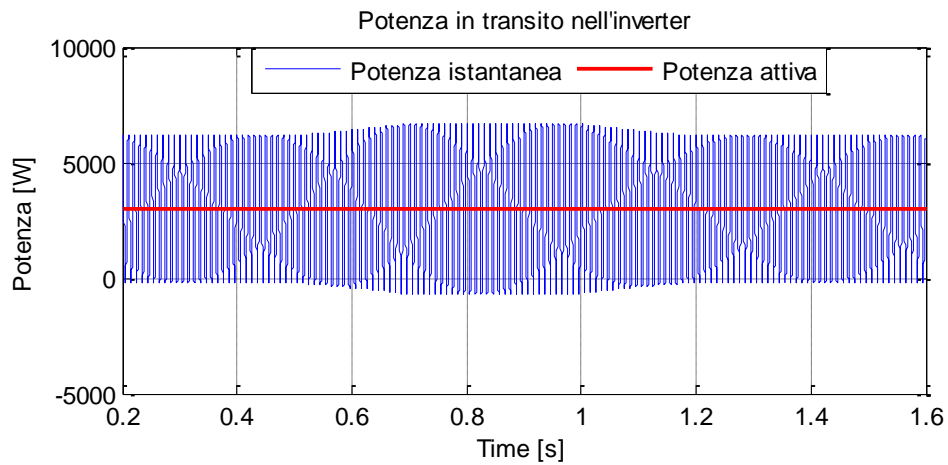


Figura 7.39 Potenza reattiva richiesta dal DSO

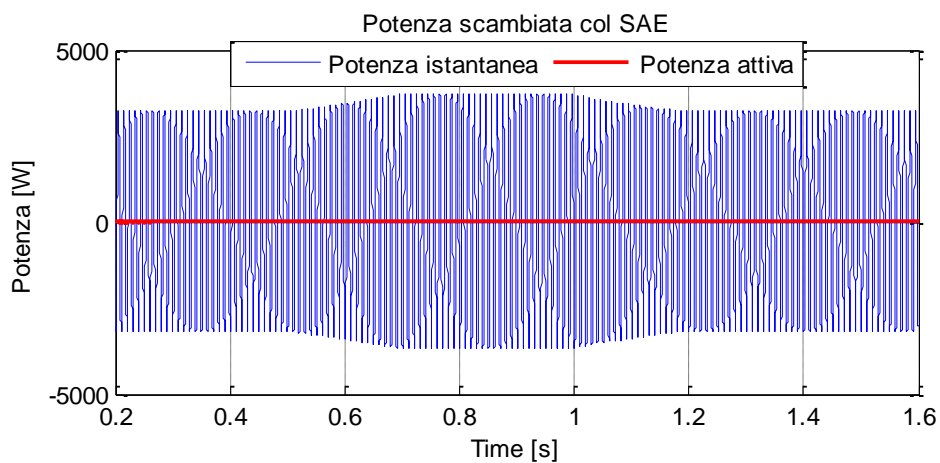




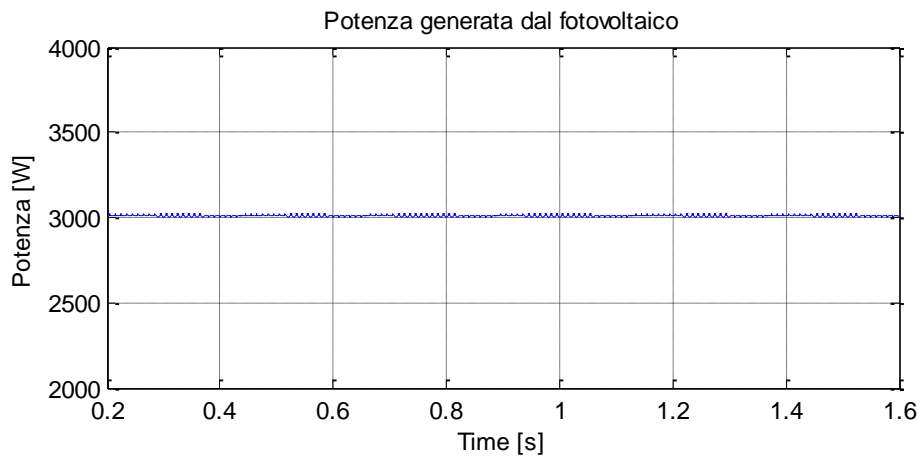
**Figura 7.40 Potenza reattiva misurata scambiata con la rete**



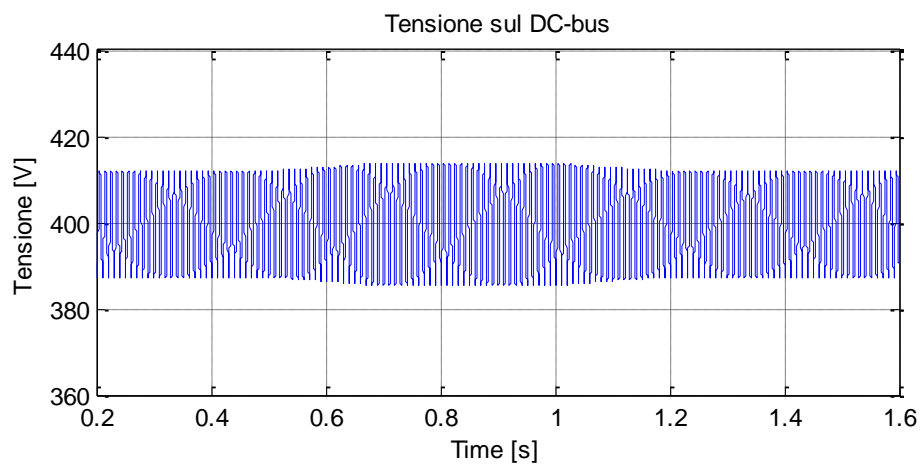
**Figura 7.41 Potenza in transito nell'inverter**



**Figura 7.42 Potenza scambiata con il SAE**



**Figura 7.43 Potenza generata dal fotovoltaico**



**Figura 7.44 Tensione sul DC-bus**

## 8. Conclusioni e sviluppi futuri

In questa tesi è stato preso in considerazione il problema relativo all'integrazione di un sistema di accumulo energetico (SAE) all'interno di un impianto fotovoltaico installato presso un'utenza domestica connessa alla rete.

L'utilizzo di un sistema di accumulo offre svariate possibilità e vantaggi sia dal punto di vista del gestore della rete (potenza immessa in rete con profili più prevedibili e regolari) che dal punto di vista dell'utente stesso (ottimizzazione e massimizzazione dell'autoconsumo). L'inserimento del SAE comporta però una serie di problematiche legate allo sviluppo di una strategia di controllo in grado di gestire il nuovo componente all'interno dell'impianto. L'obiettivo della tesi è proprio quello di affrontare e risolvere tali problematiche.

A tale scopo è stato ricavato il modello matematico ai valori medi dei vari convertitori di potenza, affrontando così il problema della loro natura "switching".

Sulla base dei modelli ricavati è stata ideata una strategia di controllo organizzata in maniera gerarchica, basata quindi su tre livelli: alto livello, medio livello, basso livello. La tesi ha focalizzato l'attenzione sui controllori di basso livello e sulle logiche di medio livello, mentre la strategia di alto livello è stata studiata in modo poco approfondito.

Gli algoritmi di basso livello studiati sono i controllori locali dei convertitori di potenza, che hanno lo scopo di inseguire i riferimenti derivanti dai controlli dei livelli superiori. Per il sistema fotovoltaico si è utilizzato uno schema di controllo in cascata con due regolatori PID, verificando la stabilità robusta alle variazioni del punto operativo.

Per il sistema inverter si è utilizzato invece un controllore PR+HC, adatto per l'inseguimento di segnali sinusoidali e in grado di attenuare i disturbi agenti alle frequenze note.

Il controllo del fotovoltaico e dell'inverter sono argomenti già trattati in letteratura, per cui si è potuto prendere spunto da articoli scientifici, mentre per il sistema di accumulo si è dovuto affrontare il problema in maniera differente. La batteria è collegata al resto dell'impianto tramite due convertitori dc-dc bidirezionali (allo scopo di permettere il flusso di potenza in entrambi i versi) e connessi in cascata (strategia progettuale legata alla realizzazione hardware del prototipo). Nella tesi si è mostrato come controllare i due convertitori tramite una struttura MIMO piuttosto che una struttura di controllo decentralizzata, affrontando così il problema dello zero destro mobile presente nella funzione di trasferimento del singolo convertitore. Tale scelta progettuale di controllo è stata valutata per via software e per via analitica, mostrandone la robustezza al variare del punto operativo.

I controlli e i modelli sviluppati sono stati poi verificati tramite simulazioni software, confrontando i risultati ottenuti con un modello di simulazione che rappresenta fedelmente il sistema fisico e le sue non linearità.

I risultati ottenuti sono la prova che i modelli costruiti rispettano il comportamento fisico dei componenti hardware e che i controlli progettati rispondono correttamente anche sul sistema reale.

Successivamente si è posta l'attenzione su tutte le logiche di medio livello, allo scopo di massimizzare la potenza generata dal fotovoltaico, sincronizzare l'inverter alla rete elettrica (stimandone frequenza e modulo) e rendere l'impianto in grado di partecipare alla regolazione della frequenza.

Riguardo quest'ultima, si è pensato di utilizzare una curva di riduzione della potenza differente da quella prevista dalla normativa CEI 0-21 (che si riferisce ad impianti di sola generazione), per adottare una curva che potrebbe essere utilizzata in futuro. Infine, per completare la trattazione, si è studiata una strategia di avviamento dell'impianto allo scopo di garantire una sicura e affidabile connessione alla rete elettrica.

L'attività di ricerca futura potrebbe focalizzare l'attenzione sullo studio di un algoritmo di alto livello che svolga la funzione di ottimizzazione energetica, minimizzando il costo legato alla potenza acquistata dalla rete, massimizzando quindi l'autoconsumo dell'abitazione.

Inoltre, durante lo svolgimento della tesi, sono emersi alcuni punti deboli degli algoritmi di medio livello utilizzati; in particolare, l'algoritmo MPPT P&O non lavora correttamente durante i transitori di irradianza solare.

Un'attività futura potrebbe essere incentrata sul perfezionamento di tali algoritmi. In particolare, nel caso del MPPT si potrebbe pensare di effettuare una stima dell'irradianza solare e della temperatura senza effettuare misure dirette, per poter ricavare il punto di massimo dal modello matematico.

Infine può essere studiato il passaggio in isola dell'impianto, valutando le tecniche di controllo necessarie, le tecniche di risincronizzazione alla rete elettrica e la logica di alto livello adatta al funzionamento in tali condizioni.



## 9. Bibliografia

- [1] Gerardo Montanino, "Il punto sul fotovoltaico in Italia", Roma, 28 novembre 2013, Auditorium GSE
- [2] J. Binder and A. Schmiegel, "Experience with Li-Battery based PV Storage Systems," in Energy Storage, Düsseldorf, 13 Marzo 2012.
- [3] Entwurf eines Gesetzes zur Neuregelung des Rechts der Erneuerbaren Energien im Strombereich und zur Änderung damit zusammenhängender Vorschriften, Deutschland, 2008.
- [4] C. Ferrari "Progetto di un sistema di accumulo di energia per impianti fotovoltaici", Tesi di laurea magistrale, Politecnico di Milano, 2013.
- [5] Norma CEI 0-21 "Regola tecnica di riferimento per la connessione di Utenti attivi e passivi alle reti BT delle imprese distributrici di energia elettrica", giugno 2012.
- [6] Hanju C., and T.Kien, "Comparative Analysis of Low-pass Output Filter for Single-phase Grid-connected Photovoltaic Inverter", *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, p.p. 1659-1665, IEEE, 2010.
- [7] Hyosung K., and K.Kim, "Filter desing for grid connected PV inverters", *International Conference on Sustainable Energy Technologies (ICSET)*, pp 1070-1075, IEEE, 2008.
- [8] Middlebrook R.D., "A continuous model for the tapped inductor boost converter", *IEEE PESC 1975*, p.p. 63-79.
- [9] Middlebrook R.D, and S. Cuk., "A general unified approach to modelling switching-converter power stages", *IEEE PESC*, p.p.18-30, 1976.
- [10] De Soto W., "Improvement and Validation of a Model for Photovoltaic Array Performance", M.Sc. Dissertation, University of Wisconsin-Madison, Solar Energy Laboratory, 2004.
- [11] Liu S., and R.A.Dougal, "Dinamic multiphysics model for solar array", *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol.17, no.2, p.p. 285-294, Jun. 2002.
- [12] Teodorescu R., et al, "Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters", *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, Vol. 153, No. 5, September 2006.
- [13] Bittanti S., and S.M. Savaresi, "On the parametrization and design of an extended kalman filter frequency tracker", *IEEE Trans. on automatic control*, Vol.45, no 9, p.p. 1718-1724, 2000.
- [14] Skogestad S., and I.Postlethwaite: "Multivariable Feedback Control, Analysis and Design", *Wiley*, 2005.
- [15] Antsaklis P.J., and A.N.Michel: "Linear systems", *Birkhäuser*, 2006.

- [16] Krommydas K.F., et al, "Power controller design and stability analysis of a photovoltaic system with a dc/dc boost converter", *52<sup>nd</sup> IEEE Conference on Decision and Control*, December 10-13, Florence, Italy, 2013.
- [17] Ding F., et al, "Modeling and Simulation of grid-connected Hybrid Photovoltaic/Battery Distributed Generation System", *International Conference on Electricity Distribution*, Nanjing, 2010.
- [18] Chee W.T., et al, "Analysis of perturb and observe maximum power point tracking algorithm for photovoltaic applications", *Proc. IEEE Second Int. Power and Energy Conf.*, Malaysia, 1-3 December, pp. 237-242, 2008.
- [19] Fang X., et al, "A Novel Frequency-Adaptive PLL for Single-Phase Grid-Connected", *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, p.p. 414 – 419, IEEE, 2010.
- [20] Rodriguez P.,A.Luna, I.Candela, R.Teodorescu, and F.Blaabjerg "2.Grid Synchronization of Power Converters using Multiple Second Order Generalized Integrators",IEEE,2008.