



Ricerca di Sistema elettrico

Sviluppo dei modelli per la simulazione e
degli algoritmi di controllo del V2H wireless
Determinazione delle sollecitazioni sui
componenti

Manuele Bertoluzzo



RdS/PTR(2020)/055

SVILUPPO DEI MODELLI PER LA SIMULAZIONE E DEGLI ALGORITMI DI CONTROLLO DEL V2H WIRELESS DETERMINAZIONE DELLE SOLLECITAZIONI SUI COMPONENTI

Manuele Bertoluzzo (Università di Padova, Dipartimento di Ingegneria Industriale)

Aprile 2021

Report Ricerca di Sistema Elettrico

Accordo di Programma Ministero dello Sviluppo Economico - ENEA

Piano Triennale di Realizzazione 2019-2021 - II annualità

Obiettivo: Tecnologie

Progetto: Tecnologie per la penetrazione efficiente del vettore elettrico negli usi finali

Work package: Mobilità

Linea di attività: LA 2.14 *“Sviluppo di modelli per la simulazione del funzionamento del sistema V2H wireless. Determinazione delle sollecitazioni applicate ai principali componenti del sistema. Sviluppo degli algoritmi di controllo”*

Responsabile del Progetto: Claudia Meloni, ENEA

Responsabile del Work package: Maria Pia Valentini, ENEA

Il presente documento descrive le attività di ricerca svolte all'interno dell'Accordo di collaborazione *“V2H - Studio, progetto e sperimentazione di un sistema di ricarica wireless con funzionalità Vehicle to Home”*

Responsabile scientifico ENEA: Antonino Genovese

Responsabile scientifico : Manuele Bertoluzzo

Si ringraziano il Prof. Giuseppe Buja e il Dot. Stefano Giacomuzzi per le indicazioni e i suggerimenti forniti durante lo svolgimento della ricerca e per il contributo alla stesura e verifica della relazione.

Indice

SOMMARIO.....	5
INTRODUZIONE.....	6
1 DESCRIZIONE DEL SISTEMA WIRELESS PER IL V2H E INTRODUZIONE AL SUO CONTROLLO	6
1.1 SCHEMA DI PRINCIPIO DEL SISTEMA WIRELESS PER IL V2H	6
1.2 REQUISITI PER IL CONTROLLO	7
1.3 STRATEGIA DI CONTROLLO.....	8
1.3.1 Sinergia tra le due sezioni dello SWV2H.....	9
1.3.2 Carica della batteria.....	10
1.3.3 Scarica della batteria	11
1.4 PRINCIPI GENERALI PER L'IMPLEMENTAZIONE DEGLI ALGORITMI DI CONTROLLO	11
2 CONTROLLO E MODELLIZZAZIONE DEL RADDRIZZATORE ATTIVO (RA)	12
2.1 LIVELLO INTERNO – CONTROLLO DELLA CORRENTE DI RETE I_i	12
2.1.1 Progettazione del controllore	12
2.1.2 Implementazione del controllore	15
2.1.3 Generazione dei segnali di comando	16
2.1.4 Simulazione e validazione	16
2.2 LIVELLO ESTERNO – CONTROLLO DELLA TENSIONE V_{IAF}	17
2.2.1 Progettazione del regolatore	18
2.2.2 Implementazione del filtro notch	21
2.2.3 Introduzione alle trasformazioni di Clark e di Park	22
2.2.4 Determinazione della fase della tensione di rete	23
2.2.5 Implementazione dell'integratore con reset e dell'interpolazione della LUT.....	24
2.2.6 Sintesi della tensione v_β	26
2.2.7 Sintesi del riferimento di corrente.....	28
2.2.8 Simulazione e validazione	29
3 CONTROLLO E MODELLIZZAZIONE DEL CONVERTITORE CC/CC (CCC)	33
3.1 LIVELLO INTERNO – CONTROLLO DELLA CORRENTE DELLA BATTERIA	33
3.1.1 Progettazione del controllore	33
3.1.2 Generazione dei segnali di comando	35
3.1.3 Simulazione e validazione	35
3.2 LIVELLO ESTERNO – CONTROLLO DELLA TENSIONE DELLA BATTERIA	36
3.2.1 Progettazione del controllore	36
3.2.2 Simulazione e validazione	38
4 CONTROLLO E MODELLIZZAZIONE DELL'INVERTITORE AD ALTA FREQUENZA (IAF)	39
4.1 TRASDUZIONE DELLA CORRENTE I_r	39
4.2 FUNZIONE DI TRASFERIMENTO TRA IL VALORE DI PICCO DI V_T E IL VALORE DI PICCO DI I_r	40
4.3 PROGETTAZIONE DEL CONTROLLORE.....	42
4.4 GENERAZIONE DEI SEGNALI DI COMANDO	44
4.5 SIMULAZIONE E VALIDAZIONE	44
5 CONTROLLO E MODELLIZZAZIONE DEL RADDRIZZATORE AD ALTA FREQUENZA (RAF).....	45
5.1 PROGETTAZIONE DEL CONTROLLORE.....	45
5.2 SIMULAZIONE E VALIDAZIONE	45
6 CONTROLLO DELLA TENSIONE V_{CCC} ALL'INGRESSO DEL CONVERTITORE CC/CC	46
6.1 FUNZIONAMENTO DURANTE LA CARICA DELLA BATTERIA.....	46
6.1.1 Modello del sistema controllato	46

6.1.2	<i>Algoritmo di controllo $A_{I_V_{CC_ca_sc}}$</i>	48
6.1.3	<i>Algoritmo di controllo $A_{I_V_{CC_ca}}$</i>	49
6.1.4	<i>Simulazione e validazione</i>	50
6.2	FUNZIONAMENTO DURANTE LA SCARICA DELLA BATTERIA	52
6.2.1	<i>Algoritmo di controllo $A_{I_V_{CC_sc}}$</i>	52
7	CONTROLLO DELLA TENSIONE V_{IAF} ALL'INGRESSO DELL'INVERTITORE AD ALTA FREQUENZA	53
7.1	FUNZIONAMENTO DURANTE LA CARICA DELLA BATTERIA	53
7.1.1	<i>Algoritmo di controllo $A_{I_V_{IAF_ca}}$</i>	53
7.1.2	<i>Simulazione e validazione</i>	54
7.2	FUNZIONAMENTO DURANTE LA SCARICA DELLA BATTERIA	56
7.2.1	<i>Algoritmo di controllo $A_{I_V_{IAF_sc}}$</i>	56
8	STRATEGIA DI CONTROLLO COMPLESSIVA	57
8.1	FUNZIONAMENTO DURANTE LA CARICA DELLA BATTERIA.....	57
8.2	FUNZIONAMENTO DURANTE LA SCARICA DELLA BATTERIA	59
9	SOLLECITAZIONI APPLICATE AI COMPONENTI DELLO SWV2H.....	60
10	CONCLUSIONI.....	61
11	RIFERIMENTI BIBLIOGRAFICI	62
12	ABBREVIAZIONI ED ACRONIMI.....	62
12.1	PEDICI.....	63
13	APPENDICE	63

Sommario

L'attività di ricerca del progetto triennale "V2H - Studio, progetto e sperimentazione di un sistema di ricarica wireless con funzionalità Vehicle to Home" ha come obiettivo finale la realizzazione e la sperimentazione di un sistema per la trasmissione della potenza senza contatto, capace di gestire flussi di potenza bidirezionali e di interfacciarsi, da un lato, alla rete domestica di una abitazione e, dall'altro, alla batteria di accumulatori di un veicolo elettrico. Nel corso del primo anno del progetto sono state definite le specifiche del Sistema Wireless V2H (SWV2H), sono state dimensionate le bobine di accoppiamento e le relative reti di compensazione, è stata selezionata la topologia circuitale dei convertitori statici che costituiscono lo SWV2H e sono stati dimensionati i loro componenti principali, e, infine, sono stati impostati i criteri di base per lo sviluppo degli algoritmi di controllo del sistema complessivo.

Il presente anno di realizzazione del progetto è stato dedicato alla progettazione dettagliata della strategia di controllo dello SWV2H. Essa è stata organizzata su due livelli che operano in maniera coordinata. Il livello di controllo interno è costituito dagli algoritmi direttamente interfacciati con i singoli convertitori statici che costituiscono lo SWV2H. In questo ambito, oltre alle modalità di processamento dei segnali di riferimento e di quelli di retrazione, quando necessario sono state indicate anche le modalità di controllo degli interruttori statici previste per l'implementazione degli algoritmi di controllo. Gli algoritmi di controllo di livello esterno generano i riferimenti per quelli del livello interno e sono responsabili del funzionamento coerente della sezione trasmittente e della sezione ricevente dello SWV2H. Come verrà spiegato nel seguito della relazione, gli algoritmi del livello esterno sono divisi in tre gruppi: alcuni sono sempre attivi, alcuni sono attivati durante la carica della batteria, e altri agiscono solo durante la scarica.

Gli algoritmi di controllo sono stati sviluppati nel dominio del tempo continuo, utilizzando tecniche basate sull'analisi dei diagrammi di Bode delle funzioni di trasferimento coinvolte nel funzionamento del sistema. Successivamente sono stati discretizzati in vista di una loro implementazione a tempo discreto mediante un microcontrollore. Le prestazioni di tutti gli algoritmi sono state verificate mediante simulazioni sviluppate nell'ambiente Matlab/Simulink. Nelle simulazioni relative al livello di controllo interno sono state inserite le versioni discretizzate degli algoritmi e sono stati sviluppati dei modelli circuitali dei convertitori che comprendono anche la generazione dei comandi per il controllo degli interruttori statici. Questi modelli considerano anche i dettagli relativi alla commutazione dei singoli interruttori statici, per cui l'esecuzione delle simulazioni richiede un tempo di elaborazione non indifferente. Dopo aver validato gli algoritmi del livello interno sono state calcolate le funzioni di trasferimento a catena chiusa dei diversi anelli di controllo. Gli algoritmi di livello esterno sono stati sviluppati utilizzando queste funzioni di trasferimento per rappresentare il sistema controllato. Ciò ha consentito di sviluppare anche per il livello esterno dei modelli di simulazione che forniscono una indicazione affidabile del funzionamento del sistema reale senza richiedere tempi di esecuzione troppo elevati, come invece accadrebbe se fosse utilizzata una rappresentazione circuitale del sistema controllato, come fatto nel caso degli algoritmi del livello interno.

La disponibilità dei modelli circuitali dei convertitori ha anche consentito di verificare la validità dei dimensionamenti effettuati nel corso del primo anno del progetto e di aggiustare eventuali discrepanze tra valori calcolati in quella sede e quelli invece ottenuti per mezzo delle simulazioni.

Come ultima attività, in preparazione della realizzazione del prototipo, da condurre nel corso del terzo anno, sono state sviluppate alcune routine in linguaggio C contenenti indicazioni sulla possibile implementazione dei controllori trattati nei paragrafi precedenti.

Introduzione

Nel corso del secondo anno di realizzazione del progetto “V2H - Studio, progetto e sperimentazione di un sistema di ricarica wireless con funzionalità Vehicle to Home” è stata sviluppata la strategia di controllo dello SWV2H complessivo e sono stati progettati in dettaglio i diversi algoritmi di controllo in cui essa viene suddivisa. Gli algoritmi di controllo sono suddivisi in due livelli: il livello interno controlla direttamente i convertitori statici che costituiscono lo SWV2H; il livello esterno è dedicato al coordinamento delle operazioni tra la sezione trasmittente e quella ricevente dello SWV2H e genera i riferimenti di tensione e di corrente per il livello interno. I riferimenti per il livello esterno sono a loro volta generati da una routine di gestione che implementa le direttive della norma CEI 0-21 per l’interfacciamento verso rete e gestisce la carica e la scarica della batteria.

Dopo aver definito la strategia di controllo generale dello SWV2H, la progettazione degli algoritmi è stata effettuata a partire dal livello interno per poi passare a quello esterno, tuttavia in alcuni casi è stato necessario ripetere le fasi di progettazione in maniera iterativa per giungere a risultati soddisfacenti. Al fine di semplificare l’esposizione dell’attività svolta, le eventuali iterazioni non sono riportate, per cui spesso le specifiche per gli anelli di controllo appaiono come assegnate a priori. È da notare che comunque esse risultano ragionevoli e in linea con le specifiche assegnate considerando altre applicazioni industriali che comportano il controllo di correnti o di tensioni e che il loro soddisfacimento non ha richiesto lo studio di soluzioni di controllo particolarmente complesse. Allo scopo di semplificare la comprensione del funzionamento della strategia di controllo, essa viene esposta nel primo capitolo di questo Rapporto Tecnico anche se i dettagli della sua implementazione sono sviluppati successivamente.

Gran parte della attività di progettazione è stata dedicata allo sviluppo degli algoritmi di controllo dei due livelli, considerando che quelli interni hanno intrinsecamente requisiti più stringenti dal punto di vista delle bande passanti e della risposta a regime visto che agiscono direttamente sull’hardware dello SWV2H mentre quelli esterni, come si vedrà più avanti, devono compensare il ritardo di trasmissione delle informazioni tra le due sezioni del sistema. Per quanto riguarda le prescrizioni della norma CEI 0-21 si rimanda al Rapporto Tecnico compilato al termine del primo anno del progetto mentre la gestione della batteria, che nel sistema reale sarà demandata al BMS di cui essa è dotata, è stata trattata in modo semplificato ma sufficiente a consentire la validazione degli algoritmi studiati in questo anno di realizzazione del progetto.

1 Descrizione del Sistema Wireless per il V2H e introduzione al suo controllo

1.1 Schema di principio del Sistema Wireless per il V2H

Lo SWV2H ha lo schema di principio riportato in Figura 1, riprodotta dal Rapporto Tecnico relativo al primo anno di realizzazione del progetto.

L’interfacciamento verso rete dello SWV2H è effettuato mediante un raddrizzatore attivo bidirezionale (RA) dotato di filtro di ingresso induttivo. Nello scambio di energia tra la rete e la batteria, il RA assorbe dalla rete domestica una corrente sinusoidale i_i la cui relazione di fase con la tensione v_i viene variata al fine di definire la direzione del flusso di potenza attiva e l’ammontare della eventuale potenza reattiva scambiata con la rete. All’uscita del RA è presente una tensione continua sostenuta dal condensatore C_{IAF} . Tale tensione è applicata

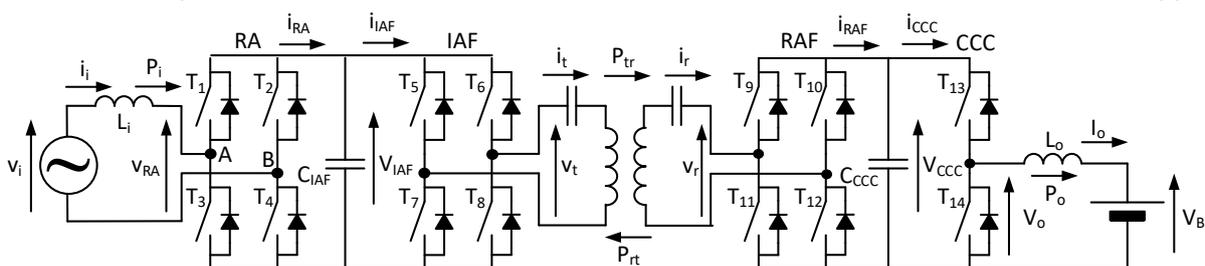


Figura 1. Schema di principio dello SWV2H.

all'ingresso dell'invertitore ad alta frequenza (IAF). Esso è comandato con la tecnica della cancellazione di tensione e genera in uscita una tensione v_t ad onda semiquadra con frequenza avente valore nominale di 85 kHz ed ampiezza di prima armonica regolabile mediante l'aggiustamento del ritardo di fase presente tra i comandi delle due gambe dello IAF. Lo IAF alimenta la bobina trasmittente e la relativa rete di compensazione, costituita da un condensatore risonante con l'autoinduttanza della bobina stessa e collegato in serie ad essa. Grazie alla risonanza, la corrente alternata circolante nella bobina è praticamente sinusoidale; essa produce un flusso di induzione magnetica variabile che viene concatenato con la bobina ricevente e induce ai suoi capi una tensione alternata. La tensione indotta è il mezzo mediante il quale si attua il trasferimento della potenza P_{tr} tra la sezione trasmittente e quella ricevente dello SWV2H. La presenza di un condensatore risonante collegato in serie alla bobina ricevente compensa la caduta di tensione dovuta alla circolazione di corrente nella bobina, quindi la tensione indotta corrisponde alla tensione v_r applicata all'ingresso del raddrizzatore ad alta frequenza (RAF). La tensione v_r forza la circolazione della corrente i_{RAF} . A regime, la componente alternata di i_{RAF} circola nel condensatore C_{CCC} mentre la sua componente media I_{CCC} , opportunamente condizionata dal convertitore cc/cc (CCC) carica la batteria.

Per attuare il trasferimento della potenza P_{rt} nella direzione opposta, dalla batteria verso la rete, le modalità di comando del RA e del CCC rimangono invariate in quanto è sufficiente aggiustare i riferimenti forniti ai rispettivi algoritmi di controllo. Le modalità di comando dello IAF e del RAF, invece, vengono scambiate tra loro dato che il primo si troverà ad operare come raddrizzatore ad alta frequenza mentre il secondo come invertitore. È da notare che questa strategia di controllo rappresenta una delle soluzioni più semplici e più affidabili che possano essere implementate in uno SWV2H avente lo schema mostrato in Figura 1. Tuttavia sullo stesso apparato è possibile implementare anche soluzioni di controllo più sofisticate, quali quelle basate sullo sfasamento dei comandi impartiti agli interruttori dello IAF e del RAF, che rendono possibile eliminare lo stadio di conversione costituito dal CCC. Si è preferito realizzare comunque l'architettura riportata in Figura 1 perché essa offre una maggiore flessibilità nell'approccio al controllo dello SWV2H e consente di implementare delle soluzioni collaudate senza tuttavia precludere la possibilità di sperimentare anche soluzioni di controllo più complesse.

1.2 Requisiti per il controllo

Lo SWV2H è progettato per gestire flussi di potenza bidirezionali tra la rete domestica di una abitazione e la batteria di un veicolo elettrico. In accordo con la norma CEI 0-21, quando il flusso è diretto verso la batteria, dal punto di vista della rete è sufficiente che la corrente i_i assorbita dal RA sia in fase con la tensione di rete v_i , o comunque che il fattore di sfasamento $\cos\varphi$ sia maggiore di 0.95, e che il contenuto armonico di i_i sia al più uguale ai limiti specificati dalla norma CEI EN 61000-3-2. Riguardo la potenza assorbita da rete viene unicamente specificato che essa non deve superare il valore massimo $P_{i,N}$ di 3.3 kW. Questi limiti sono validi indipendentemente dalla effettiva ampiezza della tensione di rete e dalla sua frequenza. Nel Rapporto Tecnico relativo al primo anno di realizzazione del progetto è stato dimostrato che anche assorbendo da rete la potenza $P_{i,N}$ non è possibile raggiungere la massima potenza di carica della batteria e quindi, durante il processo di carica, oltre che controllare tensione e corrente della batteria sarà anche necessario assicurarsi che la potenza assorbita da rete non ecceda $P_{i,N}$.

Durante la scarica la batteria può erogare una potenza notevolmente superiore a quella assorbita durante la carica, tuttavia la potenza iniettata in rete è ancora limitata a $P_{i,N}$ per cui anche questo caso la limitazione della potenza scambiata viene dalle regole tecniche di riferimento per la connessione in bassa tensione. Devono inoltre essere rispettati anche altri vincoli, stabiliti dalla norma CEI 0-21 e descritti in dettaglio nel Rapporto Tecnico precedentemente citato, riguardanti l'ammontare della potenza reattiva da scambiare con la rete in funzione della effettiva tensione di rete e le condizioni per la connessione o la disconnessione dettate dalla effettiva frequenza di rete. In ogni caso è comunque necessario limitare la corrente di scarica della batteria al valore nominale specificato dal costruttore e monitorare la sua tensione per evitare che scenda al di sotto del valore di fine scarica $V_{b,m}$.

Altri vincoli da rispettare durante lo scambio di potenza con la rete non sono strettamente legati all'interfacciamento con la rete e con la batteria, ma riguardano le modalità di funzionamento dello SWV2H.

Ad esempio, le tensioni ai capi dei condensatori C_{IAF} e C_{CCC} non devono scendere al di sotto del valore minimo necessario a garantire il corretto funzionamento del sistema e non devono superare il valore massimo ammissibile per i circuiti dedicati alla loro trasduzione o per i condensatori stessi.

La molteplicità di questi vincoli e la necessità di soddisfare contemporaneamente condizioni presenti all'ingresso e all'uscita dello SWV2H lascia intuire come la strategia di controllo debba essere in grado di gestire in modo sinergico i vari convertitori statici che costituiscono lo SWV2H. Nella Tabella 1 sono riportate alcune informazioni relative ai vari algoritmi di controllo ai quali si farà riferimento nei prossimi capitoli.

Ogni algoritmo di controllo manipola una grandezza per controllarne un'altra. Così, ad esempio, l'algoritmo che controlla la corrente I_o iniettata nella batteria manipola la tensione di uscita V_o del CCC affinché la corrente segua il valore di riferimento. Gli algoritmi di controllo del livello esterno forniscono in uscita i riferimenti per le potenze P_{tr} , trasferita dalla rete verso la batteria, P_{rt} , che fluisce con verso opposto, P_o , che viene iniettata nella batteria, e P_i che viene assorbita da rete. Tali potenze non sono però direttamente controllate dagli algoritmi del livello interno che accettano in ingresso riferimenti di tensione o di corrente. Esistono però delle relazioni dirette che permettono di convertire le grandezze manipolate dagli algoritmi del livello esterno nei riferimenti richiesti dal livello interno. Tali relazioni sono evidenziate nella quarta colonna della Tabella 1, indicando tra parentesi le grandezze controllate dagli algoritmi del livello interno in corrispondenza delle grandezze manipolate dagli algoritmi del livello esterno. Nella tabella, e nel resto del documento, le lettere maiuscole indicano grandezze costanti o che variano lentamente rispetto alla frequenza di rete, oppure le ampiezze di picco di grandezze alternate. Le lettere minuscole indicano grandezze alternate o comunque variabili a frequenza di rete oppure superiore. La sesta colonna della tabella specifica se i vari algoritmi siano sempre attivi oppure vengano selettivamente eseguiti durante la carica o la scarica della batteria; l'ultima colonna riporta il numero del capitolo che tratta lo specifico algoritmo di controllo.

1.3 Strategia di controllo

Il livello di controllo interno, che comprende i quattro anelli di controllo con la banda più ampia, è dedicato al controllo della corrente i_i assorbita da rete, della corrente I_o iniettata nella batteria, e delle correnti i_t e i_r che circolano rispettivamente nella bobina trasmittente e nella bobina ricevente. Gli algoritmi relativi ai primi due anelli di controllo sono sempre attivi mentre il controllo di i_t è attivato durante la scarica della batteria e quello di i_r durante la carica. Gli algoritmi del livello interno agiscono direttamente sui convertitori statici dello SWV2H e le loro uscite costituiscono il riferimento per la tensione che deve essere generata dai convertitori. Dai riferimenti di tensione, mediante tecniche che saranno descritte caso per caso, vengono ottenuti i segnali di comando per gli interruttori statici dei rispettivi convertitori. L'implementazione di questi anelli di controllo richiede la trasduzione della corrente di batteria I_o , della corrente di rete i_i e delle correnti nelle bobine i_t e i_r . Poiché queste ultime oscillano a frequenza elevata, ne viene controllata l'ampiezza di picco piuttosto che il valore istantaneo, di conseguenza le grandezze trasdotte saranno le ampiezze di picco I_t e I_r .

Tabella 1. Anelli di controllo nello SWV2H.

Azione svolta	Nome	Grandezza controllata	Grandezza manipolata	Livello	Attività	Capitolo
Controllo della corrente di batteria	Al_I _o _ca_sc	I_o	V_o	Interno	Sempre	3.1
Controllo della corrente di rete	Al_i _i _ca_sc	i_i	v_{RA}	Interno	Sempre	2.1
Controllo della corrente nella bobina trasmittente	Al_I _t _sc	I_t	V_f	Interno	Scarica	5.1
Controllo della corrente nella bobina ricevente	Al_I _r _ca	I_r	V_t	Interno	Carica	4.3
Regolazione della tensione ai capi di C_{CCC}	Al_V _{CCC} _sc	V_{CCC}	$P_{rt}(I_t)$	Esterno	Scarica	6.2.1
Regolazione della tensione ai capi di C_{CCC}	Al_V _{CCC} _ca	V_{CCC}	$P_{tr}(I_r)$	Esterno	Carica	6.1.3
Regolazione della tensione ai capi di C_{CCC}	Al_V _{CCC} _ca_sc	V_{CCC}	$P_o(I_o)$	Esterno	Sempre	6.1.2
Regolazione della tensione ai capi di C_{IAF}	Al_V _{IAF} _sc	V_{IAF}	$P_{rt}(I_t)$	Esterno	Scarica	7.2.1
Regolazione della tensione ai capi di C_{IAF}	Al_V _{IAF} _ca	V_{IAF}	$P_{tr}(I_r)$	Esterno	Carica	7.1.1
Regolazione della tensione ai capi di C_{IAF}	Al_V _{IAF} _ca_sc	V_{IAF}	$P_i(i_i)$	Esterno	Sempre	2.2
Regolazione della tensione di batteria	Al_V _B _ca_sc	V_B	$P_o(I_o)$	Esterno	Sempre	3.2

delle correnti i_t e i_r . Inoltre, per consentire di controllare la relazione di fase tra la corrente i_i e la tensione di rete v_i , è necessario che anche quest'ultima venga trasdotta.

Il livello esterno è costituito da sette algoritmi di controllo dei quali tre sono sempre attivi, due sono attivi durante la carica e altri due durante la scarica. Gli algoritmi di controllo sempre attivi $AI_V_B_ca_sc$, $AI_V_{CCc}_ca_sc$ e $AI_V_{IAF}_ca_sc$ sono dedicati rispettivamente alla regolazione della tensione ai capi della batteria e dei condensatori C_{CCc} e C_{IAF} ; i primi due agiscono sulla potenza P_o scambiata con la batteria mentre il terzo manipola la potenza P_i assorbita da rete. Durante la carica della batteria sono attivi gli algoritmi di controllo $AI_V_{CCc}_ca$ e $AI_V_{IAF}_ca$ che mantengono costanti le tensioni ai capi di C_{CCc} e C_{IAF} agendo su P_{tr} tramite I_r . Durante la scarica sono attivi gli algoritmi $AI_V_{CCc}_sc$ e $AI_V_{IAF}_sc$ che regolano le stesse tensioni, ma questa volta agendo su P_{rt} tramite la corrente I_t . Si nota che l'azione dei quattro algoritmi attivati selettivamente a due a due durante la carica e la scarica della batteria si sovrappone a quella dei due algoritmi sempre attivi che agiscono generando i riferimenti per P_o e P_i . Il motivo e la natura di questa sovrapposizione saranno spiegati nel capitolo seguente.

L'algoritmo di controllo $AI_V_B_ca_sc$ è sempre attivo e regola la tensione della batteria agendo sulla corrente che viene assorbita o erogata da quest'ultima. Questa funzione dovrebbe essere svolta dal BMS ma, al fine di giungere alla progettazione completa del sistema di controllo dello SWV2H e di poter simulare il suo funzionamento in ogni condizione operativa, nel seguito della trattazione l'azione del BMS è stata approssimata dimensionando e implementando questo algoritmo nel modello dello SWV2H. Esso si assicura che la carica sia effettuata inizialmente a corrente costante e poi a tensione costante, e che durante la scarica la corrente erogata dalla batteria non superi mai il valore massimo indicato dal costruttore.

In aggiunta alle grandezze elencate precedentemente, l'implementazione degli algoritmi di controllo di livello esterno richiede la misura della tensione di batteria V_B e delle tensioni V_{CCc} e V_{IAF} ai capi dei condensatori C_{CCc} e C_{IAF} . I valori delle correnti I_{RAF} e I_{IAF} sono ricavati dalle misure delle ampiezze di picco I_t e I_r .

1.3.1 Sinergia tra le due sezioni dello SWV2H

La necessità di soddisfare contemporaneamente specifiche relative alla sezione trasmittente e a quella ricevente dello SWV2H, come quelle relative alle tensioni ai capi di C_{IAF} e di C_{CCc} , e rispettare limiti di funzionamento imposti dalla rete e dalla batteria non consente di affidare il funzionamento del sistema ad algoritmi di controllo indipendenti l'uno dall'altro. Per questo motivo gli algoritmi riportati nella Tabella 1 interagiscono tra loro per ottenere il comportamento complessivo desiderato.

Nel progettare la strategia di controllo sono stati sfruttati due tipi di interazione. Nel primo tipo di interazione due algoritmi controllano la stessa grandezza ma generano il riferimento per due grandezze diverse. Questo è il caso, ad esempio, della coppia di algoritmi $AI_V_{CCc}_ca$ e $AI_V_{CCc}_ca_sc$ per la regolazione della tensione ai capi di C_{CCc} durante la carica della batteria: l'azione di $AI_V_{CCc}_ca$ tende a portare la tensione V_{CCc} verso il valore $V_{CCc,rif,sup}$ generando il riferimento per la potenza trasferita P_{tr} , da cui dipende la corrente I_{RAF} che carica il condensatore, mentre $AI_V_{CCc}_ca_sc$ agisce abbassando la tensione verso il valore inferiore $V_{CCc,rif,inf}$ e genera il riferimento per la potenza P_o da cui viene derivato quello per I_o , che a sua volta è proporzionale alla corrente di scarica del condensatore. L'interazione tra i due algoritmi assicura che a regime la tensione sia sempre compresa tra il valore di riferimento inferiore e quello superiore e che le correnti di carica e di scarica siano sempre controllate.

Il secondo tipo di interazione si ha quando due algoritmi controllano grandezze diverse ma generano il riferimento per la stessa grandezza. Ciò avviene, ad esempio, nel caso degli algoritmi $AI_V_{CCc}_ca_sc$ e $AI_V_B_ca_sc$: il primo controlla la tensione ai capi di V_{CCc} mentre il secondo regola la tensione della batteria, ma entrambi generano il riferimento per la potenza P_o . Nel caso si stia effettuando la carica della batteria, al livello di controllo interno è inviato il minore tra i due riferimenti calcolati così da evitare sia il sovraccarico della batteria che la scarica eccessiva di C_{CCc} . Come si deduce dai due esempi sopra riportati, può accadere che uno stesso algoritmo di controllo, come $AI_V_{CCc}_ca_sc$, abbia due interazioni di tipo diverso con altri due diversi algoritmi.

Mentre l'implementazione del secondo tipo di interazione richiede solamente di scegliere tra i due valori forniti all'uscita degli algoritmi interagenti, per ottenere una implementazione efficace di una interazione del primo tipo occorre che i due algoritmi interagenti siano progettati in modo opportuno.

1.3.2 Carica della batteria

Poiché gli algoritmi di controllo attivati durante la carica e la scarica della batteria non coincidono completamente, in questo capitolo e nel successivo viene riportata una descrizione qualitativa del funzionamento complessivo della strategia di controllo nei due casi.

Come anticipato nel capitolo precedente, durante la carica della batteria, l'effettivo valore della tensione V_{CCC} è il risultato della interazione tra l'algoritmo $AI_V_{CCC_ca_sc}$ che agisce su I_{CCC} tramite P_o e l'algoritmo $AI_V_{CCC_ca}$ che agisce su I_{RAF} tramite P_{tr} . L'algoritmo $AI_V_{CCC_ca_sc}$ tende a scaricare il condensatore C_{CCC} , portando la tensione V_{CCC} al riferimento inferiore $V_{CCC,rif,inf}$, con una potenza P_o che, trascurando le perdite, verrebbe iniettata nella batteria. È necessario però assicurarsi che la batteria sia in grado di assorbire questa potenza. A tal fine l'algoritmo $AI_V_B_ca_sc$ che regola la tensione della batteria genera un secondo riferimento di potenza che coincide con la potenza che caricherebbe la batteria secondo i profili definiti dal costruttore. Questo riferimento costituisce il limite superiore della potenza che la batteria può assorbire nel suo attuale stato di carica. Il riferimento di potenza che viene concretamente utilizzato è il minore tra quelli calcolati da $AI_V_{CCC_ca_sc}$ e $AI_V_B_ca_sc$. A partire da quest'ultimo, utilizzando i valori misurati delle tensioni V_{CCC} e V_B e trascurando le perdite del CCC, si ricava il riferimento per la corrente I_o all'uscita del CCC e lo si inoltra all'algoritmo $AI_I_o_ca_sc$ del livello interno che lo attua. Quindi il CCC effettivamente eroga la corrente che, iniettata nella batteria, porterebbe la tensione del condensatore al valore $V_{CCC,rif,inf}$ senza però sovraccaricare la batteria stessa. Qualora la batteria fosse già carica, la tensione di C_{CCC} potrebbe non scendere fino a $V_{CCC,rif,inf}$, ma comunque sarebbe limitata superiormente dall'azione di $AI_V_{CCC_ca}$.

Quest'ultimo genera il riferimento per la potenza P_{tr} trasferita tra le due bobine e tende a portare V_{CCC} al suo valore di riferimento superiore $V_{CCC,rif,sup}$, maggiore di $V_{CCC,rif,inf}$, caricando il condensatore C_{CCC} mediante la corrente I_{RAF} ottenuta raddrizzando i_r . Un secondo riferimento per P_{tr} è generato dall'algoritmo di controllo $AI_V_{IAF_ca}$ che tende a scaricare il condensatore C_{IAF} al riferimento inferiore $V_{IAF,rif,inf}$ trasferendo alla sezione ricevente dello SWV2H l'energia che esso immagazzina. Questo secondo riferimento viene trasmesso via radio alla sezione ricevente del SWV2H e confrontato con quello generato da $AI_V_{CCC_ca}$. L'effettivo riferimento per la potenza P_{tr} viene ottenuto selezionando il minore tra i riferimenti generati da $AI_V_{CCC_ca}$ e $AI_V_{IAF_ca}$ e da questo, usando il valore misurato di V_{CCC} e trascurando le perdite dei convertitori e dell'accoppiamento tra le bobine, viene calcolato il riferimento per l'ampiezza I_r della corrente i_r , che a sua volta è processato dall'algoritmo $AI_I_r_ca$ del livello interno. La corrente i_r corrisponde quindi alla corrente necessaria a caricare C_{CCC} al riferimento di tensione superiore senza tuttavia causare un decremento eccessivo della tensione ai capi di C_{IAF} . Qualora questa tensione fosse già al valore di riferimento inferiore, la potenza trasferita non sarebbe sufficiente a caricare C_{CCC} , tuttavia la tensione di quest'ultimo non scenderebbe al di sotto del valore minimo $V_{CCC,rif,inf}$ grazie all'azione di $AI_V_{CCC_ca}$ che ridurrebbe la potenza iniettata nella batteria. Se invece la batteria fosse già carica, non sarebbe possibile trasferire ulteriore potenza alla sezione ricevente dello SWV2H e la tensione ai capi di V_{IAF} tenderebbe a salire visto che esso dovrebbe immagazzinare l'energia prelevata da rete. La tensione V_{IAF} , tuttavia, non raggiungerebbe valori eccessivi in quando essa sarebbe limitata al valore di riferimento superiore $V_{IAF,rif,sup}$ dall'azione dell'algoritmo $AI_V_{IAF_ca_sc}$. Esso carica il condensatore C_{IAF} fino al riferimento di tensione superiore $V_{IAF,rif,sup}$ e genera il riferimento per la potenza P_i assorbita dalla rete. Il riferimento viene successivamente elaborato usando il valore misurato della tensione di rete v_i , da cui si ricava anche la frequenza e la fase istantanea di rete, per ottenere il riferimento per la corrente di rete i_i . Quest'ultimo viene inviato all'algoritmo $AI_i_i_ca_sc$ del livello interno che lo attua manipolando v_{RA} .

Anche l'azione di $AI_V_{IAF_ca_sc}$ è legata allo stato di carica della batteria, dato che quando essa non è più in grado di assorbire potenza la tensione V_{IAF} aumenta e di conseguenza l'algoritmo riduce progressivamente il riferimento per la potenza P_i , fino ad annullarlo nel caso limite in cui non è più necessario il prelievo di potenza dalla rete.

Dalla descrizione data sopra si conclude che l'azione dei vari algoritmi di controllo è strettamente coordinata senza che tuttavia sia necessario che tra loro venga scambiata una grande quantità di informazioni. In effetti, tra le due sezioni dello SWV2H è necessario scambiare solamente il riferimento per P_{tr} e, come si vedrà nel

capitolo 6.1.3 l'errore sull'ampiezza della corrente i_r . L'approccio descritto sopra per lo sviluppo della strategia di controllo consente anche di progettare indipendentemente i diversi algoritmi avendo solo l'accortezza che le bande passanti degli algoritmi interagenti siano compatibili. L'aver trascurato le perdite dei vari elementi dello SWV2H nel calcolo dei riferimenti delle correnti a partire da quelli di potenza non ha effetti sul corretto funzionamento del sistema dato che anelli di controllo retroazionati, implementati in tutti gli algoritmi, compensano automaticamente l'approssimazione introdotta nel calcolo dei riferimenti.

1.3.3 Scarica della batteria

Durante la scarica della batteria il funzionamento dell'algoritmo di controllo è simmetrico a quello descritto nel capitolo precedente e le funzioni svolte sulla sezione trasmittente e ricevente dello SWV2H vengono parzialmente scambiate; anche i convertitori IAF e RAF svolgono funzioni simmetriche rispetto a quelle svolte durante la carica della batteria visto che il primo viene ad operare come un raddrizzatore non controllato e che il secondo viene comandato come un invertitore ad alta frequenza.

Anche in questo caso l'interazione tra i diversi algoritmi avviene nella regolazione della tensione dei condensatori C_{CC} e C_{IAF} . L'algoritmo $AI_V_{CC_ca_sc}$ ora tende a portare la tensione V_{CC} al valore di riferimento superiore $V_{CC,rif,sup}$ estraendo dalla batteria la potenza P_o . Anche l'algoritmo $AI_V_B_ca_sc$ genera un riferimento per P_o , calcolato in modo che la corrente della batteria non superi il massimo valore ammesso durante la scarica e che la sua tensione non scenda al di sotto del valore di fine scarica. Seguendo le convenzioni di Figura 1 i due riferimenti di potenza sono ora negativi per cui quello effettivamente attuato è il maggiore tra i due, ossia quello con valore assoluto minore.

Come nel caso della carica, dal riferimento per P_o si ricava il riferimento per I_o che viene processato dall'algoritmo $AI_I_o_ca_sc$ del livello interno. La tensione V_{CC} viene regolata anche dall'algoritmo $AI_V_{CC_sc}$ che tende a portarla al valore di riferimento inferiore $V_{CC,rif,inf}$ trasferendo la potenza P_{rt} alla sezione trasmittente dello SWV2H. L'interazione tra $AI_V_{CC_ca_sc}$ e $AI_V_{CC_sc}$ assicura che la tensione ai capi di C_{CC} sia sempre compresa tra i valori di riferimento inferiore e superiore indipendentemente dal fatto che la batteria si scarichi, condizione che tenderebbe a far scendere la tensione, o che la potenza immessa in rete diminuisca, condizione che tenderebbe a far crescere la tensione.

Il riferimento per P_{rt} calcolato da $AI_V_{CC_sc}$ viene trasmesso alla sezione trasmittente dello SWV2H e confrontato con quello generato dall'algoritmo $AI_V_{IAF_sc}$ che è progettato per portare la tensione V_{IAF} al suo valore di riferimento superiore $V_{IAF,rif,sup}$ immagazzinando nel condensatore l'energia proveniente dalla sezione ricevente dello SWV2H. Anche in questo caso viene selezionato il minore dei due riferimenti di potenza e, usando il valore misurato di V_{IAF} e trascurando le perdite dei convertitori e dell'accoppiamento tra le bobine, viene calcolato il riferimento per l'ampiezza della corrente i_r , che a sua volta è processato dall'algoritmo $AI_I_r_sc$ del livello interno.

Come nel caso della carica, la tensione V_{IAF} viene regolata anche dall'algoritmo $AI_V_{IAF_ca_sc}$ che in questo caso tende a scaricare il condensatore trasferendo verso la rete la potenza proveniente dalla batteria. A tale scopo viene generato un riferimento per P_i che porterebbe la tensione ai capi di C_{IAF} al valore di riferimento inferiore $V_{IAF,rif,inf}$. Dal riferimento per P_i , che in fase di scarica è negativo, sfruttando il valore misurato di v_i si ottiene il riferimento per i_i che è inoltrato all'algoritmo $AI_i_i_ca_sc$ del livello interno. L'interazione tra $AI_V_{IAF_sc}$ e $AI_V_{IAF_ca_sc}$ mantiene la tensione ai capi di C_{IAF} tra i valori di riferimento inferiore e superiore indipendentemente dall'ammontare della potenza estratta dalla batteria e dalla eventuale limitazione della potenza immessa in rete.

In modo simmetrico a quanto avviene durante la carica della batteria, ora le due sezioni dello SWV2H si scambiano le informazioni relative al riferimento per P_{rt} e all'errore sull'ampiezza della corrente i_r , come sarà illustrato nel capitolo 7.2.1.

1.4 Principi generali per l'implementazione degli algoritmi di controllo

Un'ultima considerazione riguarda il fatto che i quattro convertitori che costituiscono lo SWV2H manipolano grandezze elettriche caratterizzate da frequenze molto diverse tra loro per cui richiedono di implementare algoritmi di controllo basati su principi differenti. Così, per il RA e per il CCC, che operano rispettivamente una conversione di potenza tra la tensione alternata di rete e una tensione continua e tra due tensioni

continue, gli algoritmi di controllo possono essere progettati seguendo l'approccio tradizionale che consente di controllare il valore istantaneo della grandezza di interesse. Nel caso dello IAF e del RAF, che operano una conversione bidirezionale tra grandezze continue e grandezze alternate ad alta frequenza, la possibilità del controllo istantaneo della forma d'onda di queste ultime è preclusa per cui di esse viene controllata solamente l'ampiezza di picco, confidando sull'effetto filtrante delle reti di compensazione per garantire l'andamento quasi sinusoidale delle correnti nelle bobine trasmettente e ricevente.

Nei capitoli seguenti nel descrivere gli algoritmi di controllo e i modelli per la loro simulazione sono dati per noti i valori di alcune delle grandezze elettriche inerenti al funzionamento dello SWV2H, come ad esempio la corrente di carica della batteria, la corrente assorbita da rete o le tensioni ai capi dei condensatori dei bus in continua. Nel realizzare il prototipo dello SWV2H dovranno essere predisposti i dispositivi per la trasduzione di queste grandezze e per il condizionamento dei segnali così ottenuti per renderli disponibili agli ingressi del convertitore A/D del microcontrollore che implementa gli algoritmi di controllo. Questi aspetti non sono considerati in dettaglio nelle descrizioni degli algoritmi e nei modelli di simulazione riportati in seguito dato che la loro implementazione viene effettuata mediante tecniche ben note; allo stesso modo non sono menzionati i fattori di scala esistenti tra le grandezze reali e i corrispondenti segnali trasdotti, condizionati e digitalizzati.

Nello sviluppare gli algoritmi di controllo e i modelli di simulazione la cascata di queste manipolazioni viene approssimata con l'azione di un filtro passa basso analogico posto nel cammino di retroazione degli anelli di controllo e avente frequenza di taglio pari a 10 kHz. Sono invece considerati gli effetti del campionamento e i ritardi dovuti all'elaborazione dell'algoritmo di controllo da parte del microcontrollore. Gli algoritmi di controllo vengono quindi progettati nel dominio del tempo continuo ma sono simulati e verificati mediante modelli che impiegano la loro versione discretizzata.

2 Controllo e modellizzazione del Raddrizzatore Attivo (RA)

Come mostrato nella Figura 1, dal punto di vista del circuito di potenza l'organizzazione circuitale del RA è abbastanza semplice. Esso ha la topologia comunemente definita "ponte ad H" con l'ingresso localizzato tra i due punti mediani A e B delle gambe del convertitore e l'uscita localizzata tra i due punti comuni delle gambe del convertitore. Le armoniche di corrente all'ingresso sono attenuate da un filtro induttivo che ha anche la funzione di disaccoppiare la tensione sinusoidale di rete dalla tensione modulata ad alta frequenza presente all'ingresso del RA; le armoniche di tensione all'uscita sono attenuate da un filtro capacitivo.

La funzione principale svolta dal RA è mantenere la tensione ai capi del condensatore C_{IAF} ad un valore tale da consentire il regolare funzionamento dello IAF. Tale funzione è svolta assorbendo da rete una corrente idealmente sinusoidale e con una relazione di fase rispetto alla tensione di rete dettata dall'ammontare e dal verso della potenza scambiata secondo quanto stabilito dalla norma CEI 0-21.

2.1 Livello interno – Controllo della corrente di rete i_i

Il livello di controllo interno del RA è costituito dall'algoritmo $AI_{i_i_ca_sc}$ che ha l'incarico di controllare la corrente i_i all'ingresso del RA per seguire il riferimento di potenza generato da $AI_{V_{IAF}_ca_sc}$. A tale scopo $AI_{i_i_ca_sc}$ elabora il valore misurato della corrente i_i e calcola il riferimento per la tensione v_{RA} all'ingresso del RA. Da quest'ultimo, e in funzione del valore misurato di V_{IAF} , si ricavano i segnali di comando per gli interruttori statici che costituiscono il RA.

2.1.1 Progettazione del controllore

Il sistema da controllare è costituito dall'induttanza di filtro L_i posta all'ingresso del RA, dalla sua resistenza parassita collegata in serie e dalla tensione di rete che può essere considerata un disturbo. Nel cammino di retroazione è predisposto un filtro passa basso con frequenza di taglio fissata a 10kHz che attenua le componenti ad alta frequenza del segnale prelevato dal trasduttore della corrente i_i .

Il controllore, di tipo proporzionale integrale (PI) con uscita limitata e anti-windup, fornisce il riferimento per la tensione v_{RA} all'ingresso del RA elaborando l'errore di corrente.

La funzione di trasferimento (FdT) del controllore PI è

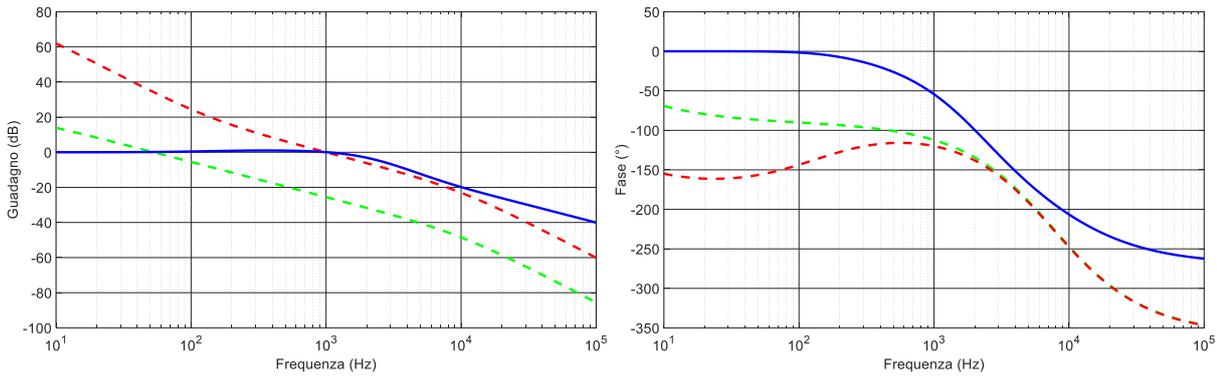


Figura 2. Diagramma di Bode dell'anello di controllo di i_i .

$$C_{i_i}(s) = K_{P_{i_i}} \left(\frac{1+s\tau_{i_i}}{s\tau_{i_i}} \right) \quad (1)$$

Il controllore è stato progettato nel dominio del tempo continuo ma tenendo presente che esso sarà implementato in un sistema a tempo discreto con periodo di campionamento T . Per questo motivo è stato considerato come parte dell'impianto da controllare anche un elemento di ritardo che rappresenta il tempo necessario al microcontrollore per elaborare l'algoritmo di controllo e al RA per applicare la tensione richiesta. Il ritardo, rappresentato dall'operatore z^{-1} , è stato modellato nel dominio a tempo continuo mediante la FdT (2), ottenuta usando il metodo bilineare, o di Tustin.

$$z^{-1} \rightarrow \frac{1-s\frac{T}{2}}{1+s\frac{T}{2}} \quad (2)$$

Per questioni legate alla semplicità di implementazione degli anelli di controllo nel firmware del microcontrollore è conveniente fissare la frequenza di commutazione del RA ad un sottomultiplo della frequenza di alimentazione delle bobine. È ragionevole quindi supporre che gli interruttori del RA commutino alla frequenza di 21.25 kHz, pari a $\frac{1}{4}$ di quella presente all'uscita dello IAF. Questa frequenza corrisponde anche alla frequenza di campionamento dell'algoritmo di controllo, per cui il periodo di campionamento T da considerare in (2) risulta uguale a circa $47\mu s$.

Il diagramma di Bode del sistema da controllare completo dell'elemento di ritardo è riportato con la linea verde tratteggiata in Figura 2.

Data la frequenza di campionamento superiore ai 20 kHz è ragionevole supporre che per l'anello di controllo si possa raggiungere una banda passante ω_{BP} corrispondente a 1 kHz mentre, per ottenere una buona prontezza di risposta, è stato fissato un margine di fase M_ϕ di 70° . Questo origina una sovralongazione nella risposta al gradino, tuttavia occorre ricordare che il riferimento per i_i ha un andamento sinusoidale per cui questo problema non si presenta nella applicazione reale.

Dall'espressione (1) si ricava che la fase del controllore alla pulsazione ω_{BP} corrispondente alla banda passante è

$$\angle C_{i_i}(j\omega_{BP}) = -90^\circ + \arctg(\omega_{BP}\tau_{i_i}) \quad (3)$$

Indicando con $\angle Imp(j\omega_{BP})$ la fase della FdT dell'impianto da controllare alla pulsazione ω_{BP} la condizione sul margine di fase impone che

$$\angle Imp(j\omega_{BP}) + \angle C_{i_i}(j\omega_{BP}) = -180^\circ + M_\phi \quad (4)$$

Sostituendo la (3) nella (4) si ricava la costante di tempo del regolatore mediante la

$$\tau_{i_i} = \frac{1}{\omega_{BP}} \operatorname{tg}(-90^\circ - \angle Imp(j\omega_{BP}) + M_\phi) \quad (5)$$

Supponendo, come usualmente viene fatto, che la banda passante del sistema a catena chiusa corrisponda alla frequenza di taglio del sistema a catena aperta si ricava la relazione

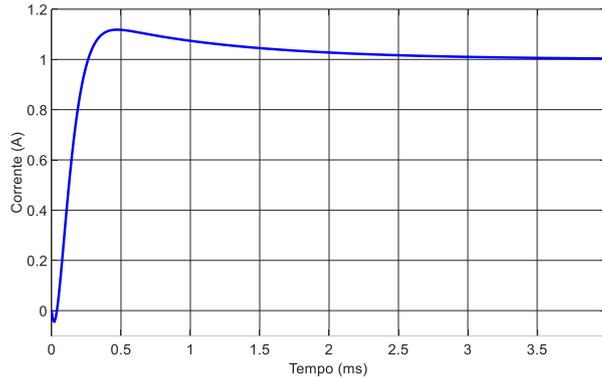


Figura 3. Risposta al gradino dell'anello di controllo della corrente i_i .

$$K_{P,i_i} \left| \frac{1+j\omega_{BP}\tau_{i_i}}{j\omega_{BP}\tau_{i_i}} \right| |Imp(j\omega_{BP})| = 1 \quad (6)$$

dove l'operatore $|\cdot|$ restituisce il modulo del proprio operando. Dalla (6) deriva direttamente la (7) che fornisce il guadagno proporzionale del controllore

$$K_{P,i_i} = \frac{1}{\left| \frac{1+j\omega_{BP}\tau_{i_i}}{j\omega_{BP}\tau_{i_i}} \right| |Imp(j\omega_{BP})|} \quad (7)$$

Dalla (5) e dalla (7) i guadagni del controllore PI a tempo continuo risultano

$$K_{P,i_i} = 18.773 \quad (8)$$

$$K_{I,i_i} \triangleq \frac{K_{P,i_i}}{\tau_{i_i}} = 15930 \quad (9)$$

Come si vede dal diagramma di Bode tracciato con la linea rossa tratteggiata in Figura 2, che si riferisce all'anello di controllo in catena aperta, questi guadagni assicurano il soddisfacimento delle specifiche sopra indicate. L'anello di controllo a catena chiusa presenta il diagramma di Bode mostrato dalla linea blu continua della Figura 2. La sua risposta al gradino unitario è tracciata nella Figura 3. Come previsto è presente una piccola sovraelongazione; inoltre, nei primi istanti dopo l'applicazione del riferimento a gradino l'uscita del sistema decresce e diventa negativa anziché aumentare. Ciò è dovuto al fatto che il sistema controllato, per la presenza del blocco di ritardo nella catena diretta e del filtro passa basso nel cammino di retroazione, non si comporta come un comune sistema del secondo ordine, che solitamente viene preso come riferimento nel valutare le risposte ai segnali canonici. Come nel caso della sovraelongazione, questo comportamento non ideale non desta preoccupazione dato che il segnale di riferimento per questo anello di controllo sarà sinusoidale.

Il controllore è stato quindi discretizzato utilizzando la relazione (10), ottenuta dalla (2)

$$S \rightarrow \frac{2}{T} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \quad (10)$$

Ricordando che l'operatore z^{-1} rappresenta il ritardo di un periodo di campionamento, si è ottenuta l'espressione (11) che lega il valore attuale dell'uscita del controllore al suo valore nel periodo di campionamento precedente e ai valori attuali e precedenti dell'errore di corrente.

$$v_{RA,rif,PI}(k) = v_{RA,rif,PI}(k-1) + K_{e(k),i_i} e_{i_i}(k) + K_{e(k-1),i_i} e_{i_i}(k-1) \quad (11)$$

I guadagni presenti nella (11) sono ottenuti sostituendo la (10) nella (1) e utilizzando le (8) e (9). Essi assumono i valori sotto riportati.

$$K_{e(k),i_i} = \left(K_{I_i} \frac{T}{2} + K_{P,i_i} \right) = 19.1481090455518 \quad (12)$$

$$K_{e(k-1),i_i} = \left(K_{I_i} \frac{T}{2} - K_{P,i_i} \right) = -18.3984509438856 \quad (13)$$

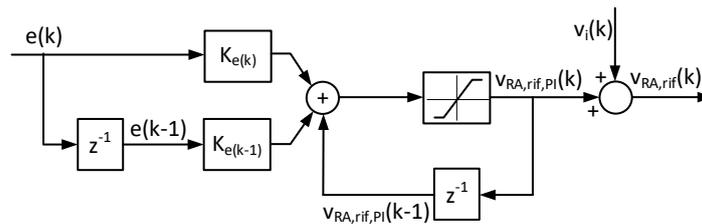


Figura 4. Schema a blocchi del controllore PI a tempo discreto.

L'espressione (11) può essere rappresentata con il diagramma a blocchi di Figura 4, nella quale il blocco di limitazione posto all'uscita esegue contemporaneamente anche la funzione di anti-windup. L'uscita del controllore viene limitata tra la massima e la minima tensione realizzabile istantaneamente all'ingresso del RA, cioè tra V_{IAF} e $-V_{IAF}$. Questi limiti sono aggiornati dinamicamente per sfruttare sempre tutta la tensione disponibile sul lato in continua del RA. La necessità di disporre del valore misurato di V_{IAF} per effettuare la limitazione dinamica dell'uscita del controllore non appesantisce la circuiteria della scheda di controllo o il relativo firmware dato che la tensione V_{IAF} deve comunque essere misurata perché essa è la grandezza controllata da $AI_V_{IAF_ca_sc}$. All'uscita del regolatore è sommato un contributo di feed-forward pari alla tensione di rete per cancellare gli effetti di disturbo da essa provocati.

2.1.2 Implementazione del controllore

Da un punto di vista algoritmico, la relazione (11) può essere implementata mediante una funzione simile a quella riportata di seguito, scritta usando il linguaggio C. La funzione proposta può implementare un qualsiasi controllore PI o, più in generale, un qualsiasi filtro discreto nel quale l'uscita dipenda dal proprio valore ritardato di periodo di campionamento, dal valore attuale dell'ingresso e dal valore dell'ingresso ritardato di un periodo di campionamento. Ovviamente, a seconda del filtro implementato, è necessario cambiare i valori dei guadagni che, per compattezza, in questo caso sono definiti come delle costanti all'interno della funzione stessa. I valori dei campioni ritardati dell'ingresso e della uscita sono memorizzati in variabili statiche interne alla funzione. Questo approccio ha il vantaggio di rendere tali valori inaccessibili al programma principale `main()` e alle altre funzioni, proteggendoli da modifiche o sovrascritture indesiderate. Se si desiderasse accedere a questi valori anche dall'esterno della funzione sarebbe necessario memorizzarli in variabili globali.

```
float Controllore_PI(float Riferimento, float Retroazione, float Limite_Superiore, float
Limite_Inferiore ){
```

```
    // Definizione dei guadagni del PI discreto
    #define Ke_k      19.1481090455518
    #define Ke_k_1   -18.3984509438856

    // Definizione delle variabili relative al periodo di campionamento precedente
    static float Errore_prec=0;
    static float Uscita_PI_prec=0;

    // Definizione delle variabili locali
    float Errore;
    float Uscita_PI;

    // Calcolo dell'errore
    Errore = Riferimento - Retroazione;

    // Calcolo della nuova uscita del PI
    Uscita_PI = Uscita_PI_prec + Ke_k*Errore + Ke_k_1*Errore_prec;

    // Limitazione dell'uscita
    if (Uscita_PI > Limite_Superiore){
        Uscita_PI = Limite_Superiore;
    }
}
```

```

    if (Uscita_PI < Limite_Inferiore){
        Uscita_PI = Limite_Inferiore;
    }

    // Aggiornamento delle variabili relative al periodo di campionamento precedente
    Errore_prec = Errore;
    Uscita_PI_prec = Uscita_PI;

    return Uscita_PI;
}

```

2.1.3 Generazione dei segnali di comando

Al fine di limitare il ripple della corrente i_i si è scelto di comandare gli interruttori statici del RA con la tecnica bipolare poiché questa limita a $V_{IAF}/2$ l'ampiezza delle oscillazioni della tensione presenti all'ingresso del RA. Al contrario, la tecnica di usare gli stessi segnali di comando per le coppie di interruttori posti sulle diagonali del ponte ad H originerebbe delle oscillazioni con ampiezza V_{IAF} . Questo approccio richiede di generare a partire dal riferimento di tensione $v_{RA,rif}$ due diversi valori di duty cycle che vengono usati per imporre le tensioni dei punti A e B all'ingresso del RA.

Tipicamente le periferiche dei microcontrollori dedicate alla generazione di segnali a PWM operano confrontando un valore numerico proporzionale al duty cycle desiderato con il valore istantaneo di un contatore interno che viene fatto crescere e decrescere con andamento a rampa tra zero e un valore finale che definisce il periodo di commutazione. Si può concludere quindi che essi impiegano di fatto la tecnica della sotto-oscillazione. Per rispecchiare questa architettura e facilitare quindi la trasposizione dei risultati teorici nell'algoritmo di controllo eseguito dal microcontrollore, i due duty cycle sono calcolati come

$$\delta_A = 0.5 + \frac{1}{2} \frac{v_{RA,rif}}{V_{IAF}} \tag{14}$$

$$\delta_B = 0.5 - \frac{1}{2} \frac{v_{RA,rif}}{V_{IAF}} \tag{15}$$

e assumono valori compresi tra 0 e 1.

Lo schema ideale per la generazione dei comandi è riportato in Figura 5. Il segnale triangolare oscilla alla frequenza di 21.25 kHz tra il valore minimo 0 e il valore massimo 1. I blocchi indicati con il simbolo > generano il comando per gli interruttori superiori T_1 e T_2 delle due gambe del RA, mostrati in Figura 1. Il comando risulta alto, e quindi l'interruttore è chiuso, quando il duty cycle all'ingresso del blocco è maggiore del segnale triangolare applicato all'altro ingresso mentre è basso in caso contrario. Per semplificare lo schema i segnali di comando per gli interruttori inferiori T_3 e T_4 sono ottenuti semplicemente per negazione dei comandi degli interruttori superiori, tuttavia nella realizzazione del prototipo saranno inseriti gli opportuni tempi morti. Questi ultimi sono stati inseriti anche nei modelli circuitali sviluppati e utilizzati nel proseguimento dell'attività di ricerca per simulare il funzionamento dei convertitori statici dello SWV2H.

2.1.4 Simulazione e validazione

Mediante l'ambiente di simulazione Matlab/Simulink è stato realizzato un modello dettagliato del circuito di potenza del RA e dell'algoritmo di controllo; lo schema di quest'ultimo è riportato in Figura 6. Il modello è stato impiegato per verificare il funzionamento dell'algoritmo Al_i_ca_sc. In questa prima fase di verifica il condensatore C_{IAF} è stato sostituito con un generatore di tensione costante e pari a $V_{IAF}=450$ V e si è supposto che la fase istantanea della tensione di rete fosse nota. La resistenza interna degli interruttori e dei diodi di

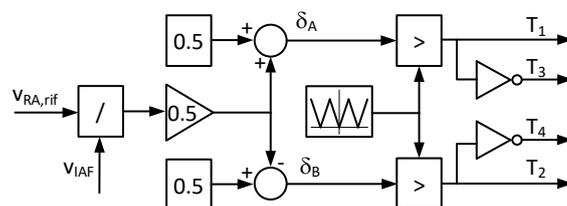


Figura 5. Schema ideale per la generazione dei comandi.

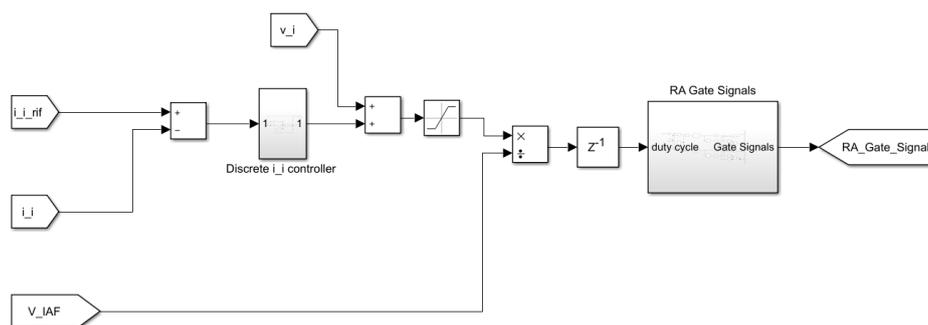


Figura 6. Modello Simulink dell’algoritmo di controllo di i_i .

ricircolo è stata impostata a $25\text{m}\Omega$ mentre il tempo morto è stato posto a $0.5\ \mu\text{s}$. Il modello circuitale è stato utilizzato anche per determinare il valore ottimale dell’induttanza di filtro L_i , che nel corso del precedente anno di realizzazione era stato fissato a $20.6\ \text{mH}$ mediante una regola empirica. A questo scopo è stata effettuata una serie di simulazioni con valori di L_i gradualmente decrescenti, ricalcolando i guadagni del regolatore ad ogni variazione di L_i , fino ad ottenere il valore minimo di induttanza che ancora consente di rispettare i limiti sul contenuto armonico di corrente iniettata in rete riportati nella norma CEI EN 61000-3-2. Da questa analisi è risultato che è possibile ridurre notevolmente il valore di L_i senza eccedere i limiti imposti dalla norma. Si è scelto quindi di fissare L_i a 3mH per avere un certo margine di sicurezza riguardo le non idealità che possono essere presenti nel funzionamento reale del prototipo.

Imponendo un riferimento di corrente in fase con la tensione di rete e di ampiezza pari al valore $i_{i,N}=22.4\ \text{A}$, dalla simulazione si ottiene l’andamento di i_i riportato nel lato sinistro della Figura 7; sul lato destro è riportata la corrente ottenuta imponendo che il riferimento per i_i anticipasse di 90° la tensione di rete, simulando la presenza di un carico capacitivo. In entrambe le figure i riferimenti sono rappresentati in blu mentre le correnti misurate sono rappresentate in rosso.

Si può notare come la corrente di rete segua accuratamente il riferimento senza presentare apprezzabile ritardo di fase. È presente una distorsione nell’intorno del valore nullo di corrente, comunque il contenuto armonico della corrente risulta compatibile con la norma CEI EN 61000-3-2.

2.2 Livello esterno – Controllo della tensione V_{IAF}

Nell’ipotesi di scambiare con la batteria una potenza costante e di avere la corrente di rete sinusoidale non sarà possibile mantenere costante la tensione V_{IAF} all’uscita del RA poiché il condensatore C_{IAF} dovrà assorbire la componente oscillante della potenza scambiata con la rete. Di conseguenza la tensione presente ai suoi capi oscillerà con frequenza doppia rispetto a quella di rete. Questo effetto era già stato considerato nel primo anno di realizzazione del progetto, dimensionando C_{IAF} in modo che le oscillazioni di tensione siano limitate entro limiti ragionevoli. Per regolazione della tensione di uscita si intende quindi la regolazione del suo valore medio su un periodo di rete.

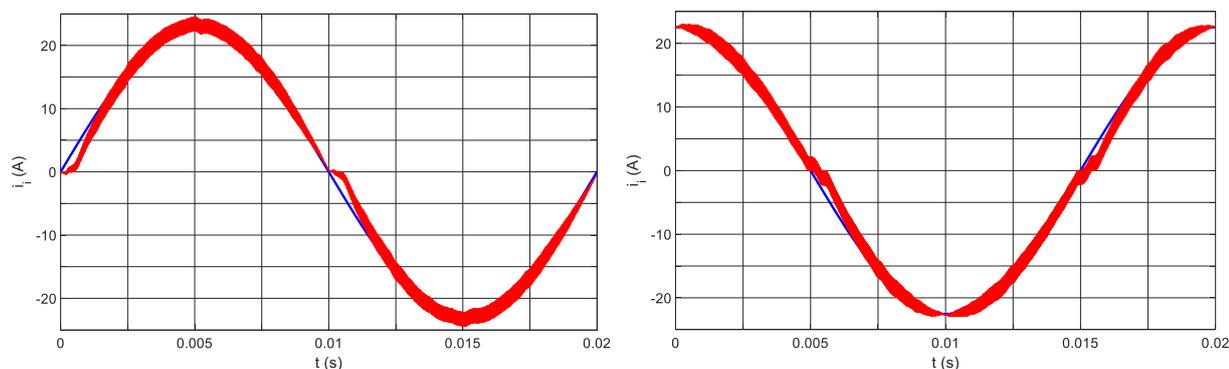


Figura 7. Correnti all’ingresso del RA e loro riferimento nelle condizioni di corrente in fase con la tensione di rete (sinistra) e in anticipo di 90° rispetto alla tensione di rete (destra).

2.2.1 Progettazione del regolatore

Il RA regola la tensione media ai capi di C_{IAF} variando l'ampiezza della componente della corrente i_i in fase con la tensione di rete. Il RA ha anche il compito di controllare la potenza scambiata con la rete seguendo le indicazioni della norma CEI 0-21 che prevedono, durante la scarica della batteria, di variare il rapporto tra potenza attiva e potenza reattiva in funzione delle condizioni della rete. Anche i requisiti sulla potenza scambiata con la rete vengono soddisfatti agendo sul riferimento $i_{i,rif}$, aggiustandone l'ampiezza e la fase. Dato che sia la regolazione della tensione di uscita che quella della potenza sono effettuate agendo sul riferimento di corrente, risulta conveniente che le due azioni vengano effettuate in modo integrato. A tale scopo, come anticipato nel capitolo 1.2, il controllore della tensione V_{IAF} è progettato per generare un riferimento di potenza.

In un generico condensatore, integrando la corrente si ottiene una grandezza proporzionale alla tensione presente ai suoi capi mentre integrando la potenza entrante si ottiene una grandezza proporzionale al quadrato della tensione. In particolare si può scrivere

$$\frac{P(s)}{s} = \frac{1}{2} C V^2(s) \tag{16}$$

dove $P(s)$ è la trasformata di Laplace del segnale che rappresenta la potenza entrante nel condensatore e $V^2(s)$ la trasformata di Laplace del segnale che rappresenta il quadrato della tensione ai suoi capi. Da questa considerazione si deduce che, volendo manipolare la potenza invece che la corrente, risulta conveniente controllare il quadrato della tensione del condensatore piuttosto che la tensione stessa. Ciò non comporta la perdita di informazioni relative allo stato del sistema dato che nei casi considerati in questo capitolo e nei successivi non è previsto che la tensione ai capi del condensatore cambi di segno.

Lo schema dell'anello di regolazione della tensione è rappresentato nella Figura 8. Il controllore $C_{VIAF}(s)$ è anche in questo caso di tipo PI. L'azione integrale non sarebbe strettamente necessaria se lo scopo dell'algoritmo di controllo fosse solamente quello di caricare il condensatore alla tensione desiderata; in questo caso però il condensatore alimenta lo IAF per cui è necessario che a regime il controllore di tensione richieda l'iniezione di potenza nel condensatore C_{IAF} per compensare quella assorbita dallo IAF e mantenere a zero l'errore di tensione. Questa condizione può essere raggiunta solamente da un controllore con azione integrale. Il blocco indicato con $P_{VIAF,rif} \rightarrow I_{i,rif}$ rappresenta la conversione tra il riferimento di potenza attiva $P_{VIAF,rif}$ generato dal controllore e l'ampiezza $I_{i,rif}$ del riferimento di corrente $i_{i,rif}$ da fornire all'ingresso dell'algoritmo di controllo Al_{i_i,ca_sc} descritto nel capitolo 2.1. I dettagli sulla struttura interna di questo blocco saranno dati nel capitolo 2.2.5, tuttavia per effettuare il dimensionamento del controllore $C_{VIAF}(s)$ esso è stato approssimato mediante la relazione (17), ottenuta ipotizzando che la tensione di rete sia sinusoidale con ampiezza nominale $V_{i,N}$, che la corrente di rete sia in fase con la tensione e che l'efficienza del RA sia unitaria.

$$I_{i,rif} = \frac{2P_{VIAF,rif}}{V_{i,N}} \tag{17}$$

Il blocco $I_{i,rif} \rightarrow I_i$ rende conto delle non idealità introdotte dall'algoritmo di controllo Al_{i_i,ca_sc} nel modulare l'ampiezza della corrente i_i seguendo il riferimento $I_{i,rif}$. In base alle considerazioni svolte in dettaglio nel capitolo 4.2 a proposito della modulazione di ampiezza della corrente della bobina ricevente, e considerando che il diagramma di Bode dell'anello della corrente i_i , mostrato in Figura 2, è piatto nell'intorno della frequenza di rete, questi effetti possono essere trascurati per cui il blocco può essere considerato unitario. Il blocco $I_i \rightarrow P_{VIAF}$ indica la conversione tra la effettiva ampiezza della corrente di rete e la potenza iniettata in C_{IAF} e può essere approssimato invertendo la (17).

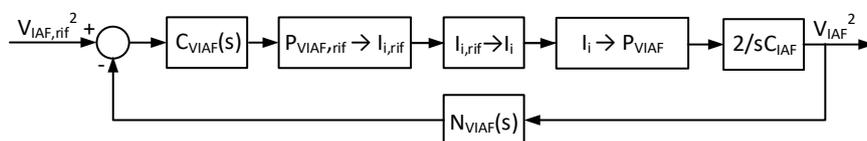


Figura 8. Schema a blocchi dell'anello di regolazione ideale della tensione V_{IAF} .

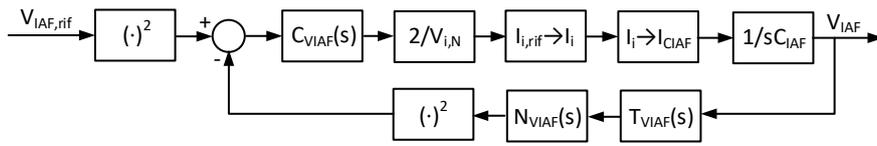


Figura 9. Schema a blocchi dell’anello di regolazione della tensione V_{IAF} .

In base alle considerazioni introduttive del capitolo 2.2, si ammette che la tensione V_{IAF} oscilla alla frequenza di 100 Hz, per cui in condizioni di regime tale tensione può essere approssimata dalla

$$V_{IAF}(t) \approx V_{IAF,N} + \Delta v_{IAF} \sin(2\omega_i t) \quad (18)$$

dove Δv_{IAF} è l’ampiezza della oscillazione di V_{IAF} rispetto al suo valore nominale $V_{IAF,N}$ e ω_i è la pulsazione di rete. In base al dimensionamento di C_{IAF} effettuato nel corso del passato anno di realizzazione del progetto, Δv_{IAF} risulta minore di 25 V in condizioni di massimo trasferimento di potenza, cioè è inferiore a 1/18 di $V_{IAF,N}$.

La grandezza posta in retroazione all’anello di regolazione è V_{IAF}^2 . In base alla (18), essa può essere approssimata con una nuova espressione dove compare un termine con pulsazione $4\omega_i$, corrispondente a 200 Hz.

$$V_{IAF}^2(t) \approx V_{IAF,N}^2 + \frac{\Delta v_{IAF}^2}{2} + 2V_{IAF,N} \Delta v_{IAF} \sin(2\omega_i t) - \frac{\Delta v_{IAF}^2}{2} \cos(4\omega_i t) \quad (19)$$

I termini oscillanti di V_{IAF}^2 dovrebbero cadere al di fuori della banda dell’anello di controllo della tensione per evitare che il controllore tenti di cancellare anche queste componenti introducendo una distorsione sulla forma d’onda del riferimento $i_{i,rif}$. In alternativa si può pensare di adottare una banda più ampia e di cancellare selettivamente le componenti a frequenza intorno ai 100 Hz e ai 200 Hz del segnale relativo a V_{IAF}^2 .

Dopo aver effettuato alcune analisi, è risultato che il migliore compromesso consiste nel fissare per l’anello di controllo una banda passante di 20 Hz e un margine di fase di 80° e nel porre nel cammino di retroazione dell’anello un filtro di tipo notch, rappresentato dal blocco $N_{V_{IAF}}(s)$ nella Figura 8, che elimina una banda avente una larghezza ω_B corrispondente a circa 40 Hz e centrata su sulla pulsazione ω_0 corrispondente a 100 Hz. La FdT del filtro notch è

$$N_{V_{IAF}}(s) = \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + s\omega_B + \omega_0^2} \quad (20)$$

Dalla (19) si ricava che la componente di frequenza pari a 200 Hz ha intrinsecamente una ampiezza almeno 72 volte minore della componente a 100 Hz ed inoltre è attenuata dall’azione del controllore che fissa la banda passante del sistema ad una frequenza 10 volte inferiore. Di conseguenza non è stato ritenuto necessario inserire un ulteriore filtro notch accordato sui 200 Hz.

Nello SWV2H la grandezza effettivamente trasdotta è V_{IAF} , non V_{IAF}^2 , e il condensatore C_{IAF} viene caricato da una corrente e non da una potenza, di conseguenza lo schema di controllo che effettivamente può essere realizzato è diverso da quello di Figura 8 ed è riportato in Figura 9. Nello schema, il blocco $P_{V_{IAF},rif} \rightarrow I_{i,rif}$ è stato sostituito con il guadagno dato dalla (17) mentre il blocco $I_i \rightarrow I_{C_{IAF}}$ rappresenta la conversione tra l’ampiezza della corrente di rete e la corrente media che carica C_{IAF} . Nello schema compare anche il blocco $T_{V_{IAF}}(s)$ che rappresenta il filtro passa basso applicato all’uscita del trasduttore di tensione.

La presenza del blocco $(\cdot)^2$, che rappresenta l’elevamento al quadrato, rende lo schema non lineare per cui il regolatore non può essere progettato sfruttando gli approcci tradizionali. Tuttavia, linearizzando il sistema nell’intorno del punto di lavoro a regime, cioè $V_{IAF} = V_{IAF,N}$, è possibile ridisegnare lo schema come nella Figura 10, dove con $\Delta V_{IAF,rif}$ e ΔV_{IAF} si intendono le variazioni del riferimento per V_{IAF} e di V_{IAF} rispetto a $V_{IAF,N}$ e blocco

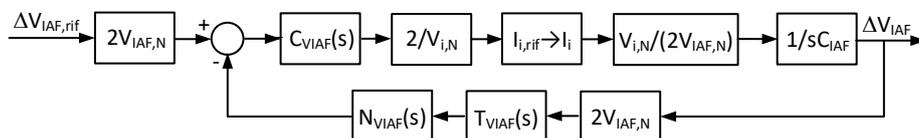


Figura 10. Schema a blocchi dell’anello di regolazione linearizzato della tensione V_{IAF} .

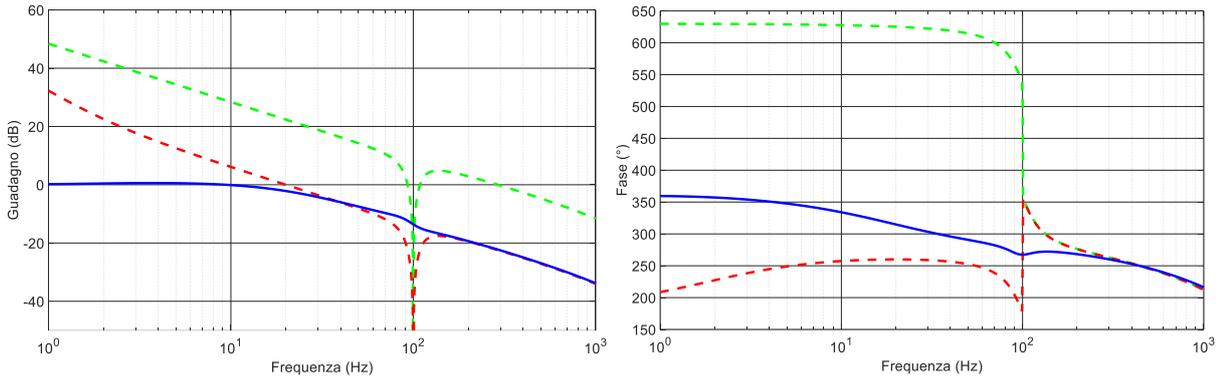


Figura 11. Diagramma di Bode dell’anello di controllo a catena chiusa di V_{IAF} .

$i_i \rightarrow I_{CIAF}$ è stato sostituito dalla relazione

$$I_{CIAF} = \frac{1}{2} \frac{V_{i,N}}{V_{IAF,N}} I_i \tag{21}$$

ottenuta ipotizzando che la corrente i_i sia in fase con la tensione v_i , che la tensione del condensatore C_{IAF} rimanga prossima al valore nominale $V_{IAF,N}$ e trascurando le perdite del RA.

Il controllore $C_{VIAF}(s)$ è stato progettato sulla base dello schema di Figura 10 usando la stessa tecnica descritta nel capitolo 2.1, quindi è stato discretizzato. A parte i valori dei guadagni, riportati nelle (22) e (23), e dei valori di saturazione dell’uscita, che viene limitata tra $P_{i,N}$ e $-P_{i,N}$, anche l’implementazione di $C_{VIAF}(s)$ nel firmware dell’algoritmo di controllo segue lo schema di Figura 4 ed è la stessa riportata nel capitolo 2.1.2.

$$K_{e(k),v_{IAF}} = 0.0757834057830588 \tag{22}$$

$$K_{e(k-1),v_{IAF}} = -0.0757427847621626 \tag{23}$$

Il diagramma di Bode relativo all’anello di controllo di V_{IAF} è riportato nella Figura 11. Anche in questo caso la linea verde tratteggiata rappresenta il diagramma del sistema a catena aperta privo del controllore; la linea rossa tratteggiata si riferisce al sistema a catena aperta completo di controllore mentre la linea blu continua mostra il diagramma di Bode dell’anello di controllo a catena chiusa. La risposta al gradino è riportata nella Figura 12.

A differenza del filtro passa basso a cui si è accennato nel capitolo 1.4, che viene realizzato per via analogica, il filtro notch implementato nell’algoritmo di controllo $AI_V_{IAF_ca_sc}$ viene discretizzato. Nella rappresentazione a tempo discreto esso assume lo schema a blocchi riportato nella Figura 13 con i guadagni elencati di seguito

$$K_{in(k)} = 0.99412245582168 \tag{24}$$

$$K_{in(k-1)} = -1.98737597754398 \tag{25}$$

$$K_{in(k-2)} = 0.99412245582168 \tag{26}$$

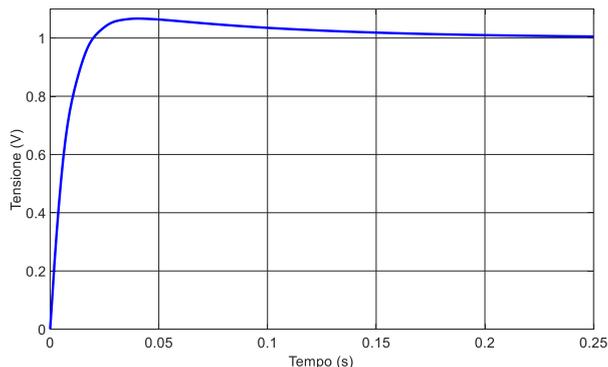


Figura 12. Risposta al gradino dell’anello di controllo della tensione V_{IAF} .

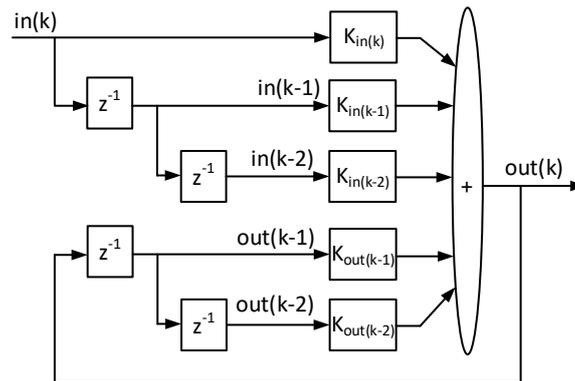


Figura 13. Schema a blocchi del filtro notch a tempo discreto.

$$K_{out(k-1)} = 1.98737597754398 \quad (27)$$

$$K_{out(k-2)} = -0.988244911643361 \quad (28)$$

2.2.2 Implementazione del filtro notch

Da un punto di vista algoritmico, il filtro notch può essere implementato mediante la funzione riportata di seguito come esempio. Essa è molto simile a quella mostrate nel capitolo 2.1.2 riguardante il controllore PI ma ne differisce perché vengono memorizzate due variabili statiche in più, e precisamente l'uscita del filtro digitale ritardata due volte e l'ingresso ritardato due volte. In questo caso non sono presenti il calcolo dell'errore e la limitazione dell'uscita del filtro, ma se fosse necessario implementarli per aggiungere nuove funzionalità si possono seguire le indicazioni riportate nel capitolo 2.1.2.

```
float Filtro_Notch(float Ingresso){
    // Definizione dei guadagni del PI discreto
    #define Kin_k      0.99412245582168
    #define Kin_k_1   -1.98737597754398
    #define Kin_k_2    0.99412245582168
    #define Kout_k_1   1.98737597754398
    #define Kout_k_2  -0.988244911643361

    // Definizione delle variabili relative al periodo di campionamento precedente
    static float Ingresso_prec=0;
    static float Ingresso_prec_prec=0;
    static float Uscita_prec=0;
    static float Uscita_prec_prec=0;

    // Definizione della variabile locale
    float Uscita;

    // Calcolo della nuova uscita del filtro
    Uscita = Kout_k_1*Uscita_prec + Kout_k_2*Uscita_prec_prec + Kin_k*Ingresso +
    Kin_k_1*Ingresso_prec + Kin_k_2*Ingresso_prec_prec;

    // Aggiornamento delle variabili relative ai due periodi di campionamento precedenti
    Ingresso_prec_prec = Ingresso_prec;
    Ingresso_prec = Ingresso;
    Uscita_prec_prec = Uscita_prec;
    Uscita_prec = Uscita;

    return Uscita;
}
```

2.2.3 Introduzione alle trasformazioni di Clark e di Park

Il riferimento di potenza $P_{i,rif}$ generato dal controllore $C_{VIAF}(s)$ viene elaborato per ottenere il riferimento di corrente da inviare all'algoritmo $AI_i_ca_sc$. Questo capitolo e i successivi capitoli descrivono i passaggi logici e formali che portano alla determinazione di $i_{i,rif}$.

Nei convertitori statici interfacciati alla rete trifase è prassi comune che l'algoritmo di controllo della potenza venga sviluppato sulla base della teoria delle potenze istantanee. Questo approccio consente di ottenere dal sistema delle risposte molto rapide poiché non esprime le potenze attiva e reattiva in funzione dei valori efficaci delle tensioni e delle correnti la cui valutazione è effettuata su un periodo di rete. L'applicazione della teoria delle potenze istantanee presuppone di operare una preventiva trasformazione delle grandezze trifase coinvolte nell'azione di controllo per portarle dal riferimento trifase a,b,c al riferimento stazionario α,β,γ e quindi a quello sincrono d,q,0.

Le tensioni v_α, v_β e v_γ nel riferimento stazionario si ottengono operando la cosiddetta trasformazione di Clark, definita dalla relazione

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_\gamma \end{bmatrix} \triangleq \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (29)$$

Se le tensioni trifase v_a, v_b e v_c sono simmetriche, la componente v_γ delle tensioni trasformate è nulla, la tensione trasformata v_α risulta uguale a v_a e v_β ha ampiezza uguale a quella di v_a e di v_α , ma risulta ritardata di 90° rispetto ad esse. La trasformazione (29) è detta invariante alle ampiezze poiché l'ampiezza delle tensioni trasformate è uguale a quella delle tensioni di fase.

Il passaggio al riferimento sincrono avviene mediante una seconda trasformazione, espressa dalla relazione (30), nota come trasformazione di Park; essa consente di rappresentare le tensioni v_α, v_β e v_γ in un nuovo riferimento nel quale v_0 è uguale a v_γ , ma v_d e v_q , sotto opportune condizioni, risultano costanti anziché sinusoidali come v_α e v_β

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} \triangleq \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_\gamma \end{bmatrix} \quad (30)$$

Nel caso di un sistema trifase senza neutro, o comunque quando la somma delle correnti di fase è identicamente nulla, la teoria delle potenze istantanee definisce la potenza istantanea reale p e la potenza istantanea immaginaria q rispettivamente come

$$p \triangleq \frac{3}{2}(v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta) = \frac{3}{2}(v_d i_d + v_q i_q) \quad (31)$$

$$q \triangleq \frac{3}{2}(v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha) = \frac{3}{2}(v_d i_q - v_q i_d) \quad (32)$$

Dove i_α e i_β oppure i_d e i_q sono ottenute dalle correnti di fase i_a, i_b e i_c mediante la (29) e la (30).

Si può dimostrare che in un sistema trifase con tensioni simmetriche e correnti bilanciate la potenza istantanea reale corrisponde alla potenza attiva mentre la potenza istantanea immaginaria corrisponde alla potenza reattiva cambiata di segno. Dato che le due potenze istantanee sono ottenute in funzione dei valori istantanei delle tensioni e delle correnti, il loro calcolo non introduce alcun ritardo nell'algoritmo di controllo oltre a quello necessario ad effettuare le operazioni matematiche.

Il riferimento di potenza attiva generato dal controllore $C_{VIAF}(s)$, eventualmente ridotto in ampiezza e/o integrato con un riferimento di potenza reattiva per il soddisfacimento della norma CEI 0-21, viene convertito nelle componenti i_d e i_q della corrente di rete invertendo le relazioni (31) e (32) e ottenendo le espressioni

$$i_d = \frac{2pv_d - qv_q}{3v_d^2 + v_q^2} \quad (33)$$

$$i_q = \frac{2pv_q + qv_d}{3v_d^2 + v_q^2} \quad (34)$$

Espressioni simili valgono nel riferimento stazionario sostituendo le componenti d e q delle tensioni e delle correnti con le componenti α e β .

Se v_α e v_β hanno ampiezze costanti e se l'angolo θ varia con derivata uguale alla pulsazione di rete ω , le tensioni sincrone v_d e v_q assumono valori costanti. In particolare, se θ è uguale alla fase istantanea della tensione v_α , v_d risulta uguale alla ampiezza di v_α mentre v_q risulta nullo. Quest'ultima proprietà viene sfruttata nel prossimo capitolo per determinare la fase istantanea della tensione di rete. La conoscenza di quest'ultima è necessaria sia per effettuare la trasformazione di Park che per definire le componenti di potenza attiva e reattiva da scambiare con la rete.

2.2.4 Determinazione della fase della tensione di rete

Da quanto esposto finora si potrebbe concludere che la teoria sopra accennata non possa essere utilizzata nei sistemi monofase dato che essi definiscono solamente la tensione v_a . Per ovviare a questo inconveniente si sfrutta il fatto che nei sistemi trifase con tensioni simmetriche v_α è uguale a v_a mentre v_β ha ampiezza uguale a v_α ed è ritardata di 90° rispetto ad essa. Nei sistemi monofase come lo SWV2H, avendo a disposizione solamente v_i , si pone v_α uguale a v_i e si sintetizza v_β ritardando v_i di 90° usando, ad esempio, la tecnica illustrata nel capitolo 2.2.6. A questo punto sono disponibili v_α e v_β e si può procedere con la trasformazione di Park utilizzando la fase istantanea θ di v_i in modo da rendere costanti le tensioni e le correnti nel riferimento sincrono. La fase θ non è direttamente disponibile per cui è ottenuta mediante una opportuna elaborazione di v_i .

Una soluzione largamente impiegata a questo scopo sfrutta un algoritmo basato su un Phase Locked Loop (PLL). Esso è implementato usando lo schema di Figura 14, disegnato supponendo che v_β sia disponibile. Analizzando la figura si riconosce che il PLL è essenzialmente costituito da un sistema a catena chiusa che controlla a zero mediante un controllore di tipo PI la componente v_q della tensione nel riferimento sincrono. La variabile manipolata è il valore stimato θ_s della fase istantanea della tensione trasformata v_α , che come detto sopra è uguale a quella di v_i . Per ottenere il corretto andamento a rampa dalla fase stimata ed errore a regime nullo è necessario che nella catena siano presenti due integratori. Uno di essi è intrinseco al controllore PI mentre il secondo, posto in cascata al controllore, ne integra l'uscita. Dato che l'uscita del secondo integratore è la fase stimata, ne consegue che all'uscita del controllore PI è disponibile una stima della pulsazione di rete, indicata con ω_s . Al fine di velocizzare il raggiungimento delle condizioni di regime, è prassi comune inserire un'azione di feed-forward all'uscita del controllore PI sommandovi il valore nominale ω_N della pulsazione di rete, che è noto a priori.

Nel caso considerato il controllore PI è stato dimensionato per avere una banda passante di 10 Hz e un margine di fase di 80° ; esso è realizzato mediante lo schema a blocchi di Figura 4 e implementato mediante il codice riportato 2.1.2 tuttavia in questo caso l'uscita del controllore non viene limitata per consentire al PLL di agganciare la fase della tensione di rete nel più breve tempo possibile. I guadagni del controllore discretizzato risultano

$$K_{e(k),PLL} = 0.38515273240825 \quad (35)$$

$$K_{e(k-1),PLL} = -0.384967075201929 \quad (36)$$

L'uscita dell'integratore posto in cascata al controllore PI ha idealmente un andamento a rampa, tuttavia nella sua implementazione in un algoritmo per microcontrollore è necessario evitare l'overflow nei calcoli. A tale scopo l'integratore a tempo discreto è realizzato secondo lo schema mostrato in Figura 15. All'uscita del sommatore è posto un blocco con una soglia posta a $-\pi$ e un'altra posta a π . L'integratore discreto con reset dell'uscita può essere realizzato mediante la funzione riportata nel capitolo seguente.

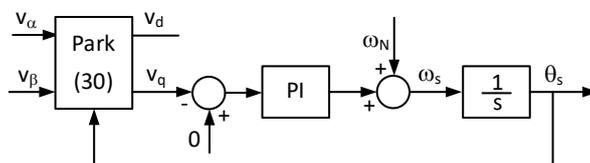


Figura 14. Schema a blocchi dell'algoritmo PLL.

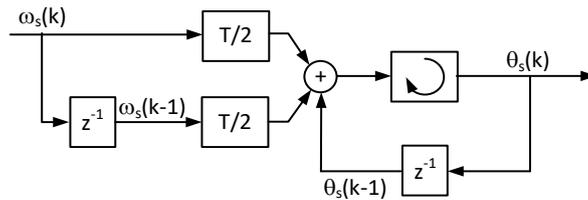


Figura 15. Schema a blocchi dell'integratore a tempo discreto.

Il calcolo delle funzioni trigonometriche $\sin(\theta_s)$ e $\cos(\theta_s)$ che compaiono nella matrice di trasformazione di Park (30) richiede in genere un tempo di elaborazione relativamente elevato. Esso può essere molto ridotto se tali funzioni sono calcolate per mezzo di una look-up table (LUT). Al fine di ridurre le dimensioni della tabella per risparmiare memoria del microcontrollore si possono memorizzare i valori di $\sin(\theta_s)$ per $0 \leq \theta_s \leq \pi/2$ e ricavarne il valore negli altri intervalli angolari sfruttando le proprietà di simmetria della funzione. Traslando opportunamente gli angoli la stessa tabella può essere utilizzata anche per ricavare i valori di $\cos(\theta_s)$. Nel capitolo seguente è proposta una funzione che implementa l'interpolazione della LUT.

2.2.5 Implementazione dell'integratore con reset e dell'interpolazione della LUT

L'integratore con reset può essere implementato mediante la funzione riportata di seguito. A parte l'ovvio utilizzo di guadagni con valore opportuno, una differenza degna di nota rispetto alla funzione che implementa il controllore PI si trova nella sezione di codice destinata alla limitazione dell'uscita. Quest'ultima non è limitata esattamente tra i valori minimo e massimo, come avviene nel controllore PI, ma le è concesso di eccedere leggermente l'intervallo $(-\pi, \pi)$ al fine di minimizzare le discontinuità delle funzioni trigonometriche che hanno θ_s come argomento.

```
float Integratore_con_Reset(float Ingresso){
// Definizione di pi e 2*pi
#define PI      3.141592653589793
#define DUE_PI  6.283185307179586

// Definizione dei guadagni dell'integratore
#define T_MEZZI 2.352941176470588e-05

// Definizione delle variabili relative al periodo di campionamento precedente
static float Ingresso_prec=0;
static float Uscita_prec=0;

// Definizione della variabile locale
float Uscita;

// Calcolo della nuova uscita
Uscita = Uscita_prec + T_MEZZI*(Ingresso+Ingresso_prec);

// Limitazione dell'uscita
if (Uscita > PI){
    Uscita = Uscita - DUE_PI;
}
if (Uscita < -PI){
    Uscita = Uscita + DUE_PI;
}

// Aggiornamento delle variabili relative al periodo di campionamento precedente
Ingresso_prec = Ingresso;
Uscita_prec = Uscita;

return Uscita;
}
```

Il frammento di codice seguente mostra una funzione che restituisce il seno dell'angolo dato in ingresso. Essa si basa sull'interpolazione di una LUT che contiene i campioni della funzione seno. Per limitare l'occupazione di memoria la LUT contempla il caso di un angolo in ingresso compreso tra 0 e $\pi/2$ e quindi, prima di accedere alla LUT, l'angolo in ingresso viene riportato ad un angolo compreso in questo intervallo avente lo stesso valore del seno, eventualmente con il segno cambiato. La LUT considerata nell'esempio contiene 92 elementi. I primi 91 sono i valori del seno calcolato su angoli uniformemente distribuiti tra 0 e $\pi/2$ con incrementi di $\pi/180$; l'ultimo elemento è il valore del seno calcolato per $\pi/2 + \pi/180$ e viene utilizzato per semplificare la gestione del codice che effettua l'interpolazione quando l'angolo in ingresso è uguale a $\pi/2$.

```
float Interpola_Tabella(float Angolo){
// L'Angolo in ingresso è espresso in radianti

// Definizione di pi, 2*pi e pi/2
#define PI 3.141592653589793
#define DUE_PI 6.283185307179586
#define PI_MEZZI 1.570796326794897

#define DIMENSIONE_TABELLA 90

// Questa costante viene usata per passare dall'angolo all'indice della tabella
#define DIMENSIONE_TABELLA_SU_PI_MEZZI 57.295779513082323

// Tabella_Seno contiene i campioni del seno con fase compresa tra 0 e pi/2
float const Tabella_Seno[DIMENSIONE_TABELLA+2]=
{
0.000000000000000, 0.017452406437284, 0.034899496702501, 0.052335956242944,
0.069756473744125, 0.087155742747658, 0.104528463267653, 0.121869343405147,
0.139173100960065, 0.156434465040231, 0.173648177666930, 0.190808995376545,
0.207911690817759, 0.224951054343865, 0.241921895599668, 0.258819045102521,
0.275637355816999, 0.292371704722737, 0.309016994374947, 0.325568154457157,
0.342020143325669, 0.358367949545300, 0.374606593415912, 0.390731128489274,
0.406736643075800, 0.422618261740699, 0.438371146789077, 0.453990499739547,
0.469471562785891, 0.484809620246337, 0.500000000000000, 0.515038074910054,
0.529919264233205, 0.544639035015027, 0.559192903470747, 0.573576436351046,
0.587785252292473, 0.601815023152048, 0.615661475325658, 0.629320391049837,
0.642787609686539, 0.656059028990507, 0.669130606358858, 0.681998360062498,
0.694658370458997, 0.707106781186547, 0.719339800338651, 0.731353701619170,
0.743144825477394, 0.754709580222772, 0.766044443118978, 0.777145961456971,
0.788010753606722, 0.798635510047293, 0.809016994374947, 0.819152044288992,
0.829037572555042, 0.838670567945424, 0.848048096156426, 0.857167300702112,
0.866025403784439, 0.874619707139396, 0.882947592858927, 0.891006524188368,
0.898794046299167, 0.906307787036650, 0.913545457642601, 0.920504853452440,
0.927183854566787, 0.933580426497202, 0.939692620785908, 0.945518575599317,
0.951056516295154, 0.956304755963035, 0.961261695938319, 0.965925826289068,
0.970295726275996, 0.974370064785235, 0.978147600733806, 0.981627183447664,
0.984807753012208, 0.987688340595138, 0.990268068741570, 0.992546151641322,
0.994521895368273, 0.996194698091746, 0.997564050259824, 0.998629534754574,
0.999390827019096, 0.999847695156391, 1.000000000000000, 0.999847695156391
};

// Definizione delle variabili locali
float Indice_Tabella;
int Parte_Intera_Indice_Tabella;
float Parte_Frazionaria_Indice_Tabella;

float Approssimazione_per_Difetto;
float Approssimazione_per_Eccesso;

float Segno=1;

float Seno;

// Limita l'angolo tra -pi e pi aggiungendo o sottraendo multipli di 2*pi
```

```

while (Angolo>PI){
    Angolo = Angolo - DUE_PI;
}
while(Angolo < -PI){
    Angolo = Angolo + DUE_PI;
}

// Sfrutta la simmetria dispari della funzione seno rispetto a zero
if(Angolo < 0){
    Angolo = -Angolo;
    Segno=-1;
}

// Sfrutta la simmetria pari della funzione seno rispetto a pi/2
if(Angolo > PI_MEZZI){
    Angolo = PI-Angolo;
}

// Riporta l'angolo in ingresso ad un numero compreso tra 0 e DIMENSIONE_TABELLA
Indice_Tabella=(float)(Angolo*DIMENSIONE_TABELLA_SU_PI_MEZZI);

// Separa la parte intera e la parte frazionaria dell'indice calcolato sopra
Parte_Intera_Indice_Tabella=(int)(Indice_Tabella);
Parte_Frazionaria_Indice_Tabella=Indice_Tabella-Parte_Intera_Indice_Tabella;

// Estrae dalla tabella due approssimazioni del valore del seno
Approssimazione_per_Difetto=Tabella_Seno[Parte_Intera_Indice_Tabella];
Approssimazione_per_Eccesso=Tabella_Seno[Parte_Intera_Indice_Tabella+1];

// Calcola una interpolazione lineare tra le due approssimazioni e assegna il segno corretto al risultato
Seno=Segno*(Approssimazione_per_Difetto + (Approssimazione_per_Eccesso -
Approssimazione_per_Difetto)*Parte_Frazionaria_Indice_Tabella);

return Seno;
}

```

2.2.6 Sintesi della tensione v_β

Esistono in letteratura diversi metodi per la sintesi della tensione v_β . Nel presente progetto ne è stato sviluppato uno leggermente diverso avente lo schema a blocchi rappresentato in Figura 16. Il principio su cui si basa questo metodo consiste sintetizzare due segnali v_{ant} e v_{rit} aventi ampiezza uguale a quella di v_i e sfasati rispettivamente in anticipo e in ritardo di 45° rispetto ad esso. I due segnali risultano così sfasati di 90° l'uno rispetto all'altro e possono essere applicati all'ingresso dell'algoritmo per il PLL di Figura 14 per ottenere una stima della fase istantanea di v_{ant} . Sottraendo 45° alla fase così ottenuta si otterrà la fase stimata di v_i . I filtri $F_{ant}(s)$ e $F_{rit}(s)$ che generano v_{ant} e v_{rit} sono progettati affinché i diagrammi di Bode della loro fase, riportati nella parte destra di Figura 17, presentino rispettivamente un massimo e un minimo alla pulsazione nominale di rete. In questo modo se la pulsazione di rete effettiva è leggermente diversa da quella nominale l'effetto sullo sfasamento effettuato dai filtri viene minimizzato. I guadagni dei due filtri alla pulsazione nominale di rete sono entrambi unitari in modo che v_d all'uscita del blocco Park di Figura 14 corrisponda alla ampiezza di v_i .

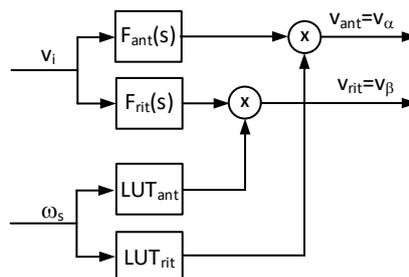


Figura 16. Schema a blocchi dell'algoritmo per la sintesi di v_β .

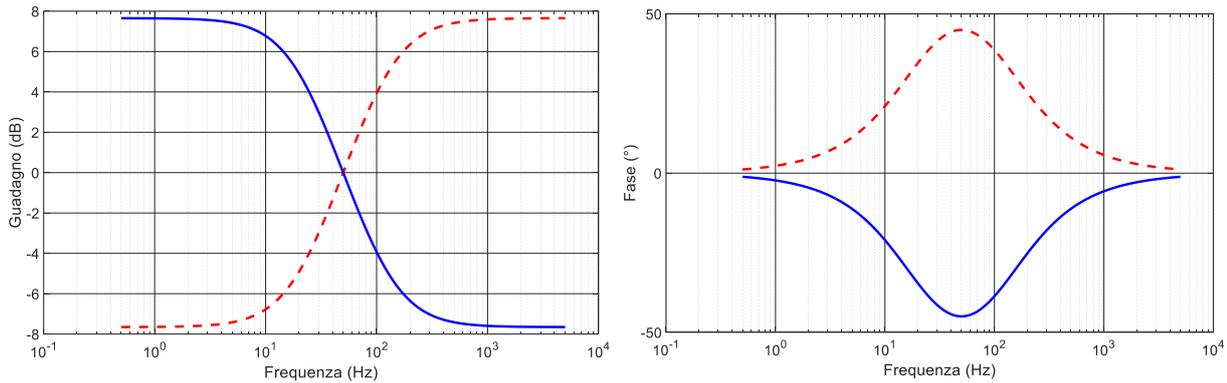


Figura 17. Diagramma di Bode del filtro anticipatore (rosso) e ritardatore (blu).

Il filtro anticipatore ha funzione di trasferimento

$$F_{ant}(s) = G_{ant} \frac{1+s\tau_Z}{1+s\tau_P} \quad (37)$$

dove G_{ant} è il guadagno in continua del filtro e la costante di tempo τ_Z dello zero è maggiore della costante di tempo τ_P del polo. Queste ultime vengono determinate imponendo le due condizioni sopra accennate. La prima è che alla pulsazione $\omega_{i,N}$ la fase della (37) sia pari a 45° ; ciò impone che la parte reale e la parte immaginaria della trasformata di Fourier ottenuta dalla (37) coincidano, come indicato nella (38)

$$\frac{1+\omega_{i,N}^2\tau_Z\tau_P}{1+\omega_{i,N}^2\tau_P^2} = \frac{\omega_{i,N}\tau_Z - \omega_{i,N}\tau_P}{1+\omega_{i,N}^2\tau_P^2} \rightarrow \omega_{i,N}\tau_Z = \frac{1+\omega_{i,N}\tau_P}{1-\omega_{i,N}\tau_P} \quad (38)$$

La seconda condizione è che la fase della (37) alla pulsazione $\omega_{i,N}$ sia massima. Da ciò si deduce che anche il rapporto tra la parte immaginaria e la parte reale della corrispondente trasformata di Fourier, che corrisponde alla tangente della fase, deve essere massimo. Imponendo quindi che la derivata del rapporto sia uguale a zero per $\omega=\omega_{i,N}$ si ottiene la condizione (39)

$$-\frac{2\omega_{i,N}\tau_Z\tau_P(\omega_{i,N}\tau_Z - \omega_{i,N}\tau_P) - (1+\omega_{i,N}^2\tau_Z\tau_P)(\tau_Z - \tau_P)}{(\omega_{i,N}\tau_Z - \omega_{i,N}\tau_P)^2} = 0 \rightarrow \omega_{i,N}\tau_Z = \frac{1}{\omega_{i,N}\tau_P} \quad (39)$$

Dalle (38) e (39) si ricavano i valori di τ_Z e τ_P dati dalle

$$\tau_Z = \frac{1+\sqrt{2}}{\omega_{i,N}} \quad (40)$$

$$\tau_P = \frac{-1+\sqrt{2}}{\omega_{i,N}} \quad (41)$$

Il guadagno G_{ant} del filtro anticipatore si calcola imponendo la condizione $|F_{ant}(j\omega_{i,N})| = 1$ per cui risulta uguale a

$$G_{ant} = \sqrt{\frac{1+\omega_{i,N}^2\tau_P^2}{1+\omega_{i,N}^2\tau_Z^2}} \quad (42)$$

Per dimensionare il filtro ritardatore è sufficiente ricordare che esso alla pulsazione $\omega_{i,N}$ presenta la fase minima e pari a -45° ; la sua FdT si ottiene dalla (37) scambiando polo e zero e aggiustando il guadagno.

Sia il filtro anticipatore che quello ritardatore sono realizzati in forma digitale secondo uno schema simile a quello di Figura 13, ma senza considerare gli ingressi del sommatore relativi a $in(k-2)$ e $out(k-2)$. I coefficienti da utilizzare sono

$$K_{in(k),ant} = 5.74377062470865 \quad (43)$$

$$K_{in(k-1),ant} = -5.70870475425006 \quad (44)$$

$$K_{out(k-1),ant} = 0.964934129541412 \quad (45)$$

$$K_{in(k),rit} = 0.174101659926701 \quad (46)$$

$$K_{in(k-1),rit} = -0.167996633673086 \quad (47)$$

$$K_{out(k-1),rit} = 0.993894973746385 \quad (48)$$

Occorre inoltre considerare che, a differenza dello sfasamento, la variazione di guadagno dei filtri dovuta alla variazione della frequenza di rete non può essere trascurata: la parte sinistra di Figura 17 mostra che con un aumento della pulsazione di rete $F_{ant}(s)$ presenterà un guadagno maggiore di quello nominale mentre $F_{rit}(s)$ presenterà un guadagno minore. Questo fenomeno causa una differenza di ampiezza tra v_{ant} e v_{rit} che a sua volta si ripercuote sulle prestazioni del PLL. Come mostrato in Figura 16, è agevole correggere le variazioni di guadagno dei filtri moltiplicando le loro uscite per un guadagno variabile ottenuto da una LUT compilata a partire dalle espressioni analitiche delle funzioni di trasferimento dei filtri e considerando una variazione della pulsazione di rete compresa tra il minimo e il massimo previsto dalla norma CEI 0-21. L'ingresso della LUT dovrebbe essere la effettiva pulsazione di rete che, però, non è nota. Quindi si utilizza la pulsazione ω_s stimata all'uscita del controllore PI del PLL.

Durante i transitori, quando la stima della pulsazione di rete non si è ancora assestata, le ampiezze di v_{ant} e v_{rit} sono diverse, per cui ω_s è soggetta ad oscillazioni che si ripercuotono sull'uscita della LUT, esse a loro volta agiscono sulle ampiezze dei segnali all'ingresso del PLL. Per interrompere questo anello che causa delle oscillazioni persistenti nella stima di ω_s , all'ingresso della LUT è posto un filtro passa basso del primo ordine con una banda passante di 20 Hz. Questo filtro è implementato secondo lo schema di Figura 13 usando i guadagni

$$K_{in(k)} = 0.00294807623430577 \quad (49)$$

$$K_{in(k-1)} = 0.00294807623430577 \quad (50)$$

$$K_{out(k-1)} = 0.994103847531388 \quad (51)$$

2.2.7 Sintesi del riferimento di corrente

Una volta ottenute dalle (33) e (34) le ampiezze di i_d ed i_q necessarie ad assorbire dalla rete la potenza istantanea desiderata, si può procedere in due modi per realizzare il controllo di corrente.

Nel caso dei sistemi trifase solitamente vengono progettati due anelli per il controllo di i_d ed i_q che calcolano i riferimenti $v_{d,rif}$ e $v_{q,rif}$ per le tensioni generate all'ingresso del RA. Questi riferimenti vengono poi convertiti in $v_{\alpha,rif}$ e $v_{\beta,rif}$ mediante la matrice inversa della (30), data dalla

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \\ v_{\gamma} \end{bmatrix} \triangleq \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 0 \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} \quad (52)$$

e quindi usati come ingressi per un algoritmo di Space Vector Modulation che calcola i duty cycles dei comandi per gli interruttori del RA. Questo approccio ha il vantaggio di operare su grandezze che a regime sono costanti e quindi i tradizionali controllori di tipo PI permettono di avere un errore a regime nullo. D'altra parte è necessario applicare le trasformazioni (29) e (30) anche alle tre correnti di fase dell'invertitore oltre che alle tensioni di rete.

Nel caso in esame l'alimentazione viene fornita da una rete monofase per cui per applicare il procedimento sopra esposto è necessario innanzitutto generare la componente i_{β} della corrente di fase usando il metodo descritto nel capitolo 2.2.4 per generare v_{β} . Tale operazione comporta l'implementazione dei filtri anticipatore e ritardatore e introduce un ritardo nella risposta complessiva del sistema. Questo fenomeno non ha conseguenze quando i filtri sono applicati alla tensione di rete poiché essa varia entro un range limitato di ampiezza e mantiene una forma d'onda pressoché sinusoidale; nel caso della corrente di fase, però, si potrebbero avere dei transitori rapidi con variazioni importanti dell'ampiezza ed elevata distorsione della forma d'onda che non potrebbero essere accuratamente riprodotti all'uscita dei filtri in un tempo ragionevole. Per questo motivo, considerando anche il trascurabile ritardo di fase introdotto dall'algoritmo

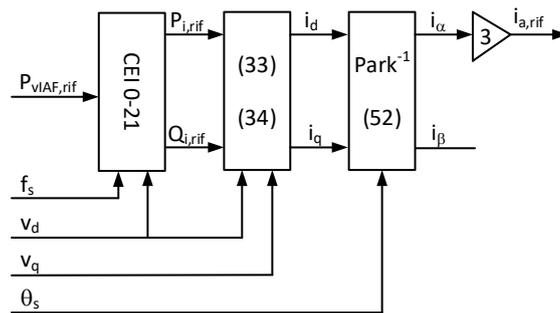


Figura 18. Schema a blocchi dell’algoritmo per la sintesi del riferimento di corrente.

di controllo $AI_{i_ca_sc}$ descritto nel capitolo 2.1, si è preferito progettare il controllo di corrente nel riferimento α, β .

Alle correnti date dalle (33) e (34) è stata quindi applicata la trasformazione di Park inversa espressa dalla (52) per ottenere i riferimenti i_α e i_β . Di questi solo i_α ha significato fisico dato che corrisponde a i_a , l’unica corrente che possa essere effettivamente controllata. L’ultimo passaggio effettuato per ottenere il riferimento della corrente di fase deriva dalla considerazione che le (33) e (34) danno le correnti necessarie a ottenere la potenza desiderata in un sistema trifase. In quel caso le tre fasi contribuiscono equamente nel fornire la potenza totale. Nel caso in esame la sola fase disponibile deve fornire tutta la potenza richiesta per cui la corrente che vi circola risulta tre volte maggiore di quella ottenuta dalla antitrasformazione delle (33) e (34).

Lo schema complessivo dell’algoritmo per la sintesi del riferimento di corrente è mostrato in Figura 18. Le grandezze v_d , v_q e θ_s sono ottenute dall’algoritmo relativo al PLL rappresentato dallo schema a blocchi di Figura 14. Il blocco indicato con la sigla CEI 0-21 indica la manipolazione eventualmente effettuata sul riferimento di potenza $P_{V_{IAF,rif}}$ per ottemperare alle prescrizioni della relativa norma. In particolare, quando viene effettuata la carica delle batterie, $P_{V_{IAF,rif}}$ è positivo e viene trasferito all’uscita del blocco CEI 0-21 senza manipolazioni visto che quando lo SWV2H opera come un carico convenzionale non sono previsti aggiustamenti della potenza assorbita da rete. In questa condizione il riferimento di potenza reattiva viene posto a 0. Quando invece la batteria viene scaricata, il riferimento di potenza attiva viene eventualmente ridotto in funzione delle condizioni di rete secondo le indicazioni dell’allegato F della norma. In questo caso è anche generato un riferimento di potenza reattiva per contribuire alla regolazione della tensione di rete.

A parte la differenza nei criteri adottati per manipolare il riferimento di potenza, il RA viene controllato nello stesso modo indipendentemente dalla direzione del flusso di potenza e quindi tutti gli schemi a blocchi e gli algoritmi descritti nei capitoli precedenti sono validi indipendentemente dalla direzione del flusso di potenza.

2.2.8 Simulazione e validazione

Per la simulazione dell’anello di controllo di V_{IAF} e la verifica delle sue prestazioni è stato sviluppato un modello nell’ambiente Matlab/Simulink. Il suo nucleo è costituito dal modello circuitale del RA e dal modello dell’anello di controllo della corrente di rete utilizzati nel capitolo 2.1.3. Questo modello è stato completato con il sottosistema PLL, realizzato con lo schema riportato in Figura 19, e con l’anello di controllo di V_{IAF} , mostrato in Figura 20. Il sistema complessivo è stato sottoposto ad una sequenza di sollecitazioni per valutare la sua risposta in diverse condizioni di lavoro.

Si è ipotizzato che nella fase iniziale della simulazione la rete operasse ad una frequenza di 49 Hz e ad una tensione di 292 V, pari al 90% della nominale; inoltre la tensione iniziale del condensatore è stata impostata a 360 V e si è supposto che lo IAF non assorbisse potenza. Quindi, nei primi istanti di funzionamento del sistema, il condensatore C_{IAF} è stato caricato fino alla sua tensione nominale di 450 V e poi mantenuto in tale condizione. A partire dall’istante $t=0.5$ s la potenza assorbita dallo IAF è stata aumentata fino all’80% della nominale con una rampa della durata di 0.1 s. All’istante $t= 1$ s la frequenza di rete è stata portata a 51 Hz in 0.1 s e a partire dall’istante $t= 1.5$ s la tensione di rete è stata aumentata fino a 358 V, cioè il 110% della

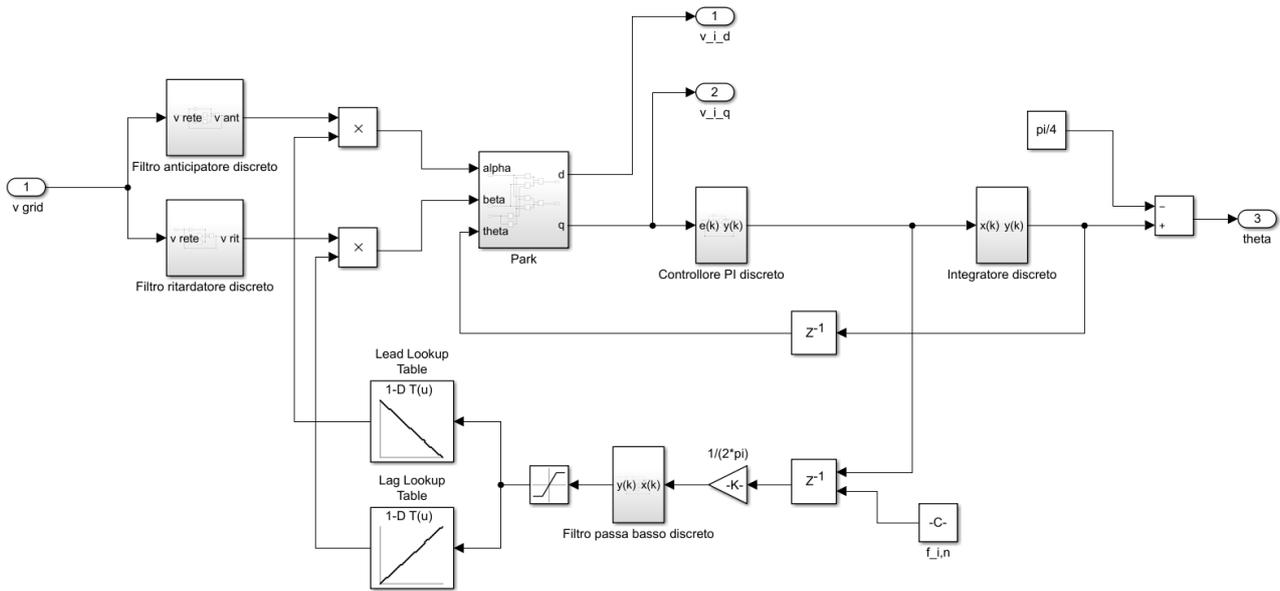


Figura 19. Modello Simulink del sottosistema PLL.

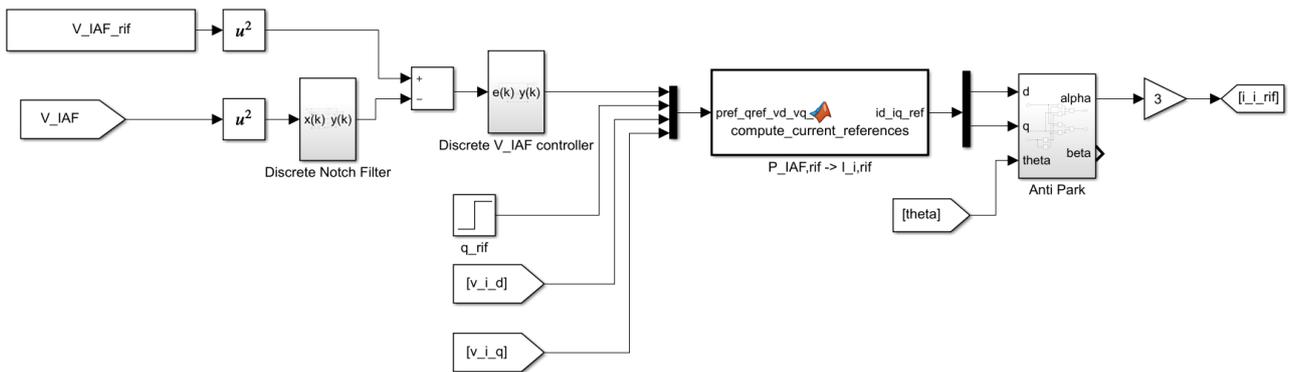


Figura 20. Modello Simulink dell’anello di controllo di V_{IAF} .

nominale con una rampa della durata di 0.1 s; infine, all’istante $t=2$ s il flusso della potenza assorbita dallo IAF è stato invertito, portandola a -80% della nominale con una rampa della durata di 0.2 s. L’andamento della tensione V_{IAF} durante questa sequenza di operazioni è riportato nella metà sinistra di Figura 21 con la linea blu; la line verde tratteggiata rappresenta il riferimento per V_{IAF} . La figura mostra come negli istanti iniziali il condensatore C_{IAF} venga scaricato invece che caricato, tuttavia dopo meno di 0.1 s il processo di carica viene effettivamente iniziato e intorno ai 0.4 s il condensatore raggiunge la tensione di riferimento $V_{IAF,N}$. L’iniziale scarica del condensatore è dovuta al transitorio del PLL, che inizialmente non fornisce la fase corretta delle tensione di rete e di conseguenza rende impossibile fissare correttamente il segno della potenza scambiata con essa. Questo problema può essere facilmente risolto ritardando di qualche frazione di secondo lo scambio di potenza rispetto all’attivazione del sistema di controllo dello SWV2H per dare tempo al PLL di agganciare la fase della tensione di rete. Si nota che durante la carica del condensatore la tensione V_{IAF} risulta liscia e non sono presenti ondulazioni. Queste ultime invece iniziano e permangono dopo 0.5 s, quando cioè il condensatore viene scaricato dallo IAF ed è necessario ricaricarlo mediante la corrente i_{RA} ottenuta raddrizzando la corrente di rete. Nella prima fase di carica, come verrà mostrato nel seguito, i_{RA} è piuttosto bassa per cui le ondulazioni prodotte sulla tensione del condensatore sono contenute; quando invece è necessario compensare la potenza prelevata dallo IAF questa corrente è

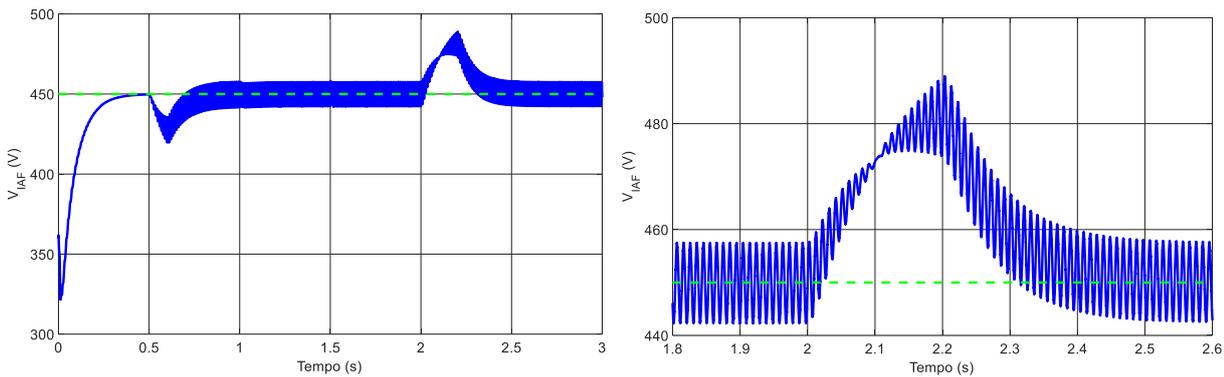


Figura 21. Tensione V_{IAF} (blu) e suo riferimento (verde)

maggiore e quindi crescono anche le oscillazioni di tensione. Questo fenomeno è presente anche durante l'inversione della potenza assorbita dallo IAF. Come mostrato nella metà destra della Figura 21, inizialmente la tensione V_{IAF} aumenta e di conseguenza l'ampiezza della corrente I_{RA} viene ridotta fino a zero, riducendo di conseguenza l'ampiezza delle oscillazioni; successivamente l'anello di controllo di V_{IAF} richiede l'assorbimento da rete di una corrente di ampiezza via via crescente ma di fase opposta al fine di scaricare il condensatore C_{IAF} , cosicché le oscillazioni di tensione ai suoi capi riprendono ad aumentare fino a raggiungere l'ampiezza presente prima dell'inversione di potenza. Analizzando la metà sinistra della Figura 21 si può notare che né la variazione della frequenza di rete né la variazione della sua ampiezza hanno effetti visibili su V_{IAF} .

Tali variazioni invece influenzano in maniera sensibile la stima della frequenza di rete effettuata dal PLL. La metà sinistra della Figura 22 riporta con la linea blu continua la frequenza di rete stimata dal PLL durante la sequenza di prove mentre con la linea verde tratteggiata mostra suo valore reale. A parte il transitorio iniziale, durante il quale l'errore è molto grande, si nota come il PLL sia in grado di fornire una stima accurata della frequenza di rete. Quando essa presenta la variazione a gradino da 49 Hz a 51 Hz il PLL fornisce la stima corretta entro circa 0.4 s dopo aver prodotto una sovralongazione di circa 0.15 Hz, come mostrato nella metà destra della Figura 22. A regime permane un errore di stima circa sinusoidale con una ampiezza di 2mHz e una frequenza doppia di quella di rete.

Fortunatamente gli errori sulla stima di frequenza si ripercuotono solo marginalmente sulla stima della fase di rete, come mostrato nella metà sinistra di Figura 23. Tranne che nei primissimi istanti di funzionamento, sia all'avviamento del sistema che all'occorrenza della variazione della frequenza di rete l'errore di stima della fase della tensione di rete resta sempre minore di 6° . Quando la tensione di rete presenta la variazione di ampiezza, nonostante un considerevole errore nella stima della frequenza, l'errore di stima della fase è minore di 3° . La figura mostra che a regime l'errore di stima della fase presenta una fascia di oscillazioni ad alta frequenza circa centrata sullo zero. Questa è dovuta al fatto che la fase della tensione di rete varia in maniera continua nel tempo mentre la fase stimata dal PLL viene aggiornata a tempo discreto. Di conseguenza tra le due esiste una differenza con un andamento a dente di sega, come mostrato

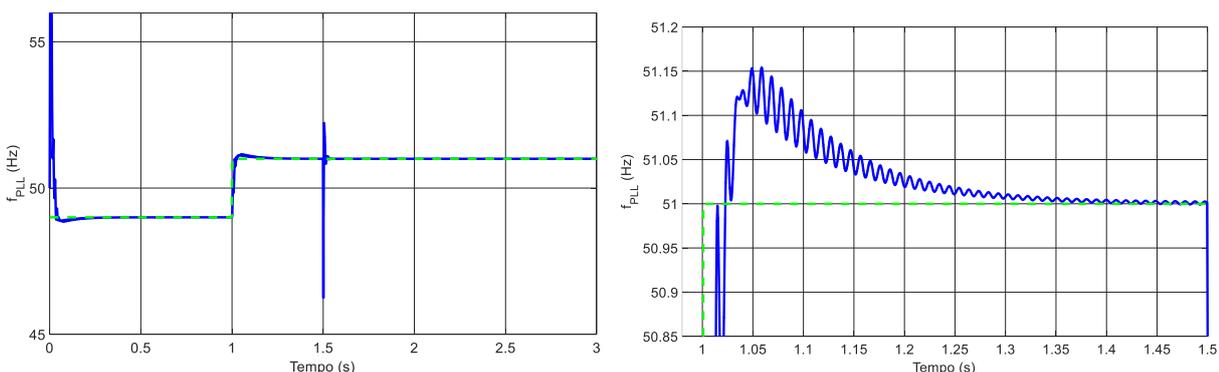


Figura 22. Frequenza di rete stimata dal PLL (blu) e frequenza di rete reale (verde)

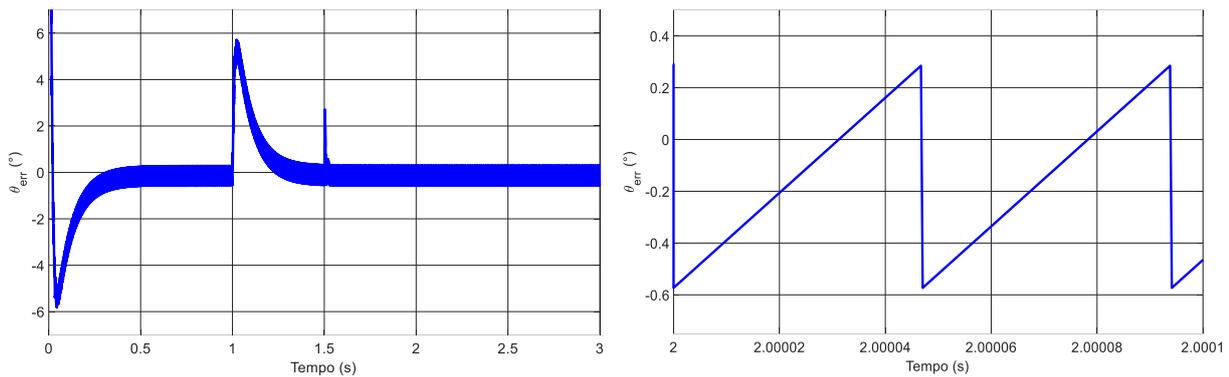


Figura 23. Errore di stima della fase istantanea di rete.

nell'ingrandimento riportato nella metà destra di Figura 23. Tale errore è compreso tra -0.6° e 0.2° e, vista la sua natura, risulta proporzionale alla frequenza di rete e inversamente proporzionale alla frequenza di campionamento.

Il blocco indicato come $P_{IAF,rif} \rightarrow i_{i,rif}$ in Figura 20 implementa le (33) e (34) e genera il riferimento $i_{d,rif}$ per la componente di corrente che comporta lo scambio di potenza attiva con la rete. Dato che in questo caso non c'è coinvolgimento di potenza reattiva, il valore assoluto di $i_{d,rif}$ moltiplicato per 3 corrisponde al riferimento di ampiezza per la corrente di rete. Esso è riportato con la linea rossa nella metà sinistra della Figura 24. Secondo le convenzioni adottate, quando $i_{d,rif}$ è positivo lo SWV2H assorbe potenza dalla rete mentre quando $i_{d,rif}$ è negativo la potenza viene erogata verso la rete. Nella stessa figura è mostrata con la linea blu la corrente di rete; dal confronto tra le due forme d'onda viene confermato il corretto funzionamento dell'anello di controllo di i_i . La metà destra della Figura 24 si riferisce alla carica iniziale del condensatore e riporta con la linea rossa l'andamento di $i_{d,rif}$, con la linea verde tratteggiata il riferimento $i_{i,rif}$ e con la linea blu il valore effettivo di i_i . Si nota come $i_{d,rif}$ sia soggetto ad una piccola oscillazione che aumenta con l'ampiezza della corrente. Essa è dovuta alla oscillazione residua presente all'uscita del filtro notch posto sul cammino di retroazione dell'anello di controllo di V_{IAF} il cui regolatore genera il riferimento $P_{IAF,rif}$ da cui poi si ricava $i_{d,rif}$. Il blocco indicato come Anti-Park in Figura 20 implementa tramite la (52) il passaggio da $i_{d,rif}$ a $i_{i,rif}$. Questa operazione risulta accurata, infatti i picchi della sinusoide tratteggiata in verde di Figura 24 giacciono sulla curva rossa. Infine, dal confronto tra il $i_{i,rif}$ e i_i si ha la conferma che l'anello di controllo della corrente di rete opera correttamente anche in condizioni dinamiche.

Nella metà sinistra della Figura 25 sono riportati gli andamenti delle stesse grandezze in occasione dell'aumento a gradino della ampiezza della tensione di rete mentre la metà destra della figura si riferisce all'inversione della potenza assorbita dallo IAF. Nel primo caso, per mantenere costante la potenza assorbita, il riferimento per l'ampiezza della corrente viene prontamente ridotto e l'effettiva corrente di rete si porta all'ampiezza di richiesta in circa 2ms. Nel secondo caso l'ampiezza della corrente assorbita da rete viene inizialmente ridotta e poi nuovamente aumentata fino a raggiungere un valore superiore a quello iniziale. In

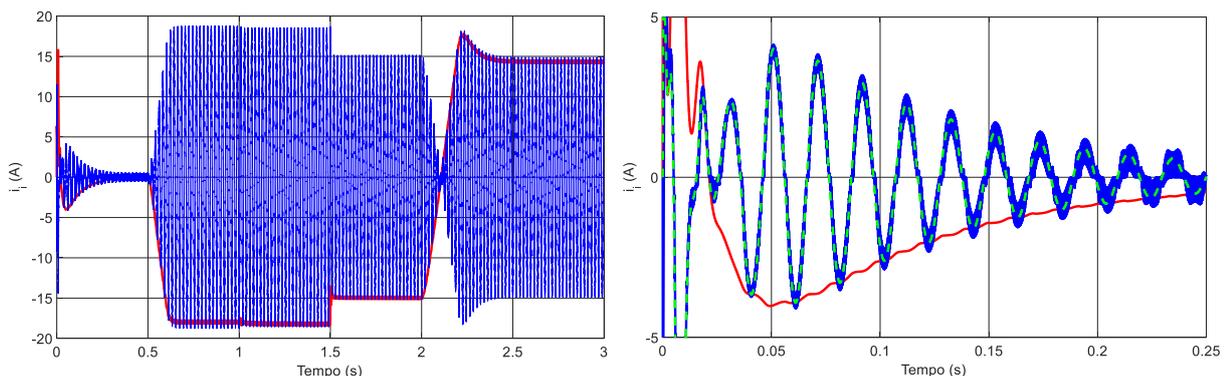


Figura 24. Corrente di rete (blu), suo riferimento (verde) e riferimento della sua componente di asse d (rosso).

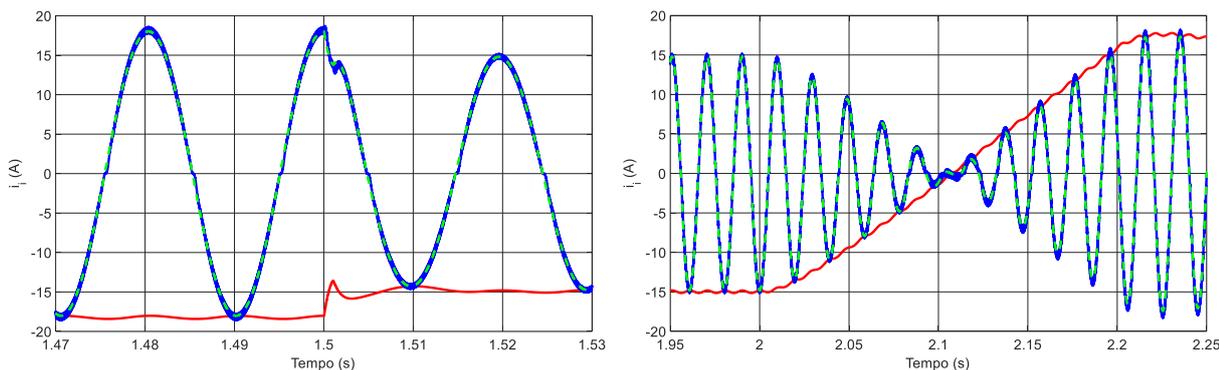


Figura 25. Corrente di rete (blu), suo riferimento (verde) e riferimento della sua componente di asse d (rosso).

questo passaggio è anche effettuato uno sfasamento di 180° della corrente rispetto alla tensione, evidenziato dal fatto che $i_{d,rif}$ cambia di segno.

3 Controllo e modellizzazione del Convertitore cc/cc (CCC)

Come mostrato nella Figura 1, il CCC è costituito dai due interruttori statici T_{13} e T_{14} e dai relativi diodi di ricircolo. La sua architettura consente di controllare il flusso di potenza scambiata con la batteria nelle due direzioni a condizione che la tensione di ingresso V_{CCC} sia maggiore della tensione media di uscita V_o che, in condizioni di regime, corrisponde alla tensione di batteria V_B . All'uscita del CCC è posto un filtro induttivo che ha la duplice funzione di attenuare le armoniche ad alta frequenza presenti nella corrente di uscita I_o , dovute alle commutazioni degli interruttori, e di disaccoppiare la tensione ad onda quadra presente all'uscita del convertitore dalla tensione lentamente variabile della batteria. La funzione principale svolta dal CCC è di regolare la carica e la scarica della batteria controllando l'intensità e il verso della corrente I_o .

Come descritto nel capitolo 1.3, il riferimento per I_o viene ottenuto selezionando il minimo tra i riferimenti generati dagli algoritmi di controllo $AI_{V_{CCC_ca_sc}}$, trattato nel capitolo 3.3, e $AI_{V_B_ca_sc}$, trattato nel capitolo 3.2.

3.1 Livello interno – Controllo della corrente della batteria

3.1.1 Progettazione del controllore

Il livello di controllo interno del CCC ha l'incarico di controllare il valore istantaneo della corrente nella batteria seguendo il riferimento fornito dal livello di controllo esterno. Il controllore, di tipo PI con uscita limitata e anti-windup, fornisce il riferimento per la tensione V_o all'uscita del CCC elaborando l'errore di corrente. È bene ricordare che la effettiva tensione all'uscita del CCC è un'onda quadra che commuta ad alta frequenza tra 0 e V_{CCC} ; si precisa quindi che per tensione di uscita V_o si intende il valore medio di questa tensione calcolato su un periodo di commutazione.

Il sistema da controllare è costituito dall'induttanza di filtro L_o posta all'uscita del CCC, dalla batteria e dalla sua resistenza parassita collegata in serie. Per l'induttanza è stato usato il valore di $260 \mu\text{H}$ ottenuto nel corso del precedente anno di realizzazione del progetto mentre la resistenza della batteria è stata stimata in 0.1Ω . Poiché questo valore è puramente indicativo, potrà essere necessario effettuare una taratura del controllore in sede di messa in servizio dello SWV2H. Nel cammino di retroazione è predisposto un filtro anti-aliasing con frequenza di taglio fissata a 10kHz che attenua le componenti ad alta frequenza del segnale prelevato dal trasduttore della corrente I_o .

Al fine di effettuare delle simulazioni in tempo ragionevole pur verificando il funzionamento del CCC in tutte le condizioni operative, nello sviluppare il controllore la batteria è stata modellata mediante un condensatore C_{eq} di capacità molto elevata, tale da avere un tempo di carica molto lungo rispetto alle costanti di tempo del sistema di controllo, ma molto inferiore rispetto a quello della batteria. In particolare, nei calcoli è stata ipotizzata la presenza di un condensatore da 6.8 F . Questo valore è stato ottenuto imponendo che la tensione ai capi del condensatore passi dalla tensione di batteria minima $V_{B,m}=65 \text{ V}$ alla tensione massima $V_{B,M}=120 \text{ V}$

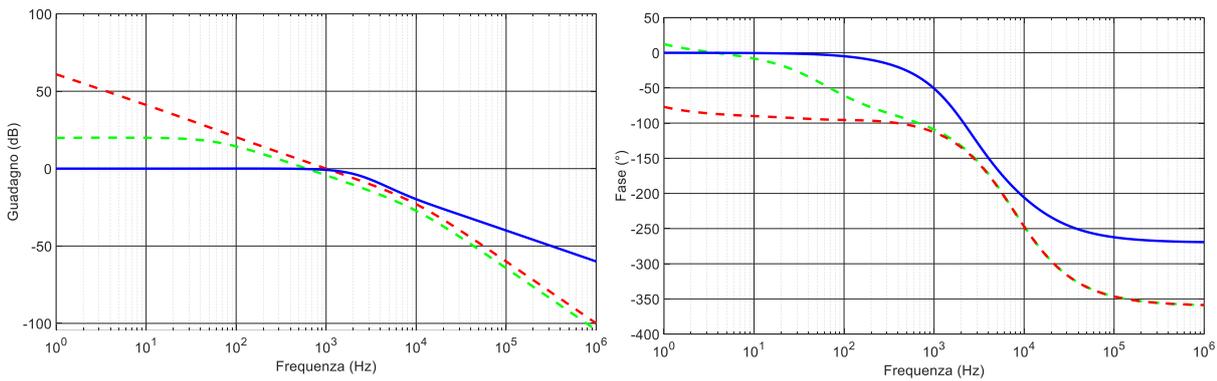


Figura 26. Diagramma di Bode dell’anello di controllo a catena chiusa di I_o .

in 10 s quando viene caricato con la corrente $I_{o,ca,N}=37.4$, cioè la massima disponibile per la carica della batteria nel rispetto della potenza che può essere assorbita da rete. In serie al condensatore C_{eq} è stata posta anche la resistenza R_{eq} che rende conto della resistenza interna della batteria. Il diagramma di Bode del sistema da controllare è riportato con la linea verde tratteggiata in Figura 26.

Il controllore è stato progettato nel dominio a tempo continuo secondo la procedura riportata nel capitolo 2.1.1 imponendo come specifica una banda passante di 1 kHz aggiustando il margine di fase intorno ai 70° fino ad ottenere una risposta soddisfacente. Nella Figura 26 sono riportati con la linea rossa tratteggiata e con la linea blu continua i diagrammi di Bode relativi al sistema completo di controllore rispettivamente a catena aperta e a catena chiusa.

Nel progettare il controllore la tensione di batteria V_B è stata utilizzata come segnale di feed-forward poiché per mantenere costante la corrente I_o è necessario che la tensione applicata ai capi di L_o sia nulla. Inoltre, dato che la tensione V_o non può mai essere negativa o superiore a V_{CC} , al fine di evitare il windup dell’integratore del controllore l’uscita di quest’ultimo è stata limitata dinamicamente tra 0 e V_{CC} .

Nel discretizzare il controllore si è supposto che la frequenza di commutazione del CCC sia pari a $\frac{1}{4}$ della frequenza di alimentazione delle bobine e che questa corrisponda alla frequenza di campionamento dell’algoritmo di controllo. Il controllore a tempo discreto è rappresentato dallo schema a blocchi di Figura 4. I guadagni da utilizzare in questo caso sono

$$K_{e(k),I_o} = 1.65772118681581 \tag{53}$$

$$K_{e(k-1),I_o} = -1.62402428024095 \tag{54}$$

Il dimensionamento del controllore è stato effettuato ipotizzando che all’uscita del CCC sia collegato un condensatore, tuttavia nel SWV2H prototipale il controllore sarà utilizzato per caricare o scaricare una batteria. Si è quindi verificato che il controllore operi correttamente anche in questo caso confrontando gli andamenti delle risposte al gradino nel caso di carica del condensatore e della batteria. La Figura 27 riporta in blu l’andamento ottenuto considerando il condensatore e in rosso quello ottenuto con la batteria. I due grafici sono praticamente indistinguibili per cui si può concludere che il controllore opererà correttamente anche quando verrà utilizzato in condizioni reali.

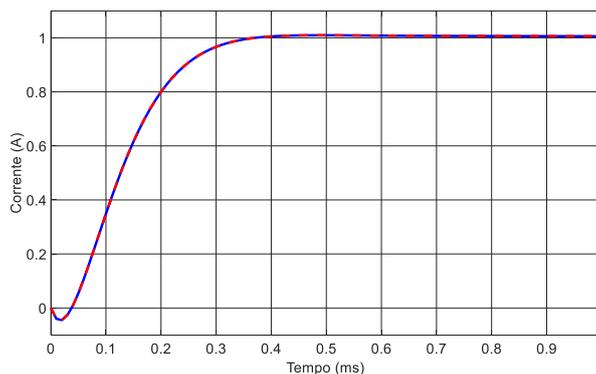


Figura 27. Risposta dell’anello di controllo della corrente I_o .

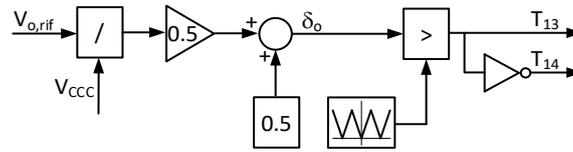


Figura 28. Schema ideale per la generazione dei comandi.

La implementazione del controllore viene effettuata con una funzione molto simile a quella riportata nel capitolo 2.1.2, con la differenza che il limite superiore per la limitazione dell'uscita viene aggiornata ad ogni istanza della funzione per seguire le variazioni di V_{CC} e quindi sfruttare sempre tutta la tensione disponibile per controllare la corrente. La necessità di misurare la tensione V_{CC} per effettuare la limitazione dinamica dell'uscita del controllore di I_o non appesantisce la circuiteria della scheda di controllo dato che la tensione V_{CC} viene comunque misurata perché essa è una grandezza controllata.

3.1.2 Generazione dei segnali di comando

Lo schema per la generazione dei comandi per gli interruttori statici T_{13} e T_{14} è mostrato in Figura 28. Esso rispecchia quello mostrato in Figura 5, ma risulta più semplice in quanto in questo caso vengono comandati solamente due interruttori.

Il duty cycle viene ottenuto a partire dall'uscita $V_{o,rif}$ del controllore mediante la relazione

$$\delta_o = 0.5 + \frac{1}{2} \frac{V_{o,rif}}{V_{CC}} \quad (55)$$

nella quale compare anche la tensione V_{CC} . Ricordando che $V_{o,rif}$ viene limitato a V_{CC} la (55) conferma che il duty cycle raggiunge correttamente il valore unitario quando la tensione richiesta all'uscita del CCC satura al massimo valore disponibile.

3.1.3 Simulazione e validazione

La funzionalità dell'anello di controllo è stata verificata per mezzo di simulazioni nelle quali si è imposto all'ingresso del controllore, realizzato con uno schema molto simile a quello di Figura 6, un riferimento ad onda quadra alla corrente da iniettare in batteria. In alcune simulazioni all'uscita del CCC è stata collegata la batteria, per cui la tensione V_B rimaneva costante nel corso della prova, e in altre è stato collegato un condensatore avente la capacità di 6.8 F, come calcolato nel capitolo 3.1.1. All'ingresso del CCC è stato posto un generatore di tensione costante e pari a 180 V, cioè la tensione prevista ai capi del condensatore C_{CC} durante il normale funzionamento del sistema. Tale tensione è superiore di 40 V rispetto a quella ottenuta secondo il dimensionamento effettuato nel corso del precedente anno di realizzazione perché alcune prove effettuate durante l'attività di quest'anno hanno mostrato che il valore calcolato precedentemente non sarebbe stato sufficiente a controllare il flusso di potenza durante la scarica della batteria. Nel modello non è stato usato il condensatore C_{CC} poiché non è ancora presente l'anello per la regolazione della sua tensione e quindi essa avrebbe ben presto oltrepassato i limiti previsti per il funzionamento dello SWV2H. La Figura 29 mostra l'andamento della corrente all'uscita del CCC e il suo riferimento. La fascia blu rappresenta l'andamento istantaneo della corrente I_o , soggetta ad un ripple ad alta frequenza dovuto alle commutazioni di T_{13} e T_{14} ; la curva rossa rappresenta la corrente campionata all'uscita del filtro anti aliasing mentre la curva verde tratteggiata rappresenta il riferimento. Come si vede la corrente segue in maniera accurata il riferimento e non sono presenti sovraelongazioni o dissimmetrie nella risposta. Le curve mostrate nella Figura 29 sono state ottenute inserendo nel circuito simulato la batteria della quale si vuole effettuare la carica o la scarica. La simulazione è stata successivamente ripetuta con le medesime modalità inserendo il condensatore da 6.8 F al posto della batteria senza riscontrare risposte apprezzabile nella risposta, confermando quanto già indicato dalla Figura 27. Sarà quindi possibile ridurre il tempo di esecuzione delle simulazioni incentrate sulla carica e scarica della batteria sostituendo la batteria con un condensatore.

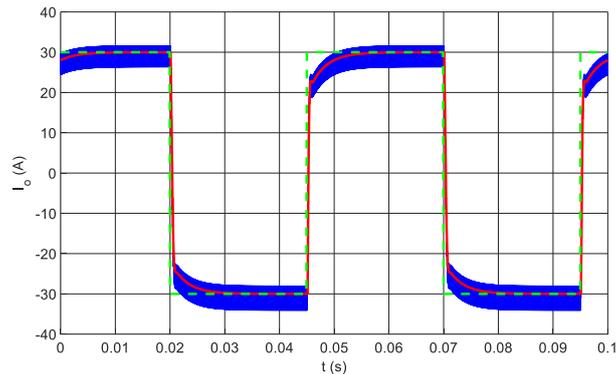


Figura 29. Risposta dell’anello di controllo della corrente I_o .

3.2 Livello esterno – Controllo della tensione della batteria

3.2.1 Progettazione del controllore

Come indicato nel capitolo 1.3, la tensione della batteria viene controllata dall’algoritmo $AI_V_B_ca_sc$ che, nell’ambito della simulazione dello SWV2H, svolge il ruolo del BMS. Viste le buone prestazioni ottenute dall’algoritmo di controllo $AI_V_{IAF_ca_sc}$ descritto nel capitolo 2.2, si è deciso di effettuare anche in questo caso il controllo del quadrato della tensione di batteria piuttosto che del suo valore effettivo e si è ipotizzato che la grandezza generata all’uscita del controllore oggetto della presente trattazione sia la potenza da iniettare o da estrarre dalla batteria. Anche in questo caso la soluzione prospettata può essere implementata in quanto la tensione di batteria mantiene sempre lo stesso segno. Considerando la strategia di controllo complessiva per la carica della batteria, descritta nel capitolo 1.3.2, il riferimento di potenza dal quale viene ricavato il riferimento per corrente di carica è il minimo tra il riferimento generato da $AI_V_B_ca_sc$ e quello generato da $AI_V_{CCC_ca_sc}$, che opera per scaricare il condensatore C_{CCC} al riferimento di tensione inferiore $V_{CCC,rif,inf}$.

Seguendo gli stessi ragionamenti riportati nel capitolo 2.2, lo schema dell’anello di controllo linearizzato attorno al punto di lavoro con tensione di batteria nominale risulta quello mostrato in Figura 30. Come si nota, il controllore, rappresentato dal blocco $C_{VB}(s)$ e che in questo caso non è di tipo PI, è stato progettato nell’ipotesi di sostituire la batteria con il condensatore C_{eq} . Il blocco $1/V_{B,N}$ rende conto del passaggio tra il riferimento di potenza generato dal controllore e il riferimento di corrente fornito all’ingresso dell’anello di controllo descritto nel capitolo 3.1; quest’ultimo è rappresentato dal blocco $I_{o,rif} \rightarrow I_o$ e include il ritardo dovuto al fatto che il sistema di controllo effettivamente realizzato lavora a tempo discreto. Il blocco $T_{VB}(s)$ rappresenta il filtro anti aliasing posto sul cammino di trasduzione della tensione di batteria; come nel caso della corrente, anche questo filtro ha una banda passante di 10 kHz. I due blocchi $2V_{B,N}$ nascono dalla linearizzazione del sistema, effettuata secondo le modalità descritte nel capitolo 2.2.

Il diagramma di Bode a catena aperta del sistema da controllare è riportato in blu nella Figura 31. Per confronto è mostrato in rosso il diagramma di Bode che si otterrebbe inserendo la batteria al posto del condensatore. Poiché la tensione di batteria può essere considerata costante ai fini della progettazione del controllore, nel tracciare il secondo diagramma di Bode la batteria stessa è stata rappresentata mediante la sua resistenza interna R_{eq} . Il confronto dei diagrammi mostra che essi differiscono per la presenza di un polo nell’origine, dovuto a C_{eq} , e di uno zero dovuto alla interazione tra C_{eq} e R_{eq} . All’aumentare di C_{eq} , e quindi approssimando sempre meglio l’azione della batteria, lo zero si sposta verso sinistra così che i due diagrammi tendono a coincidere per C_{eq} molto grande.

Volendo progettare un controllore che operi correttamente sia con il condensatore che con la batteria bisogna ipotizzare che la pulsazione della banda passante dell’anello di controllo cada a destra dello zero in

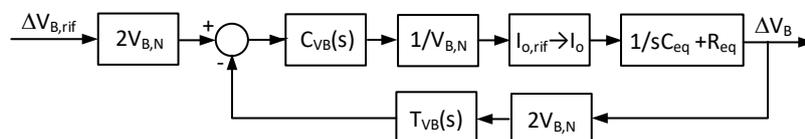


Figura 30. Schema a blocchi linearizzato dell’anello di regolazione della tensione V_B .

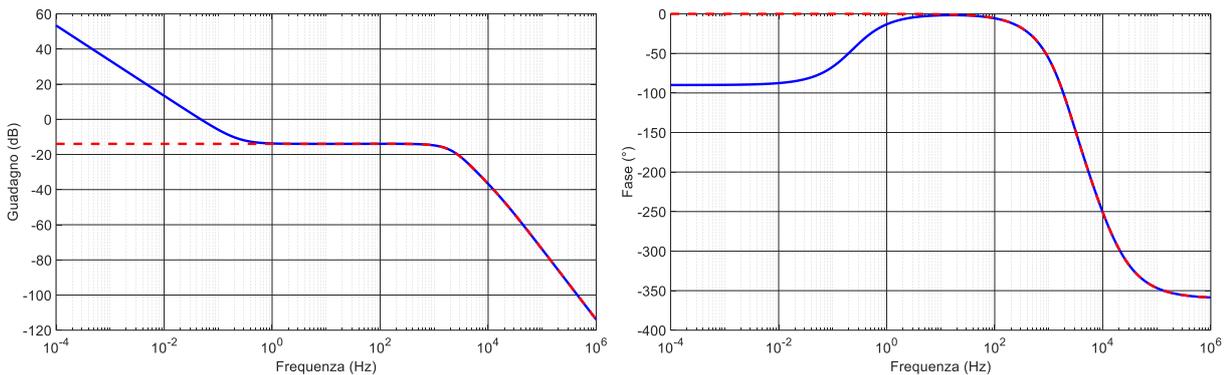


Figura 31. Diagramma di Bode a catena aperta del sistema con C_{eq} (blu) e con la batteria (rosso).

modo che, aumentando il valore del condensatore per approssimare il funzionamento della batteria, e di conseguenza spostando verso sinistra lo zero, questa condizione rimanga comunque valida. Per garantire la condizione sopra menzionata la banda passante è stata fissata a 5 Hz, molto inferiore a quella dell'anello di corrente descritto nel capitolo precedente così da mantenere separate le dinamiche dei due anelli di controllo.

Nel caso della batteria, il diagramma di Bode delle ampiezze alle basse frequenze è orizzontale mentre, per avere un errore nullo a regime, è necessario che abbia una pendenza di -20 dB per decade. Per ottenere questo risultato si deve utilizzare un regolatore di tipo integrale. La presenza di un ulteriore polo nell'origine fornisce al diagramma delle ampiezze la pendenza richiesta e contemporaneamente il margine di fase corrispondente alla pulsazione di attraversamento è prossimo a 80° sia che si consideri la batteria che il condensatore equivalente C_{eq} , per cui non è necessario inserire nella catena lo zero che compare nei regolatori PI.

Nel caso del condensatore C_{eq} , i diagrammi di Bode relativi al sistema da controllare in catena aperta, al sistema completo di regolatore a catena aperta e a catena chiusa sono mostrati in Figura 32 usando rispettivamente la linea verde tratteggiata, rossa tratteggiata e blu continua. Sovrapposta a quest'ultima compare una linea viola tratteggiata che si riferisce al diagramma di Bode del sistema controllato a catena chiusa ottenuto considerando la batteria anziché il condensatore. A questo livello di scala il comportamento ottenuto usando la batteria sembra indistinguibile da quello ottenuto con il condensatore. Tuttavia, la metà sinistra della Figura 33, che riporta un ingrandimento del diagramma delle ampiezze dei sistemi controllati a catena chiusa, mostra che in realtà il diagramma relativo al sistema con il condensatore presenta un lieve picco di risonanza che non è presente nell'altro caso. Questo aumento di guadagno nei pressi della frequenza di taglio origina una sovraelongazione nella risposta al gradino, come mostrato nella metà destra della Figura 33. Tuttavia questo fenomeno non desta preoccupazione perché è molto contenuto e, inoltre, compare solamente quando viene usato il condensatore mentre nel caso della batteria, che sarebbe molto sensibile alle sovratensioni, la risposta è priva di sovraelongazione.

Il regolatore è quindi puramente integrale. La sua versione discretizzata può essere realizzata con lo schema di Figura 4 ma senza ingresso di feed-forward. Gli estremi per la limitazione della uscita sono i valori massimi

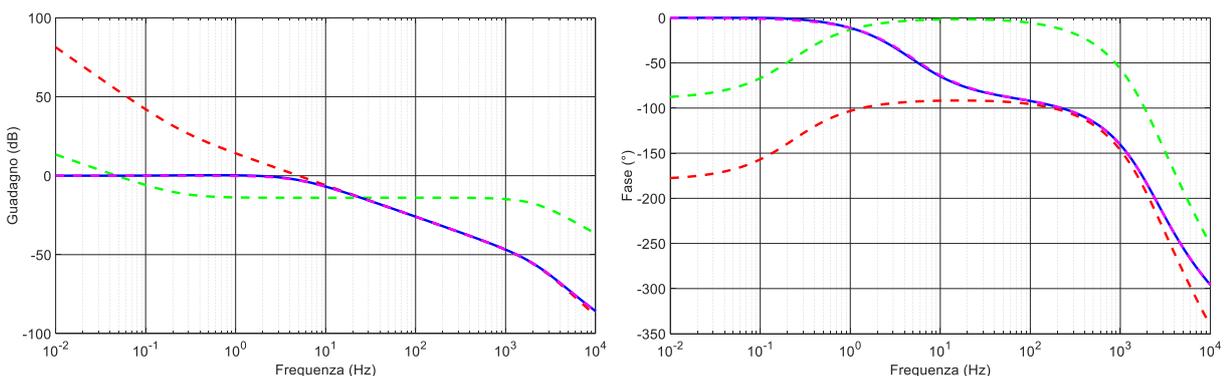


Figura 32. Diagramma di Bode dell'anello di controllo a catena chiusa di V_B

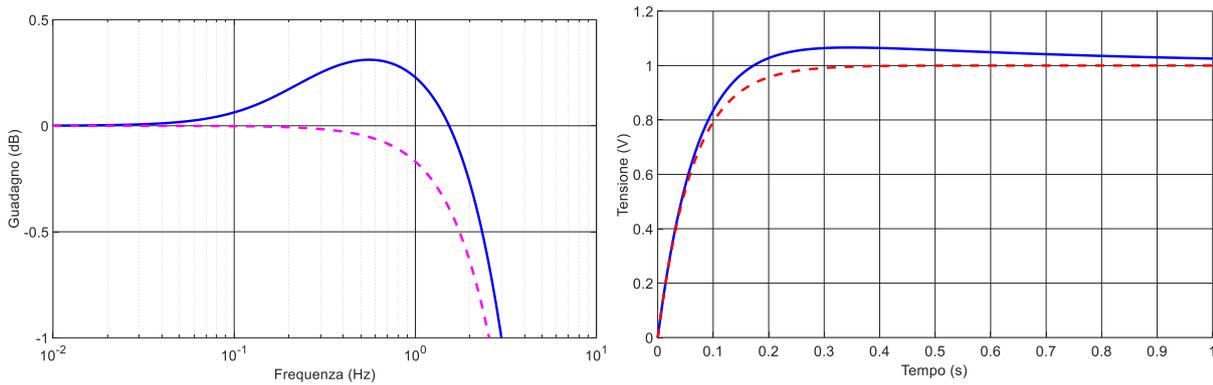


Figura 33. Ingrandimento del Diagramma di Bode dell’anello di controllo a catena chiusa di V_B (sinistra) e sua risposta al gradino (destra).

della corrente assorbita o erogata dalla batteria, cioè 37.4 A e -50 A; quest’ultimo è indicato come negativo per tener conto del verso della corrente. La funzione che implementa il regolatore è simile a quella riportata nel capitolo 2.1.2 con i guadagni dati da

$$K_{e(k),V_B} = 0.00369255020405069 \tag{56}$$

$$K_{e(k-1),V_B} = 0.00369255020405069 \tag{57}$$

3.2.2 Simulazione e validazione

La funzionalità dell’algoritmo di controllo $AI_{V_B_ca_sc}$ è stata verificata per mezzo di simulazioni effettuate sul modello Simulink riportato in Figura 34 dove è mostrata anche la struttura interna del controllore di tensione. A questo livello di sviluppo degli algoritmi di controllo, $AI_{V_{CCc}_ca_sc}$ non è ancora operativo per cui si è supposto che fosse disponibile tutta l’energia necessaria a caricare C_{eq} , trascurando le limitazioni imposte dalla necessità di non scaricare C_{CCc} al di sotto di $V_{CCc,rif,inf}$. Di conseguenza l’interazione di $AI_{V_B_ca_sc}$ con $AI_{V_{CCc}_ca_sc}$ non è stata considerata.

Il controllore è stato discretizzato e la sua uscita, cioè il riferimento per la corrente della batteria, è stata applicata ad un blocco a tempo continuo che implementa la FdT ad anello chiuso dell’anello di corrente descritto nel capitolo precedente. L’uscita di questo blocco, che corrisponde alla corrente di batteria I_B , è stata usata per pilotare un generatore di corrente controllato connesso alla serie di C_{eq} e R_{eq} . Non è risultata praticabile la soluzione di rappresentare in maniera più dettagliata l’intero sistema come fatto nel caso dell’anello di corrente poiché sarebbe stata necessaria qualche ora per simulare 10 secondi di funzionamento del sistema.

La Figura 35 riporta un esempio dei risultati ottenuti dalle simulazioni. La metà sinistra della figura mostra in blu l’andamento della tensione V_B ai capi della serie $C_{eq}-R_{eq}$, in rosso la tensione V_{Ceq} ai capi del solo C_{eq} e in verde il riferimento di tensione. I grafici delle tre grandezze confermano che la tensione V_B segue fedelmente

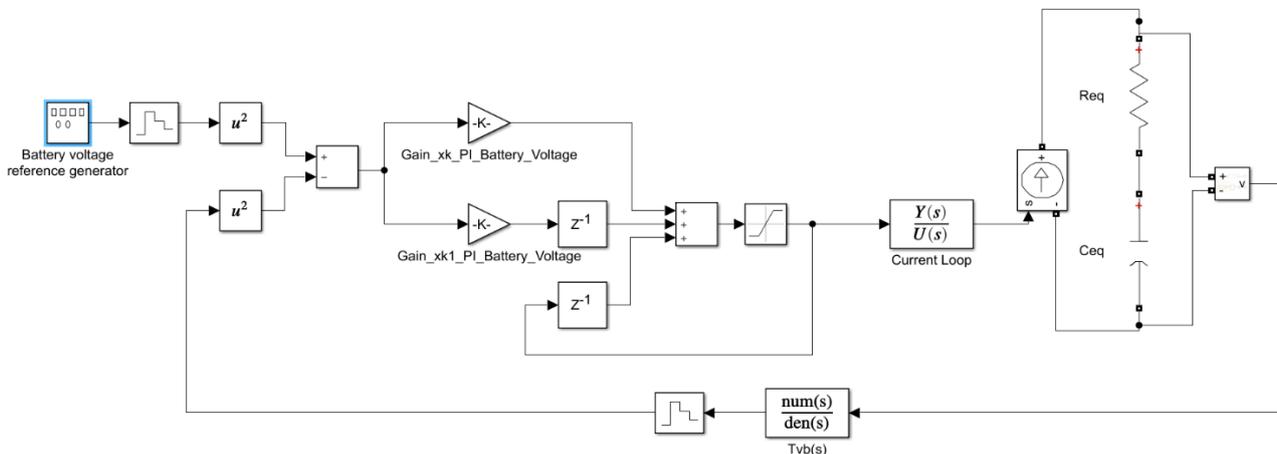


Figura 34. Modello Simulink dell’algoritmo di controllo di V_B .

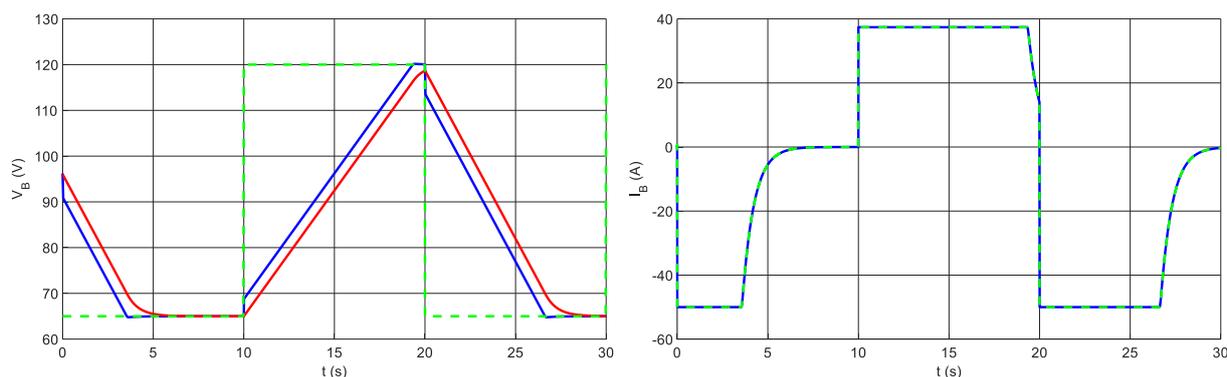


Figura 35. Risposta dell'anello di controllo della tensione V_B .

il riferimento assegnato e che effettivamente sono necessari circa 10 secondi per caricare il condensatore dalla minima alla massima tensione, come specificato nel determinare la sua capacità. La metà destra della figura mostra in verde l'andamento del riferimento di corrente $I_{o,rif}$ e in blu l'effettiva corrente I_B . Quest'ultima non presenta il ripple mostrato in Figura 29 poiché è imposta da un generatore di corrente. Le correnti $I_{o,rif}$ e I_B risultano indistinguibili alla scala dei tempi della figura, come del resto era ipotizzabile data la grande differenza tra la banda passante dell'anello di corrente e di quello di tensione.

La differenza tra le tensioni V_B e $V_{C_{eq}}$ è dovuta alla caduta di tensione ai capi di R_{eq} . Essa si annulla quando la corrente I_o si azzerava. Nella prova riportata in figura ciò avviene al termine della scarica del condensatore, quando viene raggiunta la tensione minima di batteria. Dato che la corrente di carica della batteria è inferiore a quella di scarica, il tempo concesso per la carica non è sufficiente perché la corrente si annulli e di conseguenza permane una differenza tra V_B e $V_{C_{eq}}$; ovviamente questo fenomeno non pregiudica in alcun modo il funzionamento del sistema come caricabatteria dato che nel corso delle normali operazioni, volendo caricare la batteria, si dovrebbe attendere che la corrente scenda a valori molto piccoli prima di interrompere il processo.

4 Controllo e modellizzazione dell'Invertitore ad Alta Frequenza (IAF)

Lo IAF agisce propriamente come invertitore quando la potenza fluisce dalla rete verso la batteria. In queste condizioni lo IAF viene comandato con lo scopo ultimo di controllare il valore medio della corrente i_{RAF} che carica il condensatore C_{CCC} per mantenere la sua tensione in un intervallo di valori compresi tra $V_{CCC,rif,inf}$ e $V_{CCC,rif,sup}$. Come visto nel capitolo 1.3.1, l'azione di controllo di V_{CCC} viene affidata all'algoritmo $AI_V_{CCC_ca}$ che fissa un riferimento per la potenza P_{tr} trasferita alla sezione ricevente dello SWV2H per caricare C_{CCC} alla tensione $V_{CCC,rif,sup}$. Contemporaneamente l'algoritmo $AI_V_{IAF_ca}$ fissa un riferimento per la potenza P_{tr} al fine di scaricare il condensatore C_{IAF} fino alla tensione $V_{IAF,rif,inf}$. Il minore dei due riferimenti di potenza viene attuato ricavando il corrispondente riferimento $I_{r,rif}$ per l'ampiezza di picco della corrente i_r . Esso viene inoltrato all'algoritmo di controllo $AI_I_r_ca$ che effettivamente controlla lo IAF e genera i segnali di comando per gli interruttori che lo costituiscono.

4.1 Trasduzione della corrente i_r

Dall'interazione tra gli algoritmi $AI_V_{CCC_ca}$ e $AI_V_{CCC_ca_sc}$ viene ricavato un riferimento per l'ampiezza di picco di i_r , che a sua volta viene processato dall'algoritmo $AI_i_r_ca$. La progettazione del controllore di I_r presenta qualche difficoltà dovuta alla elevata frequenza delle grandezze alternate coinvolte nel funzionamento delle bobine accoppiate. Le considerazioni qui espresse riguardo l'acquisizione della corrente i_r valgono anche per la corrente i_t e quindi non saranno ripetute nel capitolo 5 relativo al controllo del RAF. È ragionevole supporre che la frequenza di campionamento e di elaborazione dell'algoritmo di controllo dello SWV2H sia al più uguale alla frequenza di alimentazione delle bobine, se non addirittura un suo sottomultiplo. Di conseguenza non è possibile controllare istante per istante la forma d'onda della corrente i_r ma solamente la sua ampiezza di picco, mentre essa mantiene una forma d'onda pressoché sinusoidale grazie all'effetto filtrante delle reti di compensazione. È quindi necessario realizzare un circuito di trasduzione e

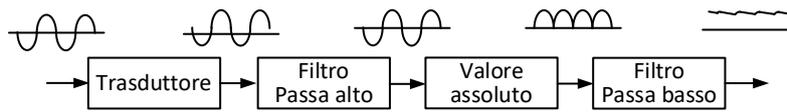


Figura 36. Schema di principio del circuito di acquisizione di I_r .

condizionamento che renda disponibili al convertitore analogico digitale del microcontrollore una tensione proporzionale alla ampiezza di picco di i_r . Un esempio di tale circuito è riportato in Figura 36, nella quale compare anche una rappresentazione indicativa della forma d'onda dei segnali scambiati tra i diversi stadi del circuito.

Si suppone che il valore istantaneo delle correnti sia trasdotto per mezzo di una sonda ad effetto Hall o di un altro tipo di trasduttore. Il segnale all'uscita del trasduttore viene quindi elaborato da un filtro passa alto per eliminare una eventuale componente continua dovuta ad offset del trasduttore. L'uscita del filtro passa alto viene raddrizzata per ottenerne il valore assoluto che, a sua volta, costituisce l'ingresso di un filtro passa basso. Tale filtro fornisce il valore medio del valore raddrizzato della corrente e consente di risalire al suo valore di picco mediante la relazione

$$I_{picco} = \frac{\pi}{2} I_{media} \tag{58}$$

La (58) è valida solamente se le correnti sono sinusoidali, ma questa condizione è ben verificata nei sistemi wireless risonanti. Particolare attenzione va posta nel dimensionare il filtro passa basso: la sua frequenza di taglio deve essere sufficientemente bassa da attenuare efficacemente le oscillazioni presenti alla uscita del circuito raddrizzatore, ma sufficientemente elevata da permettere all'uscita del filtro di seguire fedelmente le variazioni dell'ampiezza di picco della corrente.

In base all'esperienza maturata nel corso dei precedenti progetti la frequenza di taglio sia del filtro passa alto che quella del filtro passa basso è stata fissata a 1kHz.

Nel progettare il controllore il circuito di trasduzione della corrente delle bobine è stato modellato mediante la FdT

$$T_{I_t}(s) = T_{I_r}(s) = \frac{\pi}{2} \frac{1}{1+s\tau_{PB}} \tag{59}$$

con $\tau_{PB}=1.5e-4$.

4.2 Funzione di trasferimento tra il valore di picco di v_t e il valore di picco di i_r

La grandezza manipolata per controllare I_r , dalla quale dipende direttamente i_{RAF} , è la tensione v_t applicata alla bobina trasmittente. Dato che lo IAF è comandato con la tecnica della cancellazione di tensione, v_t è una onda semiquadra della quale viene controllata l'ampiezza di picco della prima armonica. Grazie all'effetto filtrante delle reti di risonanza le correnti nelle bobine risultano comunque sinusoidali cosicché, ai fini del trasferimento di potenza e dell'analisi del sistema, v_t , i_t , i_r , e v_r possono essere considerate grandezze sinusoidali modulate in ampiezza.

Per la progettazione del controllore di I_r è necessario conoscere la FdT tra l'ampiezza di picco V_t di v_t e l'ampiezza di picco I_r di i_r . In generale essa non corrisponde alla FdT tra v_t e i_r per cui è necessario fare qualche considerazione prima di proseguire.

La FdT tra v_t e i_r può essere facilmente calcolata considerando il circuito equivalente compreso tra l'uscita dello IAF e l'ingresso del RAF. Esso è rappresentato nella Figura 37 usando la notazione fasoriale dato che, come detto sopra, le grandezze coinvolte nel suo funzionamento possono essere considerate sinusoidali.

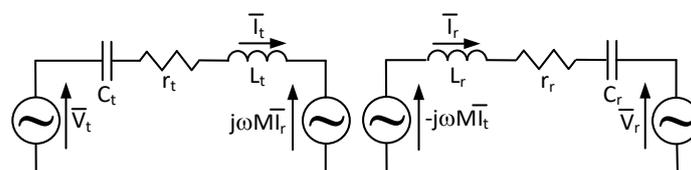


Figura 37. Schema equivalente delle bobine accoppiate.

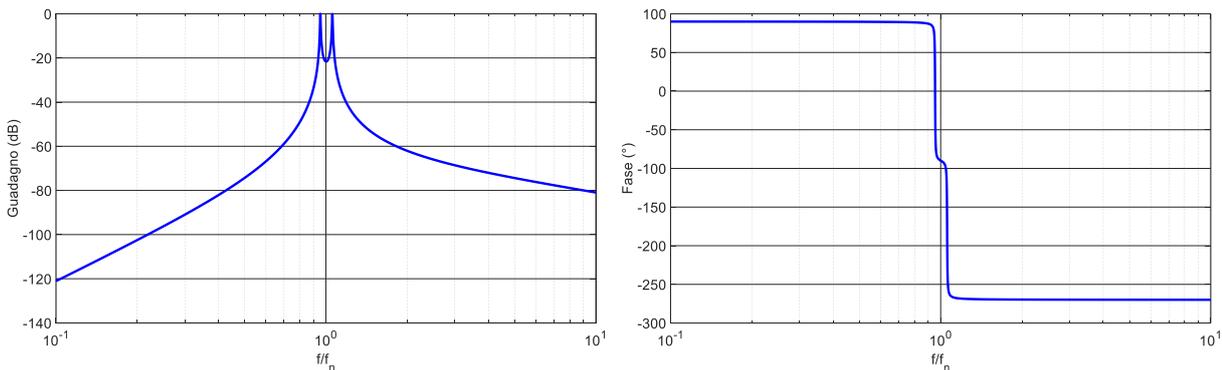


Figura 38. Diagramma di Bode della FdT tra $V_t(s)$ e $I_r(s)$.

Nel tracciare lo schema equivalente le tensioni indotte ai capi delle due bobine sono state rappresentate mediante dei generatori comandati mentre della tensione v_r presente all'ingresso del RAF, che è una onda quadra di ampiezza circa uguale a V_{CC} , è stata considerata solo la prima armonica per cui anch'essa è stata rappresentata mediante un generatore di tensione sinusoidale.

Dall'analisi del circuito si ricava facilmente che la FdT cercata è

$$G_{v_t i_r}(s) = - \frac{C_r C_t s^3}{(C_r C_t L_r L_t - C_r C_t M^2) s^4 + (C_r C_t L_r r_t + C_r C_t L_t r_r) s^3 + (C_r L_r + C_t L_t + C_r C_t r_r r_t) s^2 + (C_r r_r + C_t r_t) s + 1} \quad (60)$$

Usando per le induttanze, le capacità e la mutua induttanza i valori determinati nel corso del precedente anno di realizzazione del progetto, e ipotizzando per r_t e r_r un valore di 0.5Ω , dalla (60) si ottiene il diagramma di Bode riportato nella Figura 38 in cui sono ben evidenti gli effetti della risonanza tra L_t e C_t e tra L_r e C_r .

Durante il funzionamento dello SWV2H la tensione v_s è una sinusoide modulata in ampiezza. Supponendo che la modulante sia anch'essa sinusoidale, v_t può essere espressa mediante la

$$v_t(t) = V_t [1 + A_m \sin(\omega_m t + \theta_m)] \sin(\omega_{HF} t + \theta_{HF}) \quad (61)$$

dove V_t A_m e l'ampiezza di picco della modulante, con $A_m < 1$. Le pulsazioni ω_m e ω_{HF} sono rispettivamente la pulsazione delle modulante e la pulsazione di alimentazione dello SWV2H mentre θ_m e θ_{HF} sono le fasi iniziali della modulante e della portante di v_t .

Mediante le formule di Werner v_t può essere scomposta nelle tre componenti

$$v_t(t) = V_t \sin(\omega_{HF} t + \theta_{HF}) + \frac{V_t A_m}{2} \sin((\omega_{HF} + \omega_m) t + \theta_{HF} + \theta_m) + \frac{V_t A_m}{2} \sin((\omega_{HF} - \omega_m) t + \theta_{HF} - \theta_m) \quad (62)$$

Poiché il circuito equivalente di Figura 37 è lineare, la corrente i_r ottenuta applicando alla bobina trasmittente la tensione v_t è uguale alla somma dei contributi delle tre componenti di tensione esplicitate nella (62). Ogni contributo di tensione origina un contributo di corrente amplificato e sfasato di quantità diverse in funzione del modulo e della fase del diagramma di Bode corrispondenti alla frequenza del contributo stesso. Considerando ad esempio una modulante sinusoidale con frequenza di 1 kHz, dalla Figura 39, che è un ingrandimento della Figura 38 nell'intorno della frequenza di alimentazione nominale dello SWV2H, si ricava

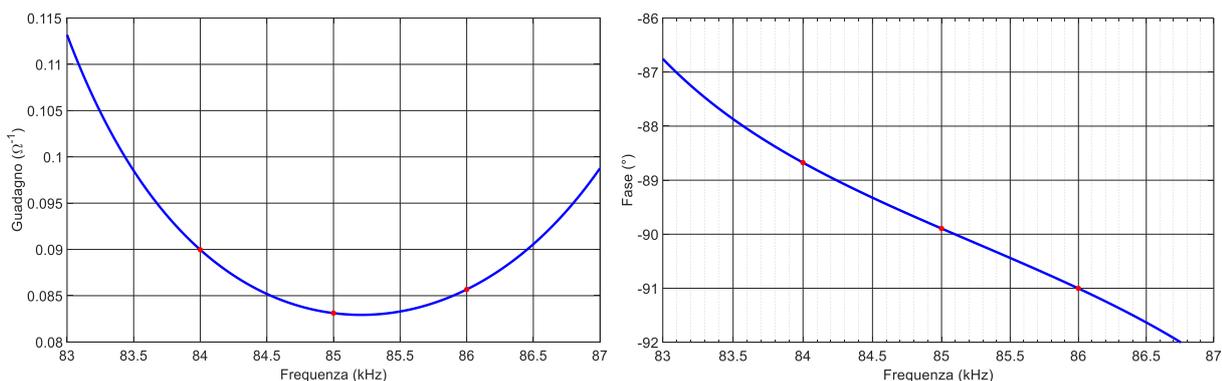


Figura 39. Ingrandimento del diagramma di Bode della FdT tra $V_t(s)$ e $I_r(s)$ con scala delle ampiezze lineare.

che il valore di picco della componente di corrente a frequenza inferiore sarà 0.0899 volte quello della corrispondente componente di tensione mentre la componente di corrente alla frequenza superiore avrà valore di picco 0.08567 volte quello della tensione. Il diagramma della fase riportato sulla metà destra della Figura 39 mostra che le diverse componenti della corrente saranno sfasate di quantità diverse rispetto a quelle di tensione.

In generale si può quindi scrivere

$$i_r(t) = K_{\omega} V_s \sin(\omega_{HF} t + \theta_{HF} + \theta_{\omega}) + K_{\omega+} \frac{V_s A_m}{2} \sin((\omega_{HF} + \omega_m) t + \theta_{HF} + \theta_m + \theta_{\omega+}) + K_{\omega-} \frac{V_s A_m}{2} \sin((\omega_{HF} - \omega_m) t + \theta_{HF} - \theta_m + \theta_{\omega-}) \quad (63)$$

dove K_{ω} , $K_{\omega+}$ e $K_{\omega-}$ sono i guadagni della FdT alla pulsazione ω_{HF} , $\omega_{HF} + \omega_m$ e $\omega_{HF} - \omega_m$ mentre θ_{ω} , $\theta_{\omega+}$ e $\theta_{\omega-}$ sono le fasi corrispondenti.

Dal momento che i tre guadagni e le tre fasi non sono uguali la componente modulante della corrente i_r risulta distorta. In altri termini, le bobine accoppiate e le relative reti di compensazione, pur costituendo un sistema lineare, in generale processano in modo non lineare la componente modulante della tensione di alimentazione.

Si deve comunque ricordare che nella applicazione considerata la variazione dell'ampiezza di picco della corrente i_r è molto lenta dato che deve seguire la variazione della corrente iniettata nella batteria per rimpiazzare la carica estratta dal condensatore C_{CCC} . La frequenza della componente modulante sarà quindi molto bassa per cui con buona approssimazione si possono considerare uguali sia i guadagni che le fasi della FdT alle tre pulsazioni ω_{HF} , $\omega_{HF} + \omega_m$ e $\omega_{HF} - \omega_m$. Di conseguenza la funzione di trasferimento delle bobine accoppiate può essere approssimata semplicemente con il guadagno dato dal diagramma di Bode di Figura 38 alla frequenza di alimentazione nominale. Quando lo SWV2H lavora in risonanza le cadute di tensione di tipo reattivo dovute alla autoinduttanza delle bobine di accoppiamento sono compensate dalle cadute di tensione ai capi dei relativi condensatori di risonanza per cui, trascurando le cadute di tensione sulle resistenze parassite delle bobine, tale guadagno è uguale a

$$K_{V_t I_r} = \frac{1}{\omega_{HF} M} = 0.083 \quad (64)$$

dove M è la mutua induttanza tra le bobine accoppiate.

4.3 Progettazione del controllore

Nel progettare il controllore di I_r bisogna ricordare il riferimento per l'ampiezza di picco di i_r e la trasduzione di quest'ultima vengono effettuate nella sezione ricevente dello SWV2H mentre l'attuazione della tensione v_t viene compiuta nella sezione trasmittente. È necessario quindi allestire tra le due sezioni un sistema di comunicazione. Facendo riferimento al precedente progetto si è considerato un sistema basato su ricetrasmittitori radio che operano sulla banda ISM per i quali è ragionevole supporre un periodo di aggiornamento dei dati trasmessi pari a 1ms.

Lo schema a blocchi dell'anello di regolazione di I_r può quindi essere rappresentato come in Figura 40. I blocchi rappresentati all'interno del rettangolo tratteggiato si trovano sulla sezione trasmittente dello SWV2H mentre gli altri sono sulla sezione ricevente. I blocchi intersecati dal rettangolo interfacciano le due sezioni: $RT(s)$ rappresenta il ritardo dovuto alla trasmissione dei dati mentre $K_{V_t I_r}$ è il guadagno tra l'ampiezza di picco V_t della tensione all'uscita dello IAF e l'ampiezza di picco I_r della corrente nella bobina ricevente dato dalla (64). Il blocco $C_{IR}(s)$ è il controllore, $TC(s)$ rappresenta il ritardo introdotto dal microcontrollore e dallo IAF tra il campionamento dei segnali di ingresso e l'applicazione del nuovo valore di V_t . Ipotizzando di

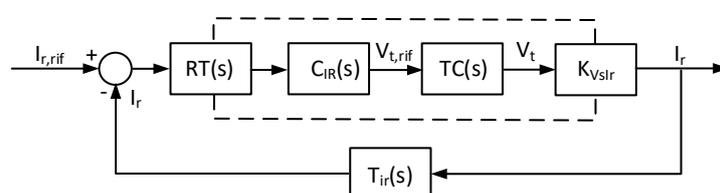


Figura 40. Schema a blocchi dell'anello di controllo dell'ampiezza di picco della corrente i_r .

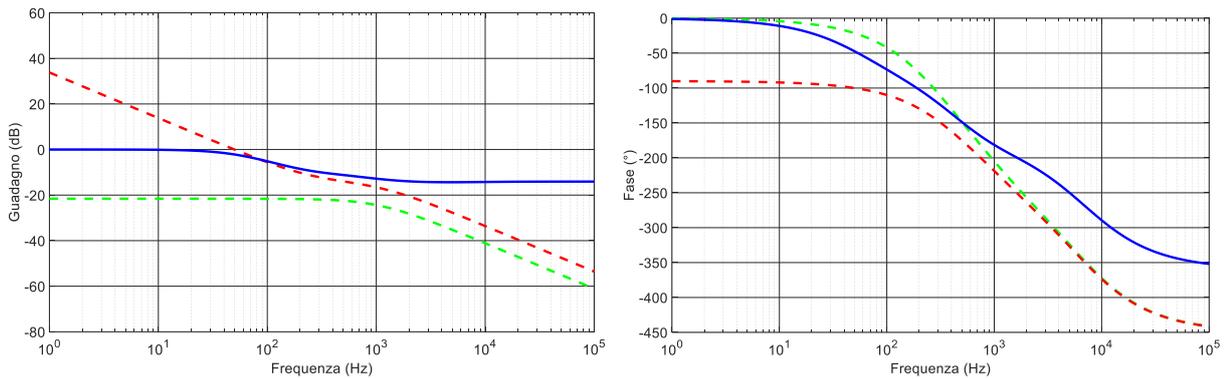


Figura 41. Diagramma di Bode dell'anello di controllo di i_r con controllore di tipo PI.

aggiornare V_t una volta ogni 4 periodi di alimentazione per lasciare al microcontrollore tempo sufficiente ad elaborare gli algoritmi di controllo, tale ritardo risulta uguale a $47 \mu s$. Il blocco $T_{ir}(s)$ rappresenta la funzione di trasferimento data dalla (59) per modellare l'azione del circuito di trasduzione che ricava l'ampiezza di picco di i_r a partire dal suo valore istantaneo.

Inizialmente è stato dimensionato un controllore di tipo PI i cui guadagni sono stati calcolati al fine di ottenere per l'anello di controllo una banda passante di 50 Hz e un margine di fase di 80° . I diagrammi di Bode ottenuti con questa configurazione sono riportati nella Figura 41.

Il diagramma tracciato con la linea verde, relativo al sistema a catena aperta privo del controllore, conferma che è necessario inserire nell'anello una azione integrale per ottenere un guadagno a bassa frequenza tendente all'infinito e assicurare così che a regime l'errore sia nullo. Il diagramma tracciato con la linea rossa, che si riferisce al sistema a catena aperta completo del controllore, mostra l'effetto dell'integratore nella regione a bassa frequenza. Il diagramma tracciato con la linea blu è relativo al sistema a catena chiusa; qui si nota un comportamento particolare, dovuto alla presenza di $T_{ir}(s)$ nella catena di retroazione, per cui il guadagno alle alte frequenze non risulta efficacemente attenuato e di conseguenza potrebbero riscontrarsi delle oscillazioni non smorzate nella risposta del sistema. Al fine di prevenire questo difetto la struttura del controllore è stata modificata inserendo un ulteriore polo alla frequenza di 2 kHz, sufficientemente lontana dalla banda passante dell'anello e dalla frequenza di campionamento del microcontrollore, e ricalcolando i guadagni del controllore per mantenere la stessa banda passante e margine di fase. I diagrammi di Bode relativi a questa seconda configurazione sono riportati nella Figura 42. Ovviamente i diagrammi tracciati con la linea verde sono uguali a quelli riportati nella Figura 41, mentre i diagrammi tracciati con la linea rossa e quella blu mostrano l'effetto del polo aggiuntivo e, in particolare, l'attenuazione del guadagno ad alta frequenza del sistema a catena chiusa.

La versione discretizzata del controllore può essere realizzata con uno schema simile a quello mostrato in Figura 13, inserendo una limitazione dell'uscita tra 0 e $V_{IAF,N}$. I guadagni da utilizzare sono

$$K_{e(k),I_r} = 0.630437809976479 \quad (65)$$

$$K_{e(k-1),I_r} = 0.0396341487827302 \quad (66)$$

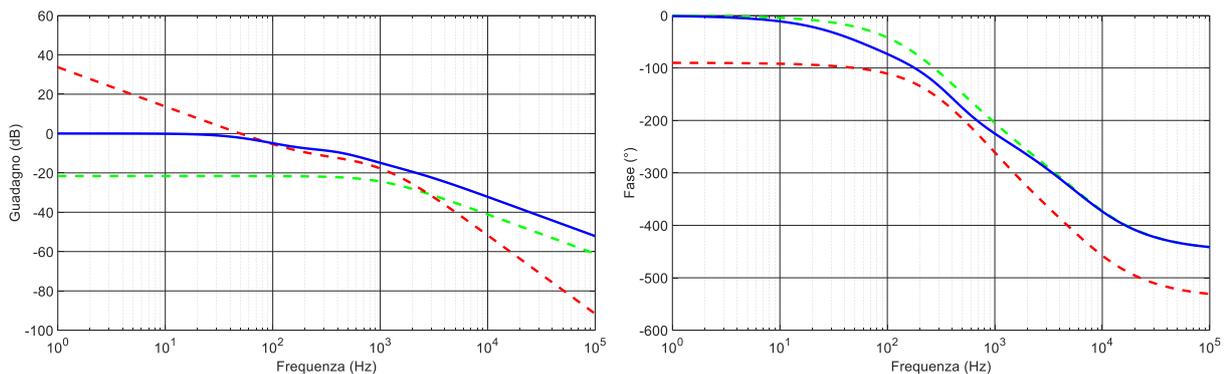


Figura 42. Diagramma di Bode dell'anello di controllo di i_r con controllore di tipo PI con polo aggiuntivo.

$$K_{e(k-2),I_r} = -0.590803661193749 \tag{67}$$

$$K_{y(k-1),I_r} = 1.5435918338485 \tag{68}$$

$$K_{y(k-2),I_r} = -0.543591833848503 \tag{69}$$

4.4 Generazione dei segnali di comando

L'uscita del controllore $C_{IR}(s)$ costituisce il riferimento per l'ampiezza di picco della prima armonica della tensione all'uscita dello IAF. Lo IAF è controllato con la tecnica della cancellazione di tensione secondo la quale entrambe le gambe del convertitore sono comandate in onda quadra con frequenza di commutazione uguale alla frequenza di alimentazione della bobina trasmittente. La variazione di ampiezza di picco della prima armonica è ottenuta sfasando opportunamente i comandi delle due gambe in modo che la tensione di uscita v_t presenti un andamento a tre livelli. La relazione tra lo sfasamento α e l'ampiezza di picco della prima armonica di v_t è

$$V_t = \frac{4}{\pi} V_{IAF} \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) \tag{70}$$

Quindi, a partire dal riferimento $V_{t,rif}$ calcolato dal controllore è possibile ottenere l'angolo di sfasamento con cui generare i comandi per lo IAF invertendo la (70) e ottenendo

$$\alpha = 2 \arcsin\left(\frac{\pi V_{t,rif}}{4 V_{IAF}}\right) \tag{71}$$

Il calcolo della funzione arcoseno da parte di un microcontrollore richiede in genere un tempo non trascurabile rispetto alle altre operazioni per cui si può anche in questo caso ricorrere all'impiego di una LUT e del relativo codice per la sua interpolazione per ottenere il risultato voluto.

È opportuno mettere in evidenza che nel generare i comandi per gli interruttori statici dello IAF occorre ritardare o anticipare gli istanti di commutazione delle due gambe in maniera simmetrica rispetto all'istante in cui essi avverrebbero nel caso $\alpha=0$. In caso contrario, oltre ad ottenere il richiesto aggiustamento della ampiezza di picco della prima armonica, si verificherebbe anche una indesiderata variazione della sua fase, che si ripercuoterebbe sulla regolarità di funzionamento dello SWV2H.

4.5 Simulazione e validazione

La funzionalità dell'anello di controllo è stata verificata per mezzo di simulazioni svolte in ambiente Simulink. La Figura 43 mostra la parte del modello che riproduce l'algoritmo di controllo e la generazione dei comandi per lo IAF. Per quanto riguarda il sistema controllato, è stato realizzato un modello circuitale che comprende lo IAF, le bobine di accoppiamento con le relative reti di compensazione e il RAF. Le tensioni all'ingresso dello IAF e all'uscita del RAF sono state supposte costanti e uguali ai valori nominali di dimensionamento. Le FdT RT(s) e CT(s) sono state approssimate mediante dei ritardi mentre il controllore è stato implementato nel dominio del tempo discreto secondo lo schema di Figura 13. Come riferimento per la corrente $I_{r,rif}$ è stata usata un'onda quadra con frequenza di 10 Hz, valore minimo di 5 A e valore massimo di 45 A.

La metà sinistra della Figura 44 mostra in verde questo riferimento e in blu il segnale di retroazione dell'anello di controllo preso all'uscita del circuito di trasduzione. Si può notare come quest'ultimo segua con buona precisione il riferimento e come l'errore a regime sia nullo. Nella metà destra della figura è possibile confrontare l'uscita del circuito di trasduzione, in blu, con la corrente istantanea i_r . Nel grafico in alto

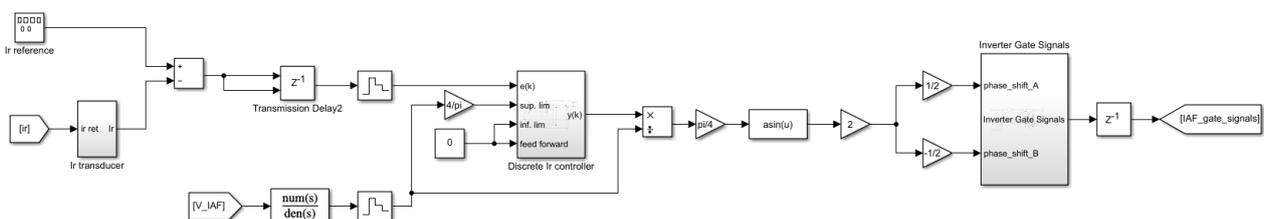


Figura 43. Modello Simulink dell'algoritmo di controllo.

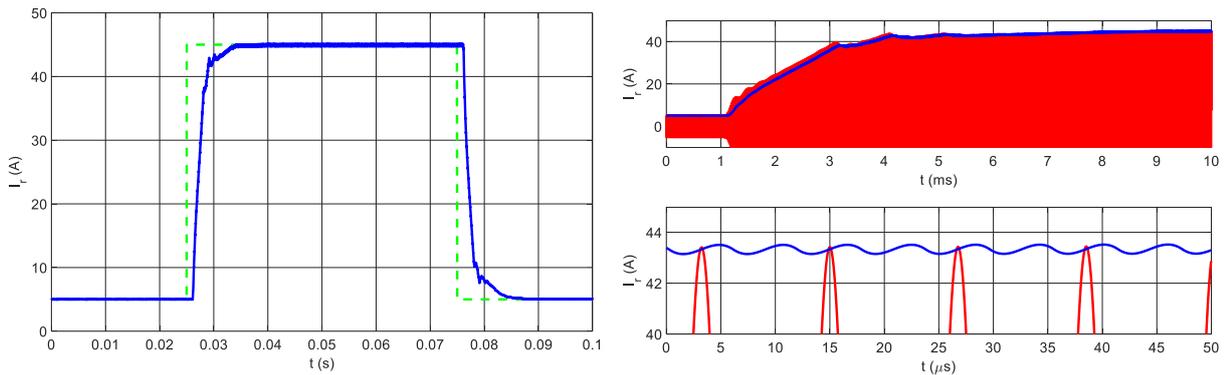


Figura 44. Ampiezza di picco I_r in risposta ad un riferimento ad onda quadra (sinistra). Andamenti di i_r ed I_r durante il transitorio e loro ingrandimento (destra).

quest'ultima appare come una fascia rossa a causa della sua frequenza molto elevata rispetto all'intervallo di tempo considerato. Si nota comunque che l'accuratezza della trasduzione è soddisfacente, soprattutto considerando che la figura riporta la parte iniziale del transitorio di salita della corrente. Nel grafico in basso è riportato un ingrandimento di quello superiore. Esso mette in evidenza che il segnale proveniente dal circuito di trasduzione presenta una oscillazione residua a frequenza doppia rispetto a quella di i_r , ma che comunque esso riproduce fedelmente il valore della ampiezza di picco della corrente.

5 Controllo e modellizzazione del Raddrizzatore ad Alta Frequenza (RAF)

Quando il flusso di potenza è diretto dalla batteria verso la rete le funzioni dello IAF e del RAF vengono scambiate per cui gli interruttori statici di quest'ultimo sono comandati affinché operi da invertitore ad alta frequenza mentre quelli dello IAF vengono spenti in modo che esso operi come un raddrizzatore non controllato mediante i diodi di ricircolo. In queste condizioni viene attivato l'algoritmo di controllo $AI_{I_t_sc}$ che genera i comandi per il RAF allo scopo di controllare l'ampiezza di picco della corrente i_t . Il riferimento $I_{t,rif}$ viene ottenuto elaborando il riferimento per la potenza P_{rt} trasferita dalla sezione ricevente a quella trasmittente dello SWV2H. A sua volta, $P_{rt,rif}$ nasce dall'interazione tra gli algoritmi di controllo $AI_{V_{CC_sc}}$ e $AI_{V_{IAF_sc}}$ i quali, simmetricamente a quanto descritto nel capitolo 4.1, operano per scaricare C_{CC} alla tensione $V_{CC,rif,inf}$ e caricare C_{IAF} alla tensione $V_{IAF,rif,sup}$.

5.1 Progettazione del controllore

Si può dimostrare facilmente che la FdT tra la tensione v_r all'ingresso del RAF e la corrente i_t è la stessa che lega v_t a i_r , per cui anche in questo caso può essere approssimata ad un guadagno $K_{V_{rit}}$ che risulta uguale a $K_{V_{tir}}$ dato dalla (64). Come nel caso dell'algoritmo di controllo $AI_{I_r_ca}$ relativo a I_r , anche in questa situazione l'ampiezza di picco della corrente da controllare è trasdotta in una sezione dello SWV2H mentre la tensione che effettivamente la controlla è attuata nell'altra sezione. Di conseguenza è necessario scambiare via radio delle informazioni tra le due sezioni dello SWV2H. In definitiva, l'anello di controllo di I_t si ha il medesimo diagramma a blocchi mostrato in Figura 40 per I_r . Anche il controllore viene realizzato con la stessa topologia e guadagni, con l'unica differenza che esso viene implementato dal microcontrollore installato nella sezione ricevente dello SWV2H. Un'altra differenza marginale è che l'uscita del controllore viene limitata tra 0 e V_{CC} . Anche la modalità di generazione dei segnali di comando rimane la stessa vista nel capitolo 4.4.

5.2 Simulazione e validazione

La funzionalità dell'anello di controllo è stata verificata con lo stesso metodo usato per lo IAF e descritto nel capitolo 4.5, con l'ovvia differenza che le funzioni dello IAF e del RAF sono state scambiate. Come riferimento per la corrente $I_{t,rif}$ è stata usata un'onda quadra con frequenza di 10 Hz, valore minimo di 1 A e valore massimo di 15 A. I risultati delle simulazioni sono riportati in Figura 45 seguendo gli stessi criteri usati per Figura 44. Anche in questo caso si nota che l'anello di controllo si comporta come previsto, forzando l'ampiezza di picco di i_t a seguire il riferimento dopo qualche oscillazione.

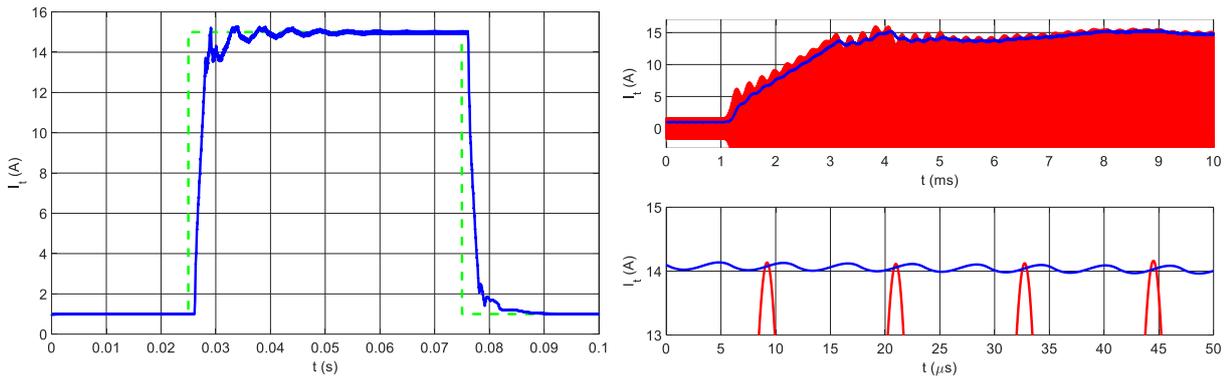


Figura 45. Ampiezza di picco I_t in risposta ad un riferimento ad onda quadrata (sinistra). Andamenti di i_t ed I_t durante il transitorio e loro ingrandimento (destra).

6 Controllo della tensione V_{CC} all'ingresso del Convertitore cc/cc

Il controllo della tensione V_{CC} ai capi del condensatore C_{CC} viene effettuato da tre algoritmi di controllo che interagiscono a coppie. L'algoritmo $AI_V_{CC_ca_sc}$ è sempre attivo mentre gli altri due, $AI_V_{CC_ca}$ e $AI_V_{CC_sc}$, sono attivati selettivamente durante la carica o la scarica della batteria.

6.1 Funzionamento durante la carica della batteria

Nella fase di carica della batteria $AI_V_{CC_ca_sc}$ tende a portare la tensione V_{CC} al valore di riferimento inferiore $V_{CC,rif,inf}$ scaricando il condensatore C_{CC} iniettando nella batteria la potenza P_o da esso fornita. Allo stesso tempo l'algoritmo $AI_V_{CC_ca}$ tende a portare V_{CC} al valore di riferimento superiore $V_{CC,rif,sup}$, caricando il condensatore C_{CC} mediante la potenza P_{tr} trasferita per mezzo dell'accoppiamento induttivo.

6.1.1 Modello del sistema controllato

Nella Figura 46 è riportato lo schema a blocchi semplificato relativo ai due anelli di controllo. Come visto in precedenza, anche in questo caso la grandezza controllata è il quadrato della tensione di interesse, cioè V_{CC}^2 e per questo motivo lo schema di Figura 46 è simile a quello mostrato nella Figura 8, con la differenza che in questo caso sono presenti due algoritmi di controllo interagenti. I blocchi $C_{V_{CC},P_o}(s)$ e $C_{V_{CC},P_{tr}}(s)$ rappresentano i controllori che tentano rispettivamente di scaricare il condensatore alla tensione $V_{CC,rif,inf}$ e di caricarlo alla tensione $V_{CC,rif,sup}$ generando i riferimenti per le potenze P_o e P_{tr} . In base alle convenzioni di Figura 1, entrambi i riferimenti sono positivi. Le FdT $G_{I_o}(s)$ e $G_{I_r}(s)$ rappresentano gli anelli di controllo della corrente di batteria e della ampiezza di picco di i_r , descritti nei capitoli 3.1 e 4.3 mentre i guadagni K_{I_o} e K_{I_r} rendono conto della cascata di operazioni che trasformano i riferimenti di potenza in riferimenti di corrente e, successivamente, i valori effettivi delle correnti nei corrispondenti valori di potenza. Tali guadagni dipendono dal valore effettivo di V_{CC} e V_B ma in questo studio del sistema controllato sono considerati costanti. Per rendere più intuitiva la comprensione della trattazione matematica seguente, le potenze che caricano e che scaricano C_{CC} vengono sommate anche se effettivamente esse hanno effetto opposto sulla tensione del condensatore per cui si dovrebbe considerare la loro differenza.

A partire dallo schema di Figura 46, operando mediante l'algebra dei blocchi e introducendo la grandezza

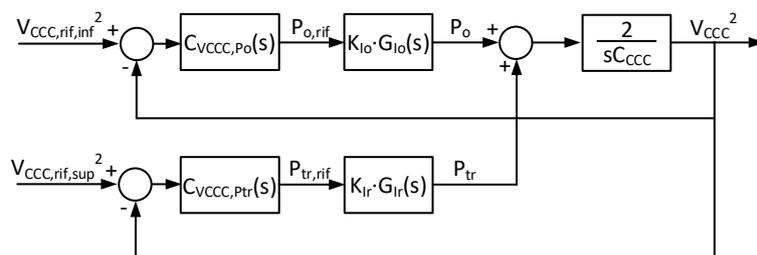


Figura 46. Schema a blocchi degli anelli di controllo di V_{CC}^2 .

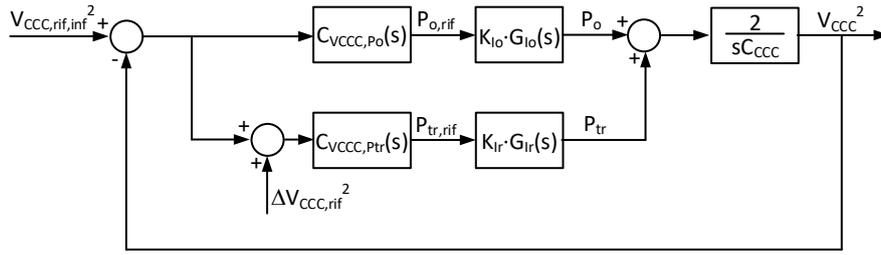


Figura 47. Schema a blocchi equivalente degli anelli di controllo di V_{CC} .

$$\Delta V_{CC,rif}^2 \triangleq V_{CC,rif,sup}^2 - V_{CC,rif,inf}^2 \quad (72)$$

si ricava lo schema di Figura 47.

Da questo schema, effettuando opportune manipolazioni per mettere in evidenza separatamente gli effetti dei riferimenti $V_{CC,rif,inf}^2$ e $\Delta V_{CC,rif}^2$, si ottiene la Figura 48, nella quale si riconosce che la grandezza V_{CC}^2 è data dalla somma dei due contributi $V_{CC,inf}^2$ e ΔV_{CC}^2 ottenuti all'uscita dei due anelli di controllo.

Se i controllori $C_{V_{CC},P_o}(s)$ e $C_{V_{CC},P_{tr}}(s)$ sono progettati accuratamente si può ragionevolmente supporre che la loro azione congiunta porti $V_{CC,inf}^2$ al valore di riferimento $V_{CC,rif,inf}^2$ dato che, come mostrato nella metà superiore di Figura 48, essi collaborano per raggiungere questa tensione. Invece, per stabilire quale sia l'esito dell'azione di controllo che ha come ingresso $\Delta V_{CC,rif}^2$ occorre ricavare la FdT tra $\Delta V_{CC,rif}^2$ e ΔV_{CC}^2 . Essa risulta

$$G_{V_{CC},\Delta}(s) = \frac{C_{V_{CC},P_{tr}}(s)K_{I_r}G_{I_r}(s)}{sC_{CC}/2 + C_{V_{CC},P_{tr}}(s)K_{I_r}G_{I_r}(s) + C_{V_{CC},P_o}(s)K_{I_o}G_{I_o}(s)} \quad (73)$$

Approssimando le FdT $G_{I_o}(s)$ e $G_{I_r}(s)$ con dei sistemi del primo ordine la (73) è riscritta nella forma

$$G_{V_{CC},\Delta}(s) = \frac{C_{V_{CC},P_{tr}}(s)K_{I_r}\frac{1}{1+s\tau_{I_r}}}{sC_{CC}/2 + C_{V_{CC},P_{tr}}(s)K_{I_r}\frac{1}{1+s\tau_{I_r}} + C_{V_{CC},P_o}(s)K_{I_o}\frac{1}{1+s\tau_{I_o}}} \quad (74)$$

per cui, applicando il teorema del valore finale, si ha che la risposta a regime all'applicazione di un gradino di ampiezza $\Delta V_{CC,rif}^2$ vale

$$\Delta V_{CC}^2 = \Delta V_{CC,rif}^2 \lim_{s \rightarrow 0} \frac{K_{I_r}C_{V_{CC},P_{tr}}(s)}{K_{I_r}C_{V_{CC},P_{tr}}(s) + K_{I_o}C_{V_{CC},P_o}(s)} \quad (75)$$

E non dipende dalle effettive costanti di tempo degli anelli di controllo di I_o e I_r ma solamente dai controllori $C_{V_{CC},P_o}(s)$ e $C_{V_{CC},P_{tr}}(s)$ e dalle costanti K_{I_r} e K_{I_o} . In particolare, se si utilizzano dei controllori di tipo puramente proporzionale la (75) diventa

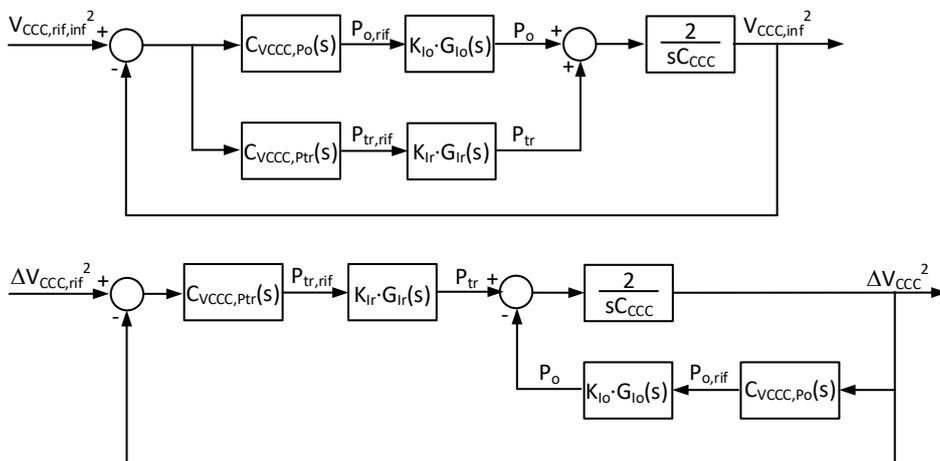


Figura 48. Schema a blocchi equivalente degli anelli di controllo di V_{CC} .

$$\Delta V_{CCC}^2 = \Delta V_{CCC,rif}^2 \frac{K_{I_r} K_{P_{tr}}}{K_{I_r} K_{P_{tr}} + K_{I_o} K_{P_o}} \quad (76)$$

dove $K_{P_{tr}}$ e K_{P_o} sono i guadagni dei controllori.

La (76) mostra che la condizione di errore nullo non verrebbe mai raggiunta per cui si avrebbe un continuo trasferimento di energia dalla rete alla batteria tramite lo SWV2H. Questa condizione non è però sufficiente ad effettuare la carica della batteria in modo efficace. Si desidera che le potenze P_{tr} e P_o , che sono uguali dato che la tensione V_{CCC} è costante, aumentino fino a raggiungere il massimo valore ammissibile in relazione allo stato di carica della batteria invece che essere limitate al valore di regime

$$P_{o,rif} = K_{P_o} \Delta V_{CCC}^2 = \Delta V_{CCC,rif}^2 \frac{K_{I_r} K_{P_{tr}} K_{P_o}}{K_{I_r} K_{P_{tr}} + K_{I_o} K_{P_o}} \quad (77)$$

ottenuto analizzando la metà inferiore della Figura 48 e definendo ΔV_{CCC}^2 come nella (76). Se i controllori sono di tipo PI, dalla (75) si ottiene la (78) invece della (76)

$$\Delta V_{CCC}^2 = \Delta V_{CCC,rif}^2 = \frac{K_{I_r} K_{P_{tr}} \tau_{P_o}}{K_{I_r} K_{P_{tr}} \tau_{P_o} + K_{I_o} K_{P_o} \tau_{P_{tr}}} \quad (78)$$

Anche in questo caso $K_{P_{tr}}$ e K_{P_o} sono i guadagni dei controllori mentre $\tau_{P_{tr}}$ e τ_{P_o} le costanti di tempo dei loro zeri.

Anche in questo caso permane un errore a regime costante, tuttavia, grazie all'azione integrale dei controllori, entrambe le potenze continuano ad aumentare fino al valore massimo compatibile con il funzionamento dello SWV2H idealmente rendendo disponibile tutta la potenza necessaria per caricare la batteria.

I due controllori $C_{V_{CCC,Po}}(s)$ e $C_{V_{CCC,Ptr}}(s)$ fanno parte rispettivamente degli algoritmi di controllo $AI_V_{CCC_ca_sc}$ e $AI_V_{CCC_ca}$. Essi sono stati progettati separatamente considerando uno alla volta gli anelli di controllo schematizzati in Figura 46.

6.1.2 Algoritmo di controllo $AI_V_{CCC_ca_sc}$

L'algoritmo $AI_V_{CCC_ca_sc}$ implementa il controllore $C_{V_{CCC,Po}}(s)$ dell'anello di controllo riportato nella parte superiore di Figura 46. Linearizzando l'anello di controllo usando la tecnica illustrata nel capitolo 2.2.1 si ottiene lo schema a blocchi di Figura 49. Come nei casi precedenti, lo schema è stato ottenuto supponendo di lavorare in un intorno della condizione nominale e trascurando le perdite dei convertitori. Il blocco $1/V_{B,N}$ rende conto del passaggio tra il riferimento di potenza generato dal controllore $C_{V_{CCC,Po}}(s)$ e il riferimento di corrente $I_{o,rif}$. Quest'ultimo viene attuato dal blocco $I_{o,rif} \rightarrow I_o$ mentre il blocco $V_{B,N}/V_{CCC,N}$ determina la frazione di I_o che effettivamente circola nel condensatore C_{CCC} . Il blocco $T_{V_{CCC}}(s)$ rappresenta il filtro passa basso applicato all'uscita del trasduttore di tensione.

Nel corso della progettazione degli algoritmi di controllo è emerso che la capacità fissata per C_{CCC} nel corso del primo anno di realizzazione del progetto, determinata allo scopo di limitare il ripple di tensione ai suoi capi, è troppo piccola e rende difficile controllare efficacemente la tensione V_{CCC} . Si è deciso quindi di raddoppiarne il valore e portarlo a circa 1.1 mF. I risultati riportati in questa relazione fanno riferimento a questo valore di capacità.

Il diagramma di Bode a catena aperta del sistema privo del controllore è riportato in Figura 50 con la linea verde tratteggiata. Grazie all'azione integratrice del condensatore C_{CCC} il sistema presenta intrinsecamente un guadagno tendente ad infinito alle basse frequenze, per cui un controllore proporzionale sarebbe sufficiente ad assicurare un errore nullo a regime. Tuttavia, come dimostrato nel capitolo 6.1.1, quando questo algoritmo di controllo interagisce con l'algoritmo $AI_V_{CCC_ca}$ è necessario l'impiego di controllori di

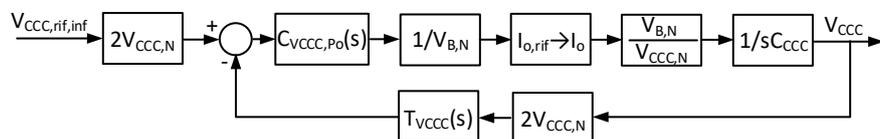


Figura 49. Schema a blocchi linearizzato dell'anello di controllo per la scarica di C_{CCC} .

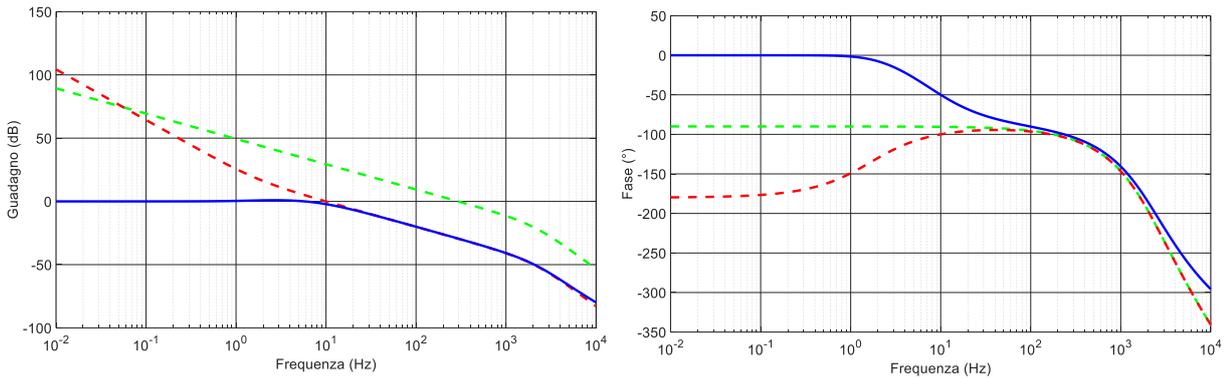


Figura 50. Diagramma di Bode dell'anello di controllo di V_{CC}^2 con controllore $C_{V_{CC},Po}(s)$.

tipo PI per entrambi gli anelli al fine di assicurare che la potenza di carica della batteria possa raggiungere il valore massimo. Nel progettare il controllore è stata imposta per il sistema a catena aperta una frequenza di taglio di 10 Hz e un margine di fase di 80°. Il diagramma di Bode tracciato con la linea tratteggiata rossa in Figura 50, relativo al sistema a catena aperta completo di controllore PI, mostra che queste specifiche sono correttamente soddisfatte. Il diagramma indicato dalla linea blu si riferisce all'anello di controllo a catena chiusa; esso conferma che la banda passante del sistema è di circa 10 Hz.

Il controllore PI è realizzato nel dominio del tempo discreto secondo lo schema mostrato in Fig. 4, limitando l'uscita tra i valori minimi e massimi dati dalle

$$-P_{o,c,N} \leq P_{o,rif} \leq 0 \quad (79)$$

e usando i guadagni

$$K_{e(k),V_{CC},sc} = 0.0334736824466984 \quad (80)$$

$$K_{e(k-1),V_{CC},sc} = -0.0334571282120914 \quad (81)$$

6.1.3 Algoritmo di controllo $AI_{V_{CC},ca}$

La progettazione dell'algoritmo $AI_{V_{CC},ca}$, che comprende il controllore $C_{V_{CC},Ptr}(s)$ ripercorre gli stessi passi descritti nel capitolo precedente. Lo schema a blocchi dell'anello di controllo linearizzato, ricavato dalla parte inferiore di Figura 46, è riportato nella Figura 51. Il blocco $\pi/(2V_{CC,N})$ effettua il passaggio tra il riferimento di potenza $P_{tr,rif}$ generato dal controllore $C_{V_{CC},Ptr}(s)$ e il riferimento di corrente $I_{r,rif}$. La presenza dei coefficienti $\pi/2$ e $2/\pi$ all'ingresso e all'uscita dell'anello di corrente $I_{r,rif} \rightarrow I_r$ si spiega ricordando che la potenza media che entra nel condensatore, rappresentato dal blocco $1/sC_{CC}$, così come la corrente media che lo carica sono proporzionali al valore medio della corrente i_r raddrizzata, che è uguale a $2/\pi I_r$.

Il sistema da controllare a catena aperta presenta il diagramma di Bode riportato nella Figura 52 con la linea verde tratteggiata. Dalle prove effettuate è risultato che per ottenere un funzionamento soddisfacente del sistema di controllo complessivo dello SWV2H è necessario che la banda passante dell'anello di controllo qui considerato sia maggiore di quella dell'anello trattato nel capitolo precedente. Essa è stata quindi fissata a 30 Hz, mantenendo un margine di fase di 80°. A causa del ritardo introdotto dall'anello di controllo di I_r , che per la sua implementazione richiede di trasferire informazioni tra le due sezioni dello SWV2H, non è possibile soddisfare queste specifiche utilizzando un controllore di tipo PI dato che lo zero che esso presenta non

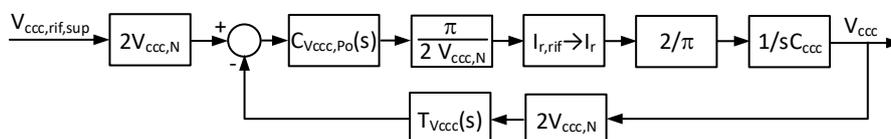


Figura 50. Schema a blocchi linearizzato dell'anello di controllo di V_{CC}^2 .

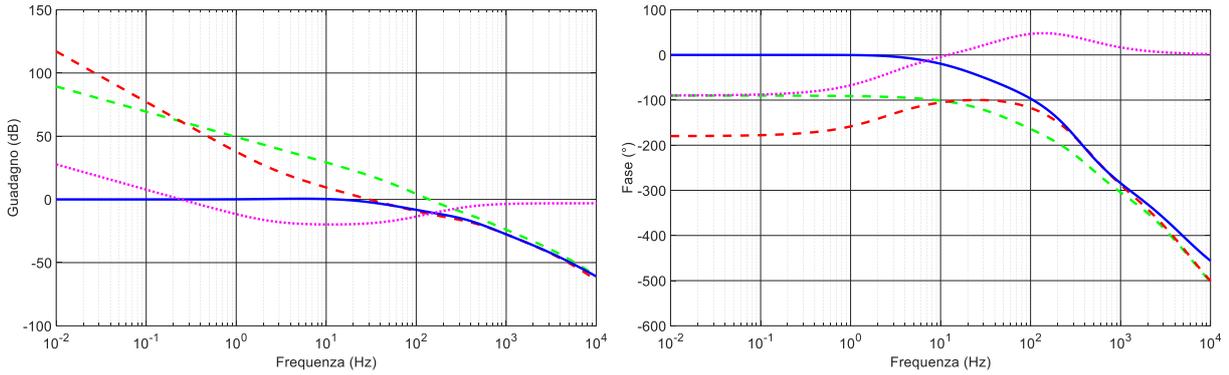


Figura 52. Diagramma di Bode dell'anello di controllo di V_{CC}^2 con controllore $C_{V_{CC},Ptr}(s)$.

fornisce un anticipo di fase sufficiente. Per ovviare a questo inconveniente in cascata al controllore PI è stata posta una rete anticipatrice, cosicché la FdT del controllore completo risulta

$$G_{V_{CC},Ptr}(1) = \frac{1+s\tau_{PI} \ 1+s\tau_z}{s\tau_{PI} \ 1+s\tau_p} \quad (82)$$

La costante di tempo τ_{PI} è stata fissata a 50 Hz mentre τ_p e τ_z sono stati aggiustati fino ad ottenere le prestazioni volute.

Il diagramma di Bode del controllore così ottenuto è riportato nella Figura 52 con la linea punteggiata viola. I corrispondenti diagrammi di Bode del sistema controllato a catena aperta e a catena chiusa sono riportati con la linea rossa tratteggiata e con la linea blu.

La versione discretizzata del controllore può essere realizzata con lo schema di Figura 13 limitando l'uscita nell'intervallo

$$0 \leq P_{tr,rif} \leq P_{tr,N} \quad (83)$$

Il limite inferiore di $P_{tr,rif}$ è fissato a 0 perché durante la carica della batteria viene attivato lo IAF mentre il RAF opera solo per mezzo dei diodi per cui il flusso di potenza può avvenire solo dalla rete verso la batteria. I guadagni ottenuti dalla discretizzazione del controllore sono

$$K_{e(k),V_{CC},Ptr} = 0.671306598325456 \quad (84)$$

$$K_{e(k-1),V_{CC},Ptr} = -1.33226604831564 \quad (85)$$

$$K_{e(k-2),V_{CC},Ptr} = 0.660966720206947 \quad (86)$$

$$K_{y(k-1),V_{CC},Ptr} = 1.89880910981862 \quad (87)$$

$$K_{y(k-2),V_{CC},Ptr} = -0.898809109818617 \quad (88)$$

6.1.4 Simulazione e validazione

Il funzionamento degli anelli di controllo della tensione V_{CC} è stato verificato implementando nell'ambiente Simulink lo schema riportato in Figura 53, che riproduce la topologia mostrata in Figura 46 ma considera anche la presenza degli anelli di controllo delle correnti I_o e I_r . I controllori $C_{V_{CC},Po}(s)$ e $C_{V_{CC},Ptr}(s)$ sono stati implementati nel dominio del tempo discreto utilizzando i guadagni dati dalle (80)-(81) e (84)-(88) limitando le loro uscite tra i valori minimi e massimi previsti per la potenza iniettabile o estraibile dalla batteria.

La metà sinistra della Figura 54 riporta l'andamento della tensione V_{CC} nel corso della carica del condensatore C_{CC} . Si è ipotizzato che si tratti della prima carica del condensatore, effettuata all'accensione dello SWV2H per cui il valore iniziale della tensione è pari a quello di batteria, considerata in condizioni di carica nominale. Nel primo tratto della carica la tensione cresce rapidamente e successivamente, per circa 2.5 s, si mantiene ad un valore intermedio tra $V_{CC,rif,inf}$ e $V_{CC,rif,sup}$, come previsto dall'analisi svolta nel capitolo 6.1.1. Durante questo intervallo l'errore di tensione rispetto ai riferimenti è pressoché costante e di conseguenza, per l'azione integrale dei controllori, i riferimenti per le potenze P_{tr} e P_o crescono a rampa e i corrispondenti riferimenti di corrente si comportano nello stesso modo. Data la rapida risposta degli anelli di

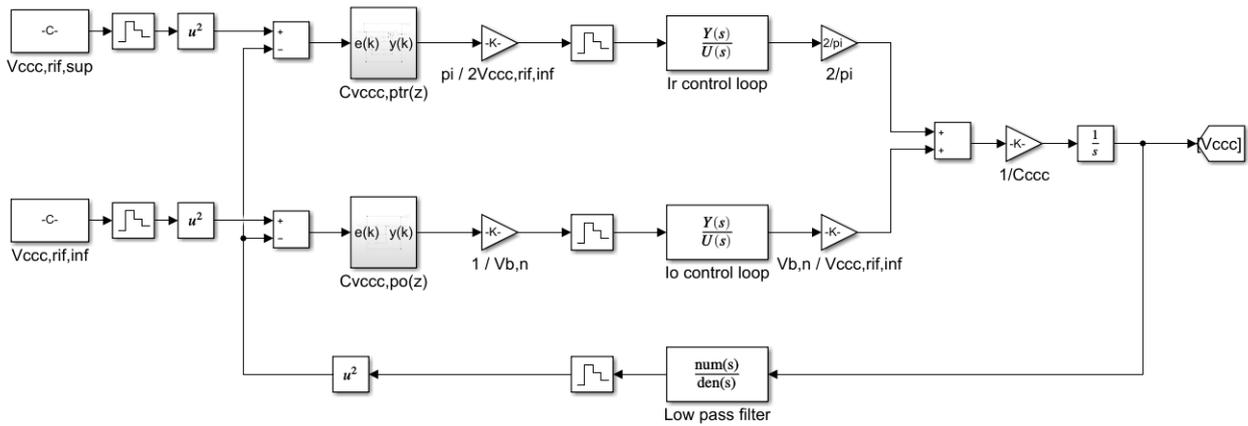


Figura 53. Modello Simulink degli anelli di controllo di V_{CC} .

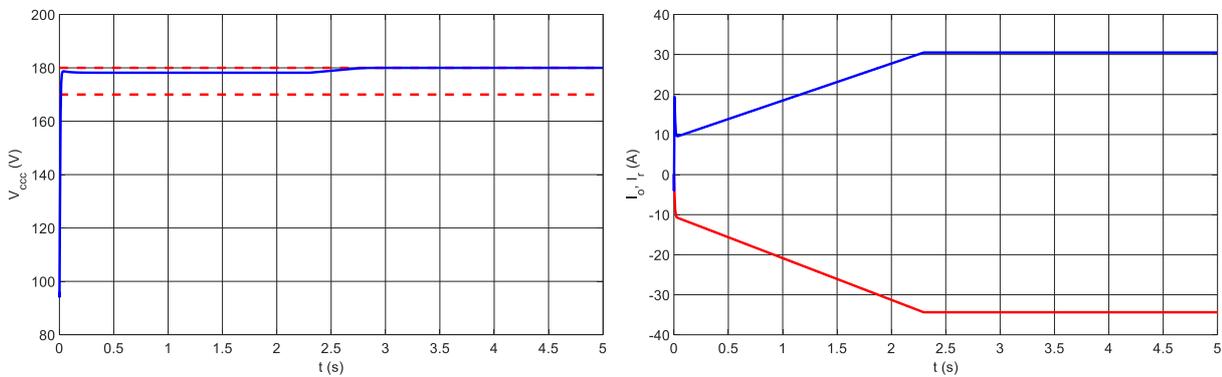


Figura 54. Andamento della tensione V_{CC} (sinistra) e delle correnti I_o , in rosso e I_r , in blu (destra) durante la carica del condensatore C_{CC} .

controllo delle correnti, sulla scala dei tempi dell'ordine dei secondi le correnti effettive hanno lo stesso andamento dei loro riferimenti, come mostrato nella metà destra della Figura 54. A circa 2.5 s dall'inizio della carica del condensatore la corrente I_o raggiunge il suo valore massimo e quindi assume un andamento costante. Per l'azione del controllore $C_{V_{CC},Ptr}(s)$ l'ampiezza della corrente i_r cresce ancora leggermente così da caricare il condensatore fino alla tensione $V_{CC,rif,sup}$. Raggiunto questo valore anche I_r si mantiene costante. La Figura 55 mostra il dettaglio del transitorio iniziale della tensione e delle correnti considerate in Figura 54. Nella metà sinistra della figura si nota che V_{CC} non presenta sovraelongazione e si stabilizza rapidamente ad un valore prossimo a $V_{CC,rif,sup}$. La metà destra della figura mostra che nella prima fase della carica del condensatore l'effetto di I_r prevale su quello di I_o , e di conseguenza la tensione V_{CC} aumenta; dopo che essa ha raggiunto un valore prossimo a $V_{CC,rif,inf}$ entrambe le correnti aumentano in ampiezza ma con segno opposto così che I_o scarica il condensatore trasferendo potenza alla batteria mentre, tramite i_r , aumenta la potenza proveniente dalla sezione trasmittente dello SWV2H.

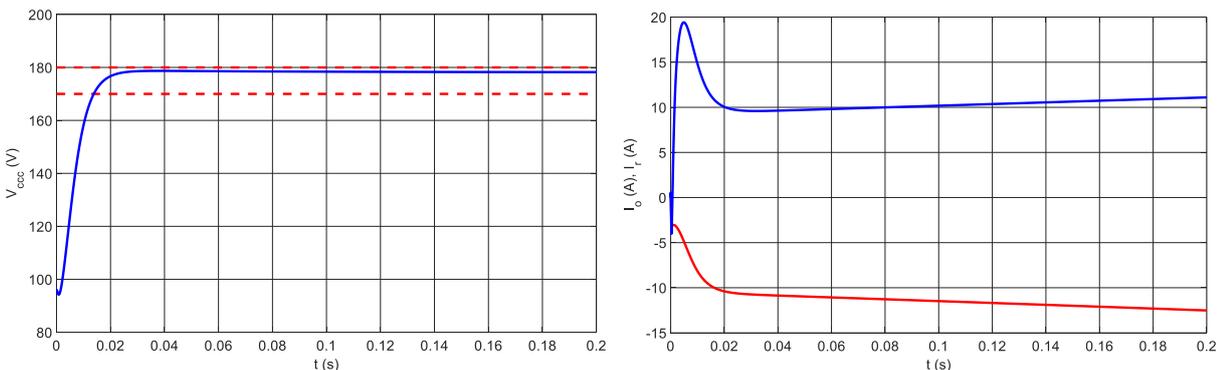


Figura 55. Dettaglio del transitorio di salita della tensione V_{CC} (sinistra) e delle correnti I_o , in rosso e I_r , in blu (destra).

6.2 Funzionamento durante la scarica della batteria

Durante la scarica della batteria l'algoritmo $AI_V_{CCc_ca_sc}$ carica il condensatore alla tensione $V_{CCc,rif,sup}$ estraendo la potenza P_o dalla batteria mentre $AI_V_{CCc_sc}$ scarica C_{CCc} fino alla tensione $V_{CCc,rif,inf}$ trasferendo la potenza P_{rt} alla sezione trasmittente dello SWV2H. I due anelli interagiscono secondo uno schema simile a quello mostrato in Figura 53 per cui anche il controllore $C_{V_{CCc},Prt}(s)$, implementato dall'algoritmo $AI_V_{CCc_sc}$, deve avere una azione integrale al fine di sfruttare tutta la potenza resa disponibile dalla batteria.

6.2.1 Algoritmo di controllo $AI_V_{CCc_sc}$

La procedura seguita per la progettazione del controllore $C_{V_{CCc},Prt}(s)$ usato durante la scarica della batteria è molto simile a quella descritta nel capitolo 6.1.3 con la differenza che in questo caso l'anello di controllo interno è relativo alla ampiezza di picco di i_t invece che di i_r . Il controllore deve presentare anche in questo caso una azione integrale ed è necessario porre in cascata al PI una rete anticipatrice per correggere la fase del sistema. Da prove effettuate è emerso che per ottenere dall'algoritmo $AI_V_{CCc_sc}$ una risposta comparabile a quella di $AI_V_{CCc_ca}$ è necessario fissare il margine di fase del sistema controllato a 70° anziché 80° mantenendo la stessa banda passante di 30 Hz.

Come nei capitoli precedenti, i diagrammi di Bode di Figura 56 si riferiscono al sistema da controllare a catena aperta, al sistema controllato a catena aperta, al sistema a catena chiusa e al controllore. Quest'ultimo è implementato in forma discreta usando lo schema di Figura 13 e i guadagni

$$K_{e(k),V_{CCc},Prt} = 0.727257995537954 \quad (89)$$

$$K_{e(k-1),V_{CCc},Prt} = -1.4433499301508 \quad (90)$$

$$K_{e(k-2),V_{CCc},Prt} = 0.716099172524873 \quad (91)$$

$$K_{y(k-1),V_{CCc},Prt} = 1.8903718726788 \quad (92)$$

$$K_{y(k-2),V_{CCc},Prt} = -0.890371872678804 \quad (93)$$

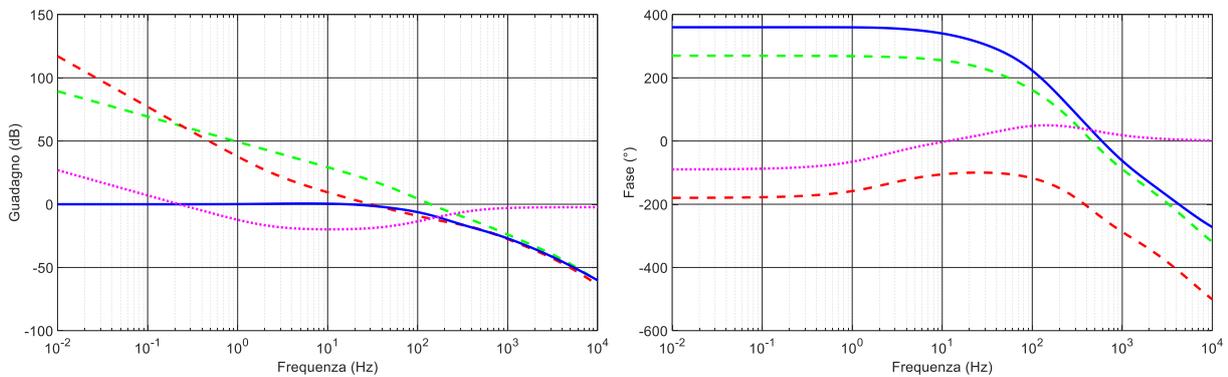


Figura 56. Diagramma di Bode dell'anello di controllo di V_{CCc}^2 con controllore $C_{V_{CCc},Prt}(s)$.

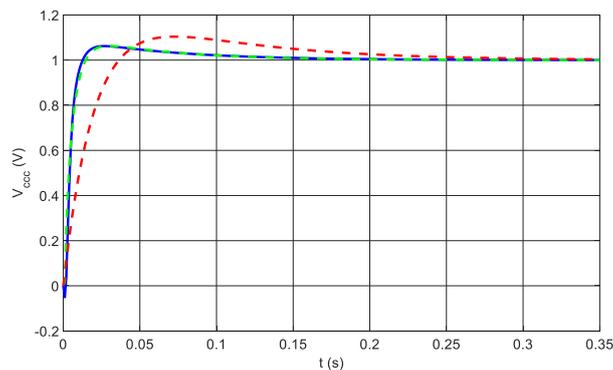


Figura 57. Risposta al gradino unitario dell'anello di controllo linearizzato di V_{CCc}^2 con i controllori $C_{V_{CCc},Po}$ (rosso tratteggiato) e $C_{V_{CCc},Prt}$ (verde tratteggiato) e $C_{V_{CCc},Prt}$ (blu).

La limitazione dell'uscita del controllore è stata effettuata secondo la

$$0 \leq P_{rt,rif} \leq P_{rt,N} \quad (94)$$

Nella Figura 57 sono riportate le risposte ad un gradino unitario ottenute impiegando gli algoritmi di controllo $AI_{V_{CCc_ca_sc}}$, $AI_{V_{CCc_ca}}$ e $AI_{V_{CCc_sc}}$. Gli ultimi due, rappresentati rispettivamente con la linea verde tratteggiata e blu, hanno risposte quasi identiche mentre il primo, che è stato progettato con una banda passante di 10 Hz anziché 30 Hz, ha una risposta più lenta.

7 Controllo della tensione V_{IAF} all'ingresso dell'Invertitore ad Alta Frequenza

Come visto nel caso di V_{CCc} , anche il controllo della tensione V_{IAF} ai capi del condensatore C_{IAF} viene effettuato mediante i tre algoritmi di controllo che interagiscono a coppie. L'algoritmo $AI_{V_{IAF_ca_sc}}$, descritto nel capitolo 2.2 è sempre attivo e mantiene la tensione del condensatore C_{IAF} al valore $V_{IAF,N}$ agendo sulla potenza assorbita da rete. Gli altri due algoritmi coinvolti nel controllo di V_{IAF} agiscono selettivamente durante la carica o la scarica della batteria.

7.1 Funzionamento durante la carica della batteria

Durante la carica della batteria $AI_{V_{IAF_ca_sc}}$ interagisce con l'algoritmo $AI_{V_{IAF_ca}}$ che tende a portare C_{IAF} ad una tensione minore, pari a $V_{IAF,rif,inf}$ agendo sulla potenza trasferita alla sezione ricevente dello SWV2H. $AI_{V_{IAF_ca}}$ dunque interagisce anche con $AI_{V_{CCc_ca}}$, che, come discusso nel capitolo 6.1.3, tende a caricare C_{CCc} operando sulla stessa potenza. Come anticipato nel capitolo 1.3.2, il riferimento di potenza effettivamente attuato è il minore tra quelli calcolati dai due algoritmi.

7.1.1 Algoritmo di controllo $AI_{V_{IAF_ca}}$

Anche l'algoritmo $AI_{V_{IAF_ca}}$ è dimensionato per controllare il quadrato della tensione V_{IAF} secondo lo schema a blocchi mostrato in Figura 58. Esso risulta più complesso di quelli illustrati precedentemente perché questo algoritmo controlla una grandezza relativa alla sezione trasmittente dello SWV2H agendo su una grandezza relativa alla sezione ricevente. Per questo motivo il riferimento $P_{tr,rif}$ generato all'uscita del controllore $C_{V_{IAF},Ptr}(s)$ viene inviato tramite il sistema di comunicazione radio alla sezione ricevente dello SWV2H. La trasmissione introduce un ritardo rappresentato dal blocco $RT(s)$. Il blocco $\frac{\pi}{2 V_{CCc,N}}$ converte il riferimento di potenza in un riferimento per l'ampiezza di corrente I_r . Nello schema compare poi il blocco che rappresenta la FdT dell'anello di controllo di I_r , seguito da una nuova conversione che restituisce la potenza effettivamente sottratta al condensatore C_{IAF} per essere trasferita alla sezione ricevente dello SWV2H. Come nei casi precedenti nella conversione vengono trascurate le perdite dei convertitori e quelle relative all'accoppiamento tra le bobine. Sul cammino di retroazione sono presenti il filtro passa basso e il filtro notch già visti nel capitolo 2.2.1.

Al fine di progettare il controllore $C_{V_{IAF},Ptr}(s)$ il sistema è stato linearizzato nell'intorno del punto di funzionamento nominale caratterizzato dalla condizione $V_{IAF}=V_{IAF,N}$ ottenendo così lo schema di Figura 59. Per le ragioni illustrate nel capitolo 6.1.1 il controllore deve presentare una azione integrale. In questo caso, fissando una banda passante di 10 Hz per il sistema a catena chiusa e un margine di fase di 70° è risultato sufficiente impiegare un controllore di tipo PI. Come sempre, esso viene realizzato secondo lo schema di Figura 4.

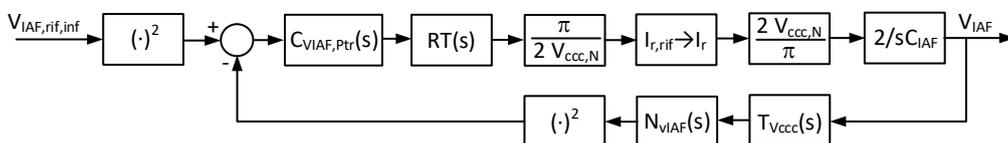


Figura 58. Schema a blocchi dell'anello di controllo di V_{IAF}^2 .

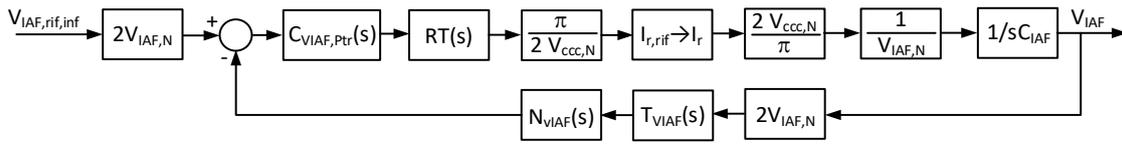


Figura 59. Schema a blocchi linearizzato dell'anello di controllo di V_{IAF}^2 .

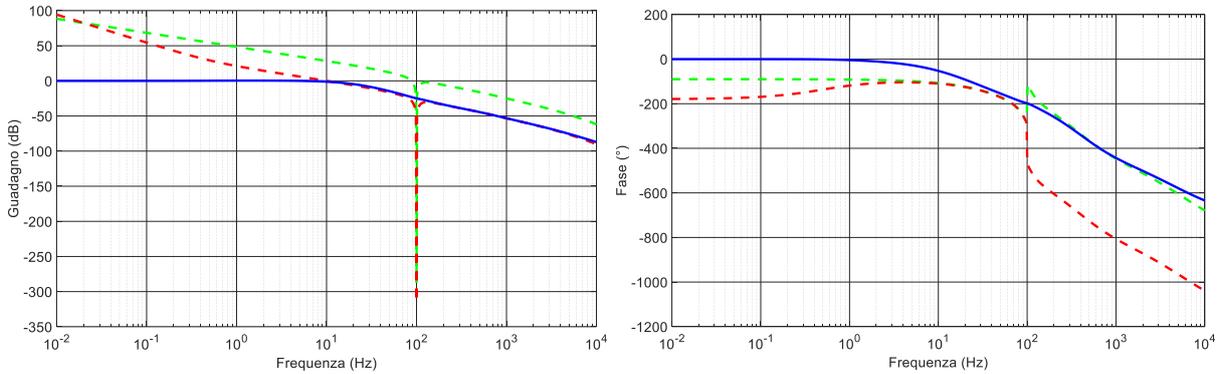


Figura 60. Diagramma di Bode dell'anello di controllo per la carica di C_{IAF} .

L'uscita del controllore è limitata in accordo con

$$0 \leq P_{tr,rif} \leq P_{tr,N} \tag{95}$$

mentre i suoi guadagni risultano

$$K_{e(k),V_{IAF},P_{tr}} = 0.0385181062607864 \tag{96}$$

$$K_{e(k-1),V_{IAF},P_{tr}} = -0.0385122739239205 \tag{97}$$

La Figura 60 riporta i consueti diagrammi di Bode del sistema da controllare a catena aperta e del sistema controllato a catena aperta e chiusa. Nei diagrammi delle ampiezze relativi alla catena aperta è ben evidente il picco di risonanza dovuto al filtro notch che però, trovandosi ad una frequenza superiore alla banda passante del sistema a catena chiusa, non è presente nel diagramma relativo a quest'ultimo. La stessa considerazione vale anche per la discontinuità presente nei diagrammi di fase.

7.1.2 Simulazione e validazione

Il funzionamento dell'anello di controllo della tensione V_{IAF} è stato verificato implementando nell'ambiente Simulink lo schema riportato in Figura 61, che fa uso della stessa simbologia adottata per le Figure 9 e 58. Anche in questo caso i controllori sono stati implementati nel dominio del tempo discreto utilizzando i guadagni dati delle equazioni (22)-(23) e (96)-(97) e le loro uscite sono limitate tra i valori minimi e massimi previsti per P_{tr} e P_i . I blocchi evidenziati in rosso servono a generare il riferimento sinusoidale per i_i a partire dal riferimento di ampiezza $I_{i,rif}$ disponibile all'uscita del blocco guadagno $2/V_{i,N}$, che elabora il riferimento di

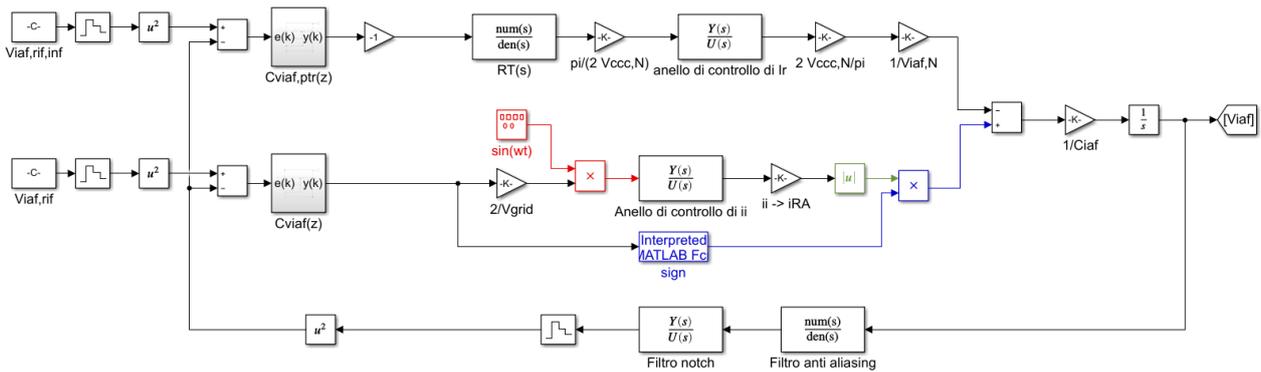


Figura 61. Modello Simulink degli anelli di controllo di V_{IAF} .

potenza $P_{i,rif}$ generato dal controllore $C_{viaf}(z)$. Il blocco $i_i \rightarrow i_{RA}$ tiene conto del fatto che, a causa delle commutazioni degli interruttori statici che costituiscono il RA, la corrente che carica il condensatore C_{IAF} è solo una frazione di i_i che dipende istantaneamente dal rapporto v_i/V_{IAF} . Nel modello per la simulazione è stato considerato il valore medio di questo rapporto, dato dalla (98), ottenuto uguagliando la potenza P_i all'ingresso del RA a quella che fluisce nel bus in continua del RA.

$$K_{i_i \rightarrow i_{RA}} = \frac{\pi}{2} \frac{1}{2} \frac{V_{i,N}}{V_{IAF,N}} \quad (98)$$

Nel guadagno riportato nella (98) è inserito un fattore $\pi/2$ per tenere conto della successiva elaborazione compiuta dal blocco verde che raddrizza la corrente riproducendo il comportamento del RA. I blocchi blu aggiustano il segno della corrente iniettata nel condensatore C_{IAF} a seconda che il segno del riferimento di potenza $P_{i,rif}$ sia positivo o negativo.

Alcuni risultati della simulazione sono riportati in Figura 62. La metà sinistra della figura mostra con la linea blu l'andamento della tensione V_{IAF} nel corso della carica del condensatore C_{IAF} . Si è ipotizzato che si tratti della prima carica del condensatore, effettuata all'accensione dello SWV2H per cui il valore iniziale della tensione è pari a quello della tensione di rete nominale raddrizzata, cioè circa 325 V. Il condensatore raggiunge la tensione finale in circa 0.5 s. Date le caratteristiche dei controllori implementati da $AI_V_{IAF_cc_sc}$ e $AI_V_{IAF_ca}$, la tensione raggiunge un valore di regime molto prossimo al riferimento $V_{IAF,rif}$, indicato dalla linea rossa tratteggiata superiore, e oscilla nell'intorno di questo valore con frequenza doppia di quella di rete, come già visto nel capitolo 2.2.6. Nella metà destra della Figura 62 sono riportati rispettivamente con la linea blu e la linea rossa gli andamenti di I_r e della corrente i_i . Nella prima fase di salita della tensione le ampiezze di entrambe le correnti crescono a rampa fino a quando I_r raggiunge il suo valore massimo; a questo punto l'effetto di i_i sulla tensione V_{IAF} prevale temporaneamente su quello di I_r cosicché la tensione raggiunge il riferimento superiore; quindi anche l'ampiezza di i_i si stabilizza per mantenere la tensione costante. In queste condizioni si ha un flusso continuo di potenza dalla rete verso la sezione ricevente dello SWV2H. Nella Figura 63 sono riportati gli andamenti delle grandezze considerate nella Figura 62 nei primi istanti di carica

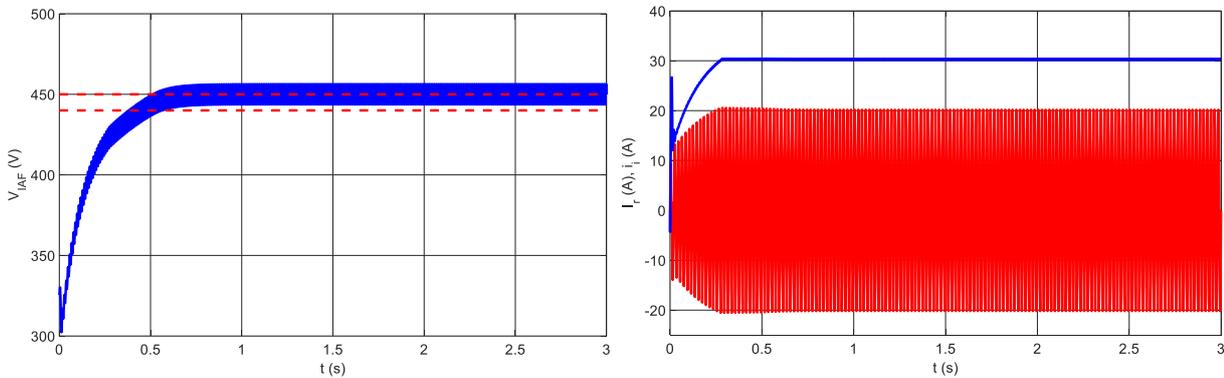


Figura 62. Tensione V_{IAF} (sinistra) e ampiezza della corrente i_r , in blu, e della corrente i_i , in rosso (destra).

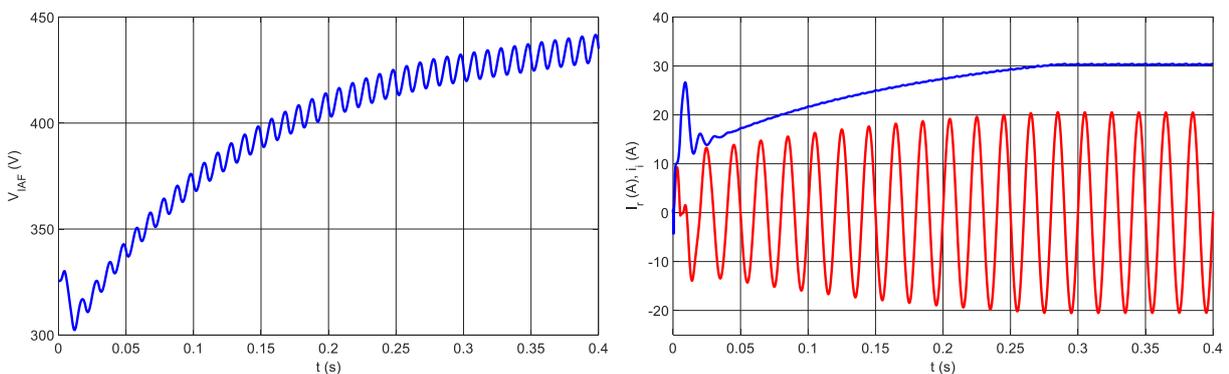


Figura 63. Dettaglio del transitorio di salita della tensione V_{IAF} (sinistra) e dell'ampiezza di i_r , in blu e di i_i , in rosso (destra).

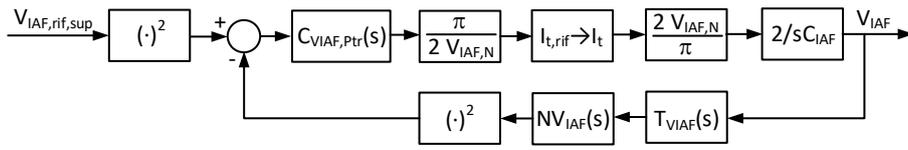


Figura 64. Schema a blocchi dell'anello di controllo di V_{IAF}^2 .

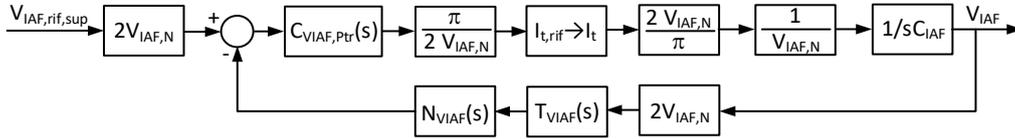


Figura 65. Schema a blocchi linearizzato dell'anello di controllo di V_{IAF}^2 .

del condensatore. Nonostante il rapido transitorio iniziale di I_r , si può notare che tutte le grandezze mantengono un andamento regolare come previsto in fase di progettazione dei controllori.

7.2 Funzionamento durante la scarica della batteria

Durante la scarica della batteria $Al_V_{IAF_ca_sc}$ interagisce con l'algoritmo $Al_V_{IAF_ca}$ che tende a caricare il condensatore C_{IAF} ad una tensione maggiore di $V_{IAF,rif}$ e uguale a $V_{IAF,rif,sup}$ agendo sulla potenza P_{rt} trasferita dalla sezione ricevente a quella trasmittente dello SWV2H. In maniera simmetrica a quanto visto nel capitolo 7.1, $Al_V_{IAF_sc}$ interagisce anche con $Al_V_{CCC_sc}$, che, come discusso nel capitolo 6.2, tende a scaricare C_{CCC} operando sulla stessa potenza. Come anticipato nel capitolo 1.3.3, il riferimento di potenza effettivamente attuato è il minore tra quelli calcolati dai due algoritmi.

7.2.1 Algoritmo di controllo $Al_V_{IAF_sc}$

Lo schema a blocchi relativo all'algoritmo di controllo $Al_V_{IAF_sc}$, riportato nella Figura 64, è simile a quello di Figura 57 relativo a $Al_V_{IAF_ca}$, ma non presenta il blocco $RT(s)$ in quanto esso controlla una grandezza relativa alla sezione trasmittente dello SWV2H manipolando la corrente i_t , che è pertinente alla stessa sezione.

Il riferimento $P_{rt,rif}$ generato all'uscita del controllore $C_{VIAF,Prt}(s)$ viene convertito in un riferimento di ampiezza per la corrente i_t mediante il blocco $\pi/(2 V_{IAF,N})$. Segue il blocco che rappresenta la FdT dell'anello di controllo di i_t , quindi da quest'ultima viene calcolata la potenza effettivamente ricevuta dalla sezione trasmittente e iniettata nel condensatore. Anche in questo caso i vari guadagni di conversione non considerano le perdite dei convertitori e delle bobine accoppiate. Come nel capitolo precedente lungo il cammino di retroazione sono presenti il filtro passa basso e il filtro notch.

La funzione $(\cdot)^2$ applicata al riferimento e alla retroazione di tensione è stata linearizzata nell'intorno di $V_{IAF,N}$ ed è stato inserito il blocco $1/V_{IAF,N}$ per convertire la potenza iniettata nel condensatore nella corrispondente corrente così da ottenere il diagramma a blocchi di Figura 65.

In base a questo schema è stato progettato un regolatore di tipo PI in modo da ottenere una banda passante di 10 Hz e un margine di fase di 70° . I guadagni da inserire nello schema di Figura 4 in questo caso sono

$$K_{e(k),V_{IAF},P_{rt}} = 0.0383219087385614 \quad (99)$$

$$K_{e(k-1),V_{IAF},P_{rt}} = -0.0383089395756388 \quad (100)$$

mentre l'uscita del controllore deve essere limitata in accordo con

$$0 \leq P_{rt,rif} \leq P_{rt,N}$$

I diagrammi di Bode usati per la progettazione del controllore sono riportati in Figura 66.

Nella Figura 67 sono confrontate le risposte ad un gradino unitario ottenute mediante gli algoritmi di controllo $Al_V_{IAF_ca_sc}$, $Al_V_{IAF_ca}$ e $Al_V_{IAF_sc}$. Le ultimi due, rappresentate rispettivamente con la linea verde tratteggiata e blu, hanno risposte quasi identiche mentre la prima presenta una sovraelengazione minore dato che il relativo controllore è stato progettato per dare un margine di fase maggiore.

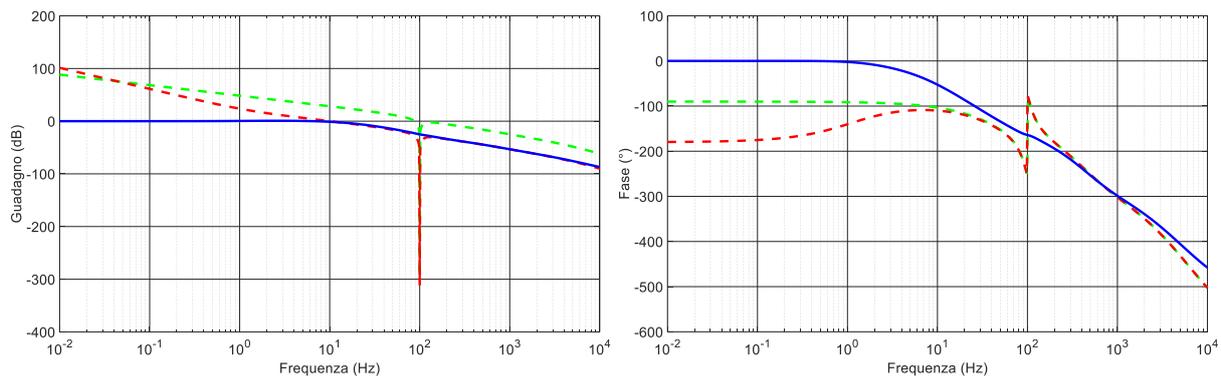


Figura 66. Diagramma di Bode dell'anello di controllo per la carica di C_{IAF} .

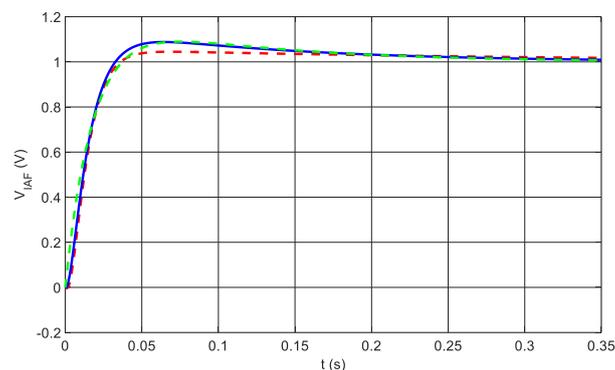


Figura 67. Risposta al gradino unitario dell'anello di controllo di V_{IAF}^2 con i controllori $C_{VIAF,PI}$ (rosso tratteggiato) e $C_{VIAF,Pr}$ (verde tratteggiato) e $C_{VIAF,Pr}$ (blu).

8 Strategia di controllo complessiva

Con lo scopo di verificare il funzionamento della strategia di controllo complessiva sviluppata nel corso di questo anno di realizzazione del progetto, gli algoritmi di controllo descritti separatamente nei capitoli precedenti sono stati inseriti in due modelli di simulazione, uno relativo alla carica della batteria e l'altro relativo alla scarica, rendendo operative tutte le interazioni descritte nei capitoli 1.3.2 e 1.3.3. A questo scopo i modelli utilizzano le FdT degli anelli di controllo a catena chiusa delle correnti i_i e i_o , mentre gli anelli di controllo delle correnti I_r e I_t e delle tensioni V_B , V_{IAF} , e V_{CCC} sono rappresentati in modo più dettagliato dato che essi hanno delle interazioni reciproche che non potrebbero essere modellate considerando le FdT di anello. Il CCC e lo IAF sono rappresentati mediante un ritardo pari al periodo di commutazione mentre le FdT tra V_s e I_r e tra V_r e I_t sono modellate tramite il guadagno K_{VtIr} dato dalla (64)

8.1 Funzionamento durante la carica della batteria

L'andamento delle principali grandezze di interesse durante la carica della batteria è riportato in Figura 68. Nel dettaglio, essa si riferisce al processo di carica del condensatore C_{eq} effettuato per portare la sua tensione dal valore $V_{B,N}$ al valore $V_{B,M}$ di fine carica. Contestualmente viene anche effettuata la carica dei condensatori C_{IAF} e C_{CCC} portandoli alla tensione di lavoro nominale. Si può intuire come lo svolgimento contemporaneo di queste operazioni costituisca un buon banco di prova per valutare la bontà degli algoritmi descritti in precedenza.

La metà superiore della figura mostra con la linea verde la tensione ai capi del condensatore C_{IAF} . Per facilitare la lettura dei grafici, la tensione ottenuta dalla simulazione è stata sottoposta ad un offset prima di riportarla nella figura, per cui alla tensione mostrata vanno sommati 200 V per ottenere il reale valore di V_{IAF} . La linea blu rappresenta la tensione ai capi del condensatore C_{CCC} mentre la linea rossa mostra la tensione della batteria. La metà inferiore della figura mostra in verde la corrente i_i , in blu l'ampiezza della corrente I_r e in rosso la corrente nella batteria. La linea tratteggiata viola rappresenta l'ampiezza della corrente I_t .

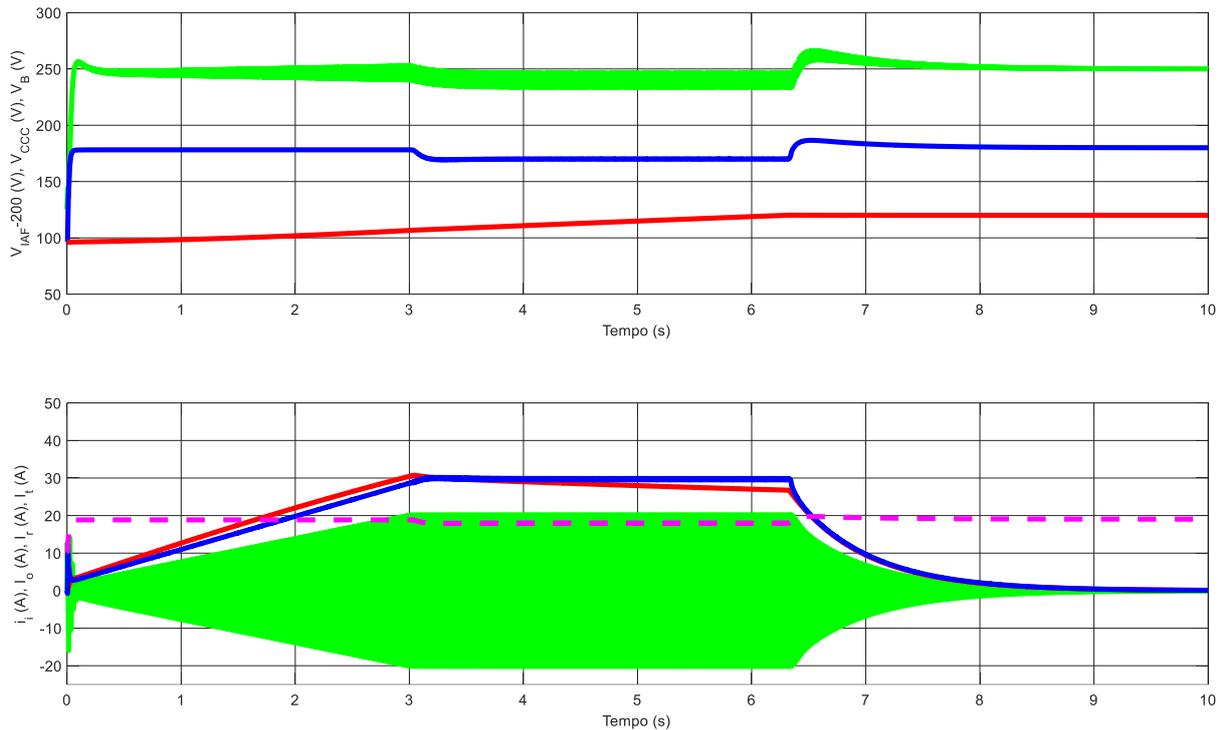


Figura 68. Tensioni e correnti nello SWV2H durante la carica della batteria.

Quest'ultima è stata calcolata a partire dalla tensione v_t generata all'uscita dello IAF e della potenza scambiata tra le due sezioni del convertitore.

Analizzando la figura si riconoscono molti degli andamenti già riportati nei capitoli precedenti. Si nota come la carica iniziale dei due condensatori C_{CCC} e C_{IAF} sia molto rapida rispetto a quella della batteria per cui la loro tensione può essere sempre considerata a regime. Dopo aver caricato C_{IAF} le correnti i_i e I_r continuano a crescere a rampa, come descritto nel capitolo 7.1. L'andamento a rampa dell'ampiezza I_r implica che una potenza P_{tr} crescente sia trasferita alla sezione ricevente dello SWV2H aumentando la tensione V_{CCC} . Questo fenomeno è contrastato dall'aumento della corrente I_o che trasferisce una potenza sempre crescente alla batteria.

Dopo circa 3 s viene raggiunta la massima potenza che può essere assorbita da rete per cui si attiva la limitazione del controllore $C_{VIAF}(s)$ descritto nel capitolo 2.2.1 e l'ampiezza di i_i diventa costante. Questo cambiamento di pendenza non avviene istantaneamente anche per I_r , che per qualche istante continua a crescere causando una diminuzione della tensione V_{IAF} . Questo decremento implica che l'algoritmo di controllo $AI_V_{IAF_ca}$ riduca il riferimento di P_{tr} , e, di conseguenza, quello di I_r . La riduzione della potenza trasferita non è subito riconosciuta sulla sezione ricevente dello SWV2H e quindi si perde temporaneamente l'equilibrio tra la corrente I_{RAF} che carica il condensatore C_{CCC} e la corrente I_{CCC} che lo scarica trasferendo potenza alla batteria. Questo fenomeno causa una diminuzione della tensione V_{CCC} a cui l'algoritmo $AI_V_{CCC_ca_sc}$ reagisce riducendo il riferimento $P_{o,rif}$ per la potenza iniettata nella batteria. Si raggiunge quindi un nuovo equilibrio in cui V_{IAF} e V_{CCC} sono costanti e prossimi ai loro riferimenti inferiori e la batteria viene caricata con potenza costante pari alla massima disponibile. Come visto nel corso del primo anno di realizzazione del progetto, questa condizione di lavoro ricade all'interno dei limiti per potenza di carica della batteria e quindi la limitazione del controllore di tensione della batteria $C_{VB}(s)$ trattato nel capitolo 3.2.1 non viene attivata. Man mano che la tensione della batteria aumenta la corrente I_o lentamente decresce al fine di mantenere costante la potenza P_o .

Questa modalità di funzionamento permane fino a quando, poco meno di 6.5 s dall'accensione del sistema, la tensione V_B raggiunge il valore di fine carica. A questo punto il controllore $C_{VB}(s)$ genera un riferimento di potenza decrescente e, interagendo con $AI_V_{CCC_ca_sc}$, causa una diminuzione della potenza iniettata nella batteria. Nuovamente si ha un temporaneo disequilibrio tra la corrente I_{CCC} e la corrente I_{RAF} per cui la tensione ai capi di V_{CCC} cresce leggermente. A questo fenomeno si oppone $AI_V_{CCC_ca}$ che diminuisce il

riferimento per P_{tr} , e quindi di I_r , per evitare che la tensione ecceda il riferimento superiore. La diminuzione della potenza trasferita rispetto a quella assorbita da rete causa un aumento della tensione V_{IAF} a cui $AI_{V_{IAF_ca_sc}}$ si oppone riducendo il riferimento per la potenza assorbita da rete e causando quindi una diminuzione dell'ampiezza di i_i . Si instaura quindi una nuova condizione in cui le ampiezze di tutte le correnti diminuiscono con un profilo circa iperbolico mentre le tensioni V_B , V_{IAF} e V_{CC} mantengono un valore costante e prossimo ai loro riferimenti superiori.

L'analisi dell'andamento di I_r e di I_t merita qualche considerazione particolare. Lo SWV2H adotta la compensazione serie-serie per cui, trascurando le cadute resistive sulle bobine e sui condensatori di risonanza, quando c'è un effettivo trasferimento di potenza la tensione v_t compensa la tensione indotta ai capi della bobina trasmittente dalla corrente i_r e di conseguenza la sua ampiezza risulta proporzionale a I_r . Dato che il RAF non viene controllato, la tensione v_r ha ampiezza proporzionale a V_{CC} e rimane praticamente costante durante la carica della batteria cosicché per variare la potenza trasferita è necessario variare I_r agendo su V_s e ciò spiega il motivo per cui l'andamento di I_r somiglia a quello di I_o che a sua volta è circa proporzionale a P_{tr} . Non esiste invece una relazione diretta tra V_t e I_t poiché, considerando la simmetria del funzionamento delle bobine accoppiate, quest'ultima è proporzionale alla ampiezza V_r e quindi risulta quasi costante. Questo comportamento non è in contrasto con il fatto che alla fine della simulazione la potenza trasferita sia quasi nulla; in questa condizione, infatti, il carico equivalente visto ai capi della bobina ricevente è praticamente un circuito aperto e di conseguenza la bobina trasmittente opera come se non ci fosse accoppiamento tra le due sezioni dello SWV2H. L'impedenza offerta dalla bobina trasmittente e dal condensatore di risonanza è idealmente nulla e quindi anche una tensione v_t con ampiezza molto piccola è sufficiente a mantenere I_t ad un valore sensibilmente maggiore di zero. Per azzerare I_t al termine della carica della batteria la sezione ricevente dello SWV2H invia alla sezione trasmittente un messaggio radio con la richiesta di spegnere lo IAF.

8.2 Funzionamento durante la scarica della batteria

Nel descrivere il processo di scarica della batteria dalla tensione $V_{B,N}$ a $V_{B,m}$, sono analizzati gli andamenti riportati in Figura 69, relativi alle stesse grandezze considerate nel capitolo precedente. Anche in questo caso la tensione V_{IAF} , rappresentata in verde nella metà superiore della figura, è stata sottoposta ad un offset di

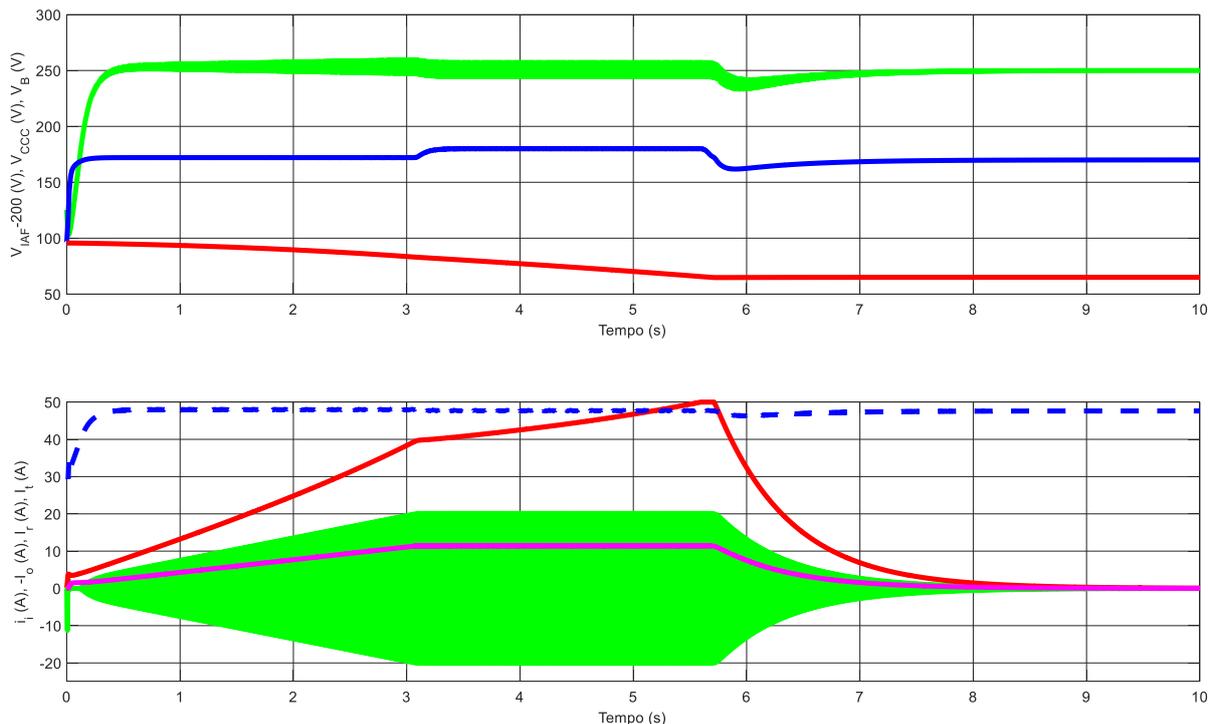


Figura 69. Tensioni e correnti nello SWV2H durante la scarica della batteria.

200 V per facilitare la comparazione del suo andamento con quello di V_{CC} , in blu, e di V_B , in rosso. La corrente I_o è ancora rappresentata dalla linea rossa nella metà inferiore della figura, ma è stata cambiata di segno per facilitare il confronto con le altre correnti. Essa quindi è sempre negativa visto che, essendo erogata dalla batteria, ha verso opposto rispetto a quello mostrato in Figura 1. La corrente i_i è rappresentata dalla linea verde e l'ampiezza di I_t dalla linea viola. In questo caso la linea tratteggiata, di colore blu, è stata usata per I_r perché, simmetricamente a quanto visto nel capitolo precedente, essa non è una grandezza controllata ma è stata calcolata a partire dalla potenza P_{rt} e dalla tensione V_r .

Dal confronto tra la Figura 68 e la Figura 69 si possono riconoscere molte analogie di funzionamento nelle due condizioni considerate. Anche in questo caso la carica iniziale dei due condensatori C_{CC} e C_{IAF} è molto rapida rispetto alla scarica della batteria per cui la loro tensione può essere sempre considerata sempre a regime. Dopo aver caricato C_{CC} gli algoritmi $AI_V_{CC_ca_sc}$ e $AI_V_{CC_sc}$, descritti nei capitoli 6.1.3 e 6.2 interagiscono in modo da aumentare a rampa la potenza P_o estratta dalla batteria e la potenza P_{rt} trasmessa alla sezione trasmittente dello SWV2H pur mantenendo costante la tensione V_{CC} . Questo comportamento viene evidenziato in figura dall'andamento a rampa delle correnti I_o e I_t . Nella sezione trasmittente la potenza P_{rt} tende a far aumentare la tensione V_{IAF} ma a ciò si oppone l'algoritmo $AI_V_{IAF_ca_sc}$ che reagisce aumentando la potenza iniettata in rete agendo sulla ampiezza di i_i . La Figura 69 mostra per questa grandezza un andamento simile a quello riportato in Figura 68, ma occorre ricordare che in questo caso la fase di i_i , che non può essere apprezzata nel grafico, è in opposizione a quella della tensione di rete.

Circa 3 s dopo l'accensione del sistema viene raggiunta la massima potenza che può essere iniettata rete per cui si attiva la limitazione del controllore $C_{VIAF}(s)$ e l'ampiezza di i_i rimane costante. Il cambiamento di pendenza di P_i non viene istantaneamente replicato su P_o che quindi carica V_{CC} ad un valore prossimo a $V_{CC,rif,sup}$. A questo punto l'algoritmo $AI_V_{CC_ca_sc}$ riduce il riferimento per la potenza assorbita dalla batteria per evitare un ulteriore incremento di V_{CC} . Questa azione si traduce nella presenza di una cuspidine sul grafico di I_o . Da questo momento la batteria viene scaricata a potenza costante e quindi, man mano che la sua tensione diminuisce, la corrente I_o aumenta in modulo. Poco più di 6 s dall'inizio della simulazione la corrente I_o per pochi istanti viene limitata al valore minimo di -50 A, ma subito dopo la tensione di batteria raggiunge il valore di fine scarica per cui la corrente di scarica viene ridotta. Ciò comporta una riduzione della corrente che carica C_{CC} per cui la tensione a suoi capi diminuisce fino a quando $AI_V_{CC_sc}$ riduce anche il riferimento per P_{rt} ripristinando la condizione di equilibrio e mantenendo costante la tensione V_{CC} . Il diminuito apporto di potenza dalla sezione ricevente causa una diminuzione della tensione V_{IAF} che viene compensata riducendo l'ampiezza della corrente iniettata in rete. Da questo momento in poi la scarica della batteria prosegue a tensione costante per cui l'ampiezza di I_o si riduce seguendo una curva approssimativamente iperbolica. Lo stesso andamento viene seguito anche dalle potenze scambiate tra i vari stadi dello SWV2H ed è riconoscibile anche nell'ampiezza di i_i e di i_t .

In questo caso è l'ampiezza di I_r a presentare un andamento che può risultare controintuitivo rimanendo pressoché costante durante tutto il processo. In maniera simmetrica a quanto detto a proposito di I_t nel capitolo precedente, durante la scarica della batteria la tensione v_t compensa la tensione indotta ai capi della bobina trasmittente dalla corrente i_r . Poiché lo IAF opera come un raddrizzatore a diodi, la tensione v_t è proporzionale a V_{IAF} e segue le sue variazioni per cui anche I_r risulta pressoché costante e mostra solo piccole variazioni corrispondenti a quelle di V_{IAF} . Una volta che la batteria sarà completamente scarica il RAF sarà spento in modo da annullare i_r e le relative perdite.

9 Sollecitazioni applicate ai componenti dello SWV2H

Mediante l'analisi dei risultati delle simulazioni sono state aggiornate le stime delle sollecitazioni di tensione e corrente a cui sono sottoposti i vari componenti dello SWV2H. Si riporta di seguito la tabella aggiornata con i valori di dimensionamento dei principali elementi che costituiscono gli stadi di conversione dello SWV2H. Rispetto ai risultati ottenuti nel primo anno di realizzazione del progetto le differenze sono:

- L'induttanza di filtro L_i all'ingresso del RA è stata ridotta a 3mH rispetto ai 20.6 mH calcolati inizialmente
- La capacità di C_{CC} è stata aumentata a 1.1 mF rispetto ai 540 μ F calcolati inizialmente.

- La tensione di dimensionamento del RAF e del CCC è stata aumentata a 180 V rispetto ai 140 V calcolati inizialmente.
- La corrente di dimensionamento dello IAF è stata aumentata a 25 A rispetto ai 22.6 calcolati inizialmente a causa dell'aumento del ripple dovuto alla riduzione di L_i
- La corrente di dimensionamento di C_{IAF} è stata aumentata a 25 A rispetto ai 22.6 calcolati inizialmente a causa dell'aumento del ripple sulla corrente I_{IAF} dovuto alla riduzione di L_i

Tabella 2. Valori di dimensionamento per i componenti di potenza del SWV2H.

		Tensione	Corrente	Valore
Raddrizzatore attivo	Induttore L_i	820 V	25 A	3 mH
	Interruttori statici	462 V	25 A	-
Invertitore ad alta frequenza	Condensatore C_{IAF}	462 V	25 A	1.21 mF
	Interruttori statici	462 V	15.5 A	-
Raddrizzatore ad alta frequenza	Condensatore C_{CCC}	180 V	53.5 A	1.1 mF
	Interruttori statici	100 V	53.5 A	-
Convertitore cc/cc	Induttore L_o	120 V	50 A	259 μ H
	Interruttori statici	180 V	50 A	-

10 Conclusioni

Nel corso del Piano Annuale di Realizzazione 2020 del progetto "V2H - Studio, progetto e sperimentazione di un sistema di ricarica wireless con funzionalità Vehicle to Home" è stata definita in dettaglio la strategia di controllo dei vari convertitori che costituiscono lo SWV2H. Essa è suddivisa in diversi algoritmi che operano su due livelli annidati. Gli algoritmi di controllo del livello interno elaborano i segnali trasdotti dai circuiti dello SWV2H e generano i comandi per gli interruttori statici che costituiscono i convertitori. Insieme agli algoritmi di controllo, sono state fornite anche indicazioni relative alle modalità di acquisizione di alcune grandezze inerenti al funzionamento del sistema e alla generazione dei segnali di comando. Il corretto funzionamento degli algoritmi del livello interno è stato verificato per mezzo di simulazioni effettuate su modelli circuitali delle varie sezioni dello SWV2H. Tali modelli riproducono fedelmente l'architettura dei convertitori, gli effetti dei circuiti di trasduzione dei segnali e le modalità di generazione dei comandi per gli interruttori statici.

Gli algoritmi di controllo del livello esterno gestiscono lo scambio di potenza tra i vari stadi e tra le due sezioni dello SWV2H. Essi elaborano i dati relativi alle tensioni e alle correnti per ricavare le potenze transitanti tra una sezione e l'altra e per generare i relativi riferimenti. Da questi vengono ricavati i riferimenti di tensione e corrente elaborati dagli algoritmi del livello interno. È stata posta particolare cura nello studio delle interazioni tra i gli algoritmi del livello esterno al fine di integrare il loro funzionamento e effettuare efficacemente uno scambio di potenza bidirezionale senza mai oltrepassare i limiti di funzionamento previsti per i vari componenti dello SWV2H. Per verificare il funzionamento di questi algoritmi sono state effettuate delle simulazioni che impiegano modelli che considerano i valori medi delle tensioni e delle correnti nel periodo di commutazione degli interruttori piuttosto che i loro valori istantanei al fine di ridurre il tempo di esecuzione. L'analisi dei risultati ottenuti dalle simulazioni ha consentito di verificare il corretto funzionamento degli algoritmi di controllo e di aggiornare i dati di dimensionamento dei componenti principali dello SWV2H rispetto a quelli ottenuti nel corso del primo anno di realizzazione del progetto.

I modelli dei vari anelli di controllo e dell'intero SWV2H e il software sviluppato per il dimensionamento dei controllori saranno forniti alla ditta incaricata della realizzazione del prototipo e aggiornati o modificati in base alle sue indicazioni.

Oltre a sviluppare e verificare gli algoritmi di controllo sono anche state date delle indicazioni relative alla loro implementazione a tempo discreto nel firmware dei microprocessori dedicati alla loro esecuzione. A questo scopo sono stati forniti degli schemi di principio per la realizzazione degli algoritmi e alcuni esempi di codice scritto in linguaggio C.

11 Riferimenti bibliografici

G. Buja, M. Bertoluzzo e K.N. Mude, "Design and Experimentation of WPT Charger for Electric City Car", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, n. 12, pp. 7436-7447, 2015.

G. Buja e M. Bertoluzzo, "Studio e progetto preliminare per un sistema di ricarica dinamica wireless", Report RdS/PAR2015/209, Disponibile: https://www.enea.it/it/Ricerca_sviluppo/documenti/ricerca-di-sistema-elettrico/adp-mise-enea-2015-2017/mobilita-elettrica/rds_par2015-209.pdf. Ultimo accesso: 07/02/2020.

M. Bertoluzzo, "Studio e progetto preliminare per un sistema di ricarica dinamica wireless", Report RdS/PAR2016/237, Disponibile: https://www.enea.it/it/Ricerca_sviluppo/documenti/ricerca-di-sistema-elettrico/adp-mise-enea-2015-2017/mobilita-elettrica/rds_par2016_237.pdf. Ultimo accesso: 07/02/2020.

Regola tecnica di riferimento per la connessione di Utenti attivi e passivi alle reti BT delle imprese distributrici di energia elettrica, CEI 0-21, CEI, 2019. Disponibile: <https://www.ceinorme.it/it/norme-cei-0-16-e-0-21.html>. Ultimo accesso: 07/02/2020;

Wireless Power Transfer for Light-Duty Plug-In/Electric Vehicles and Alignment Methodology, J2954, SAE International, 2019.

M. Bertoluzzo, S. Giacomuzzi e M. Forato, "Performance analysis of envelope modelling applied to resonant converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, doi: 10.1109/TIE.2021.3073356.

12 Abbreviazioni ed acronimi

BMS	Battery Management System
CCC	Convertitore cc/cc
C _{CCC}	Condensatore posto all'uscita del raddrizzatore ad alta frequenza
C _{IAF}	Condensatore posto all'uscita del raddrizzatore attivo
δ	Duty cycle del convertitore cc/cc
ΔI_o	Variazione picco-picco della corrente all'uscita del convertitore cc/cc
ΔV_{IAF}	Variazione picco-picco della tensione ai capi del condensatore posto tra il RA e il IAF
η_c	Efficienza di un convertitore statico
η_t	Efficienza di trasferimento di potenza tra le due bobine
η_{tot}	Efficienza totale del sistema wireless per vehicle to home
f _i	Frequenza della tensione all'ingresso del raddrizzatore attivo
f _{HF}	Frequenza di alimentazione delle bobine
I _i	Ampiezza di picco della corrente all'ingresso del raddrizzatore attivo
i _i	Corrente all'ingresso del raddrizzatore attivo
I _o	Corrente all'uscita del convertitore cc/cc
I _r	Ampiezza di picco della corrente all'ingresso del raddrizzatore ad alta frequenza.
i _r	Corrente all'ingresso del raddrizzatore ad alta frequenza.
I _t	Ampiezza di picco della corrente all'uscita dell'invertitore ad alta frequenza
i _t	Corrente all'uscita dell'invertitore ad alta frequenza
IAF	Invertitore ad alta frequenza
L _i	Induttanza dell'induttore di filtro posto all'ingresso del raddrizzatore attivo
L _o	Induttanza dell'induttore di filtro/disaccoppiamento posto all'uscita del convertitore cc/cc
M	Mutua induttanza tra le bobine
P _i	Potenza all'ingresso del raddrizzatore attivo
P _o	Potenza all'uscita del convertitore cc/cc
P _{rt}	Potenza trasferita dalla sezione ricevente alla sezione trasmittente dello SWV2H
P _{tr}	Potenza trasferita dalla sezione trasmittente alla sezione ricevente dello SWV2H
RA	Raddrizzatore attivo
RAF	Raddrizzatore ad alta frequenza

SWV2H	Sistema wireless per vehicle to home
V_B	Tensione ai capi della batteria
V_{CCC}	Tensione ai capi del condensatore posto all'uscita del raddrizzatore ad alta frequenza
V_i	Ampiezza di picco della tensione di rete
v_i	Tensione all'ingresso di rete
V_{IAF}	Tensione ai capi del condensatore posto all'uscita del raddrizzatore attivo
V_o	Tensione all'uscita del convertitore cc/cc
V_r	Ampiezza di picco della tensione all'ingresso del raddrizzatore ad alta frequenza.
v_r	Tensione all'ingresso del raddrizzatore ad alta frequenza.
V_{RA}	Tensione all'ingresso del raddrizzatore attivo
V_t	Ampiezza di picco della tensione all'uscita dell'invertitore ad alta frequenza.
v_t	Tensione all'uscita dell'invertitore ad alta frequenza.
ω_i	Pulsazione della tensione all'ingresso del raddrizzatore attivo
ω_{HF}	Pulsazione della tensione di alimentazione delle bobine

12.1 Pedici

1	Componente fondamentale
ca	Carica
m	Minimo
M	Massimo
N	Nominale
ref	Riferimento
sup	Superiore
inf	Inferiore
sc	Scarica

13 Appendice

Manuele Bertoluzzo è professore associato del settore scientifico disciplinare "Convertitori, macchine ed azionamenti elettrici" presso il Dipartimento di Ingegneria Industriale dell'Università di Padova, dove tiene gli insegnamenti di "Sistemi Elettrici per l'Automazione" e di "Veicoli elettrici stradali". Ha svolto attività di ricerca nei campi della mobilità elettrica e delle applicazioni industriali elettriche. In tema di mobilità elettrica, ha progettato, realizzato ed collaudato apparati prototipali per la ricarica wired e wireless di veicoli elettrici, su powertrain con motori ruota e con diverse tipologie di alimentazione: accumulatori agli ioni di litio, celle a combustibile e sistemi di immagazzinamento misto dell'energia basati su accumulatori e supercondensatori. In tema di applicazioni industriali elettriche, ha sviluppato e sperimentato schemi per il controllo di motori asincroni e sincroni a magneti permanenti, e reti di campo sia event-triggered che time-triggered per il governo di sistemi elettrici critici dal punto di vista della sicurezza.