



UNIVERSITÀ  
DI PAVIA

FACOLTA' DI INGEGNERIA  
DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA INDUSTRIALE E DELL'INFORMAZIONE  
CORSO DI LAUREA MAGISTRALE IN INGEGNERIA ELETTRICA

TESI DI LAUREA

MODELLAZIONE E CONTROLLO DI UN CONVERTITORE AC – DC – DC DOPPIO STADIO  
PER L'INTERFACCIAMENTO CON LA RETE DI SISTEMI DI ACCUMULO ENERGETICO

Candidato: Claudio Motta

Relatore: Dott./Prof. Pericle Zanchetta

Correlatori: Dott. Samuele Granata, Dott. Salvatore Riccardo Di Salvo

A.A. 2023/2024



# Sommario

<b>1. L'energia e il suo stoccaggio.....</b>	<b>5</b>
<b>2. Convertitori di Potenza e Sistemi di Stoccaggio.....</b>	<b>22</b>
<b>3. Convertitore in esame.....</b>	<b>27</b>
<b>4. Modellazione Sistema e Design del Controllo.....</b>	<b>34</b>
<b>4.1 Modellazione inverter e design controllore di corrente.....</b>	<b>35</b>
<b>4.2 Design Controllore di Tensione tramite il Bilancio di Potenza al DC-Link.....</b>	<b>53</b>
<b>4.3 Design Controllore di Tensione Attraverso il Bilancio di Corrente al DC-Link.....</b>	<b>75</b>
<b>4.4 Dual Active Bridge: Modellazione e Design del Sistema di Controllo.....</b>	<b>117</b>
<b>4.5 Simulazione del Sistema Complessivo.....</b>	<b>134</b>
<b>4.5.1 Sistema complessivo con <math>V_1</math> controllata attraverso la potenza di rete.....</b>	<b>134</b>
<b>4.5.2 Sistema complessivo con <math>V_1</math> controllata attraverso la corrente.....</b>	<b>138</b>
<b>5 Conclusioni.....</b>	<b>144</b>
<b>Bibliografia.....</b>	<b>151</b>



# 1. L'energia e il suo stoccaggio

L'energia è indispensabile per vivere: non c'è vita senza di essa, e la qualità della vita stessa viene notevolmente migliorata quando si può disporre di energia.

Energia, vuol dire movimento, potenziale se non reale; e movimento, per un organismo vivente, implica la vita stessa. Tutto quello che è presente sulla terra necessita di energia: gli uomini e gli animali per crescere ed agire, le piante e le coltivazioni per svilupparsi, i macchinari e quindi l'industria per la produzione, per l'illuminazione, per il riscaldamento e il raffrescamento. Da tutto ciò, ne deriva quanto l'energia sia indispensabile per vivere e per migliorare le condizioni di vita.

Non è quindi molto difficile comprendere l'importanza dell'energia e dedurre che nel futuro il benessere e le abitudini ne aumenteranno sempre più la richiesta. Non è infatti pensabile che la maggioranza degli esseri umani rinunci ai numerosi vantaggi che possono essere ricavati dall'avere a disposizione una ragionevole quantità di energia, al fine di ridurre la necessità di eseguire manualmente lavori pesanti e avere più tempo e disponibilità per altre attività; risulta quindi doverosa una continua produzione o ricerca di forme o fonti di energia.

È possibile operare una prima classificazione per le diverse fonti energetiche, le quali possono essere divise in **rinnovabili** o **non rinnovabili**.

Sono considerate energie **rinnovabili** tutte quelle forme di energia che, a fronte di un utilizzo, hanno la capacità di rigenerarsi (cioè si rinnovano) in tempi brevi o comunque dello stesso ordine di grandezza con cui vengono consumate. Per questa caratteristica vengono considerate inesauribili, ovvero possono risultare disponibili per l'utilizzo da parte dell'uomo pressoché indefinitamente. Fanno eccezione alcune risorse energetiche che, pur essendo classificate come rinnovabili, sono esauribili: ad esempio le foreste che, sebbene siano in grado di rigenerarsi mediamente in tempi dello stesso ordine di grandezza con cui vengono utilizzate, presentano comunque la possibilità di esaurirsi nel momento in cui avvenga un eccessivo sfruttamento da parte dell'uomo.

Importante sottolineare come, la caratteristica di rinnovabilità, sia dovuta al legame che queste risorse energetiche presentano con il ciclo solare, e dunque, il modo in cui l'irraggiamento solare stesso sia la causa di questa tipologia di fonti energetiche:

- il vento (energia eolica) è causato dal non uniforme riscaldamento delle masse d'aria per opera dell'irraggiamento;

- l'energia idraulica (che sfrutta le cadute d'acqua) non esisterebbe senza il ciclo dell'acqua, innescato dal sole, dall'evaporazione alla pioggia;
- l'energia delle biomasse può essere considerata come energia solare immagazzinata chimicamente attraverso la fotosintesi dagli organismi vegetali.

In realtà tutte le forme energetiche presenti sul pianeta (ad eccezione dell'energia nucleare, geotermica e del moto ondoso) derivano dall'azione del ciclo solare, inclusi quindi anche i combustibili fossili, che infatti derivano, come le biomasse, dall'energia del sole immagazzinata negli organismi vegetali attraverso il meccanismo della fotosintesi clorofilliana, ma con processi di formazione di milioni di anni e, per questa ragione, appunto, non considerabili "rinnovabili".

Sono invece classificate come energie **non rinnovabili** le risorse che possono esaurirsi nel giro di poche generazioni, a causa dei lunghi periodi di formazione e dell'elevata quantità con cui vengono normalmente consumate. Rientrano in questa categoria principalmente le fonti fossili, quali: petrolio, carbone, gas naturale. Essi consistono in depositi di organismi morti, la cui materia organica impiega secoli per formarsi e risulta essere costituita prettamente da carbonio e idrogeno.

Il **carbone** è un combustibile fossile formatosi nell'arco di milioni di anni dal decadimento della vegetazione: i depositi vegetali si trasformano in carbone quando, stratificandosi, vengono compattati e riscaldati nel tempo. Il carbone è molto abbondante rispetto agli altri combustibili fossili e degli studi analitici sostengono che, se le riserve di petrolio si esaurissero, il suo consumo mondiale aumenterebbe notevolmente. Il carbone viene estratto dalle miniere e dalla metà del ventesimo secolo il suo consumo è duplicato, ma nell'ultimo periodo, la crescente attenzione agli impatti ambientali e la necessità di limitare le emissioni di gas serra hanno portato ad una graduale riduzione del suo utilizzo in molti Paesi.

Il **petrolio** è un combustibile fossile che si forma nel corso di milioni di anni attraverso il processo di decomposizione di organismi marini e terrestri, accumulati in sedimenti e sottoposti a pressioni e temperature elevate; esso si trova in giacimenti sotterranei o sotto il fondo marino intrappolato in rocce porose, come arenaria e calcare. Gli strati di roccia porosa fungono da serbatoi naturali in cui il petrolio si accumula e dai quali viene estratto mediante perforazione. Il petrolio è il combustibile più usato al mondo e in Italia i prodotti petroliferi corrispondono al 92% degli utilizzi per il trasporto su strada, il 99,5% del trasporto aereo e il 98,6% di quello via mare.

Il **gas naturale** è un combustibile fossile gassoso versatile e relativamente pulito rispetto a carbone e petrolio. Come il petrolio si forma da depositi di organismi marini e terrestri decomposti, ed è un tipo

di energia piuttosto “giovane”: fino al 1999 era più utilizzato il carbone, ma oggi il consumo di gas naturale ha superato quello del carbone nei paesi sviluppati.

Il gas è una fonte energetica versatile e flessibile che trova impiego in molteplici applicazioni energetiche, inclusa la produzione di elettricità, il riscaldamento domestico e industriale e il trasporto. È ampiamente disponibile a livello globale, estratto da giacimenti sotterranei, carattere che lo rende una risorsa energetica accessibile.

Tutte le fonti energetiche menzionate, sono fonti di **energia primaria**, cioè reperibili direttamente in natura, che quindi non hanno subito alcuna trasformazione.

A differenza di quanto avviene per le fonti primarie di energia, le **energie secondarie non sono fonti energetiche disponibili in natura**, ma derivano da processi di trasformazione dell'energia primaria. Esempi di queste possono essere: la benzina, un combustibile prodotto dalla raffinazione del petrolio, il metano, che viene estratto dal gas naturale, l'energia elettrica, che deriva dalla trasformazione di energia meccanica, chimica, termica, idraulica o solare, e l'idrogeno che può essere estratto dall'acqua o da combustibili fossili.

Tra le varie forme di energia secondaria è degna di attenzione l'energia elettrica, grazie ai numerosi vantaggi da essa posseduti:

- è un'energia comoda e facile da usare: basta premere un interruttore ed è subito disponibile;
- è un'energia pulita: non produce polveri o elementi inquinanti nel momento in cui viene utilizzata;
- si può trasportare con relativa facilità anche a migliaia di chilometri dal luogo di produzione grazie alle infrastrutture di trasmissione e distribuzione;
- può essere facilmente trasformata in altre forme di energia: meccanica, termica, luminosa, ecc.;
- può essere prodotta sia da fonti primarie rinnovabili, che non rinnovabili.

In relazione a quest'ultimo punto, quando l'energia elettrica è prodotta attraverso fonti primarie non rinnovabili, generalmente viene ottenuta attraverso la combustione di elementi fossili, processo in cui, il calore sviluppato, viene convertito dapprima in energia meccanica e successivamente in energia elettrica. Questo processo avviene generalmente nelle **centrali termoelettriche** (figura 1).

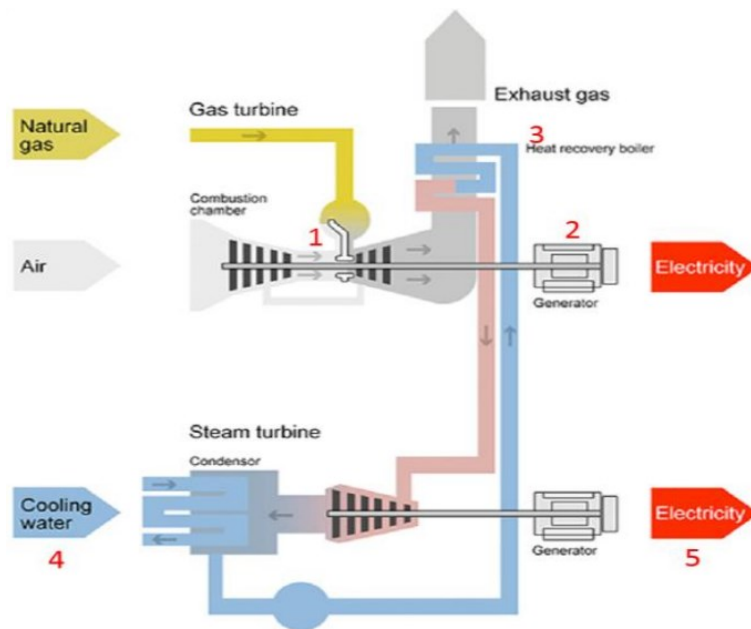


Figura 1. Centrale termoelettrica a ciclo combinato [13].

Quando i combustibili fossili vengono bruciati il carbonio e l'idrogeno derivanti da essi reagiscono con l'ossigeno atmosferico per formare anidride carbonica ( $\text{CO}_2$ ) e acqua ( $\text{H}_2\text{O}$ ).

Storicamente, i combustibili fossili erano disponibili in abbondanti riserve, facili da ottenere e trasportare; ora però si manifestano segnali di potenziale esaurimento delle riserve che in tal caso impiegherebbero secoli per riformarsi. Non dimentichiamo però il fatto che l'utilizzo dei combustibili fossili è responsabile degli importanti **problemi ambientali** della scena mondiale odierna, come per esempio l'accumulo dei gas serra (gas presenti nell'atmosfera come  $\text{N}_2\text{O}$ , CFC,  $\text{CH}_4$ ,  $\text{CO}_2$ , che sono trasparenti alla radiazione solare in entrata sulla Terra, ma riescono a trattenere, in maniera consistente, la radiazione infrarossa emessa dalla superficie terrestre, dall'atmosfera e dalle nuvole) in atmosfera, con conseguente riscaldamento globale e quindi cambiamento climatico, acidificazione degli oceani, inquinamento atmosferico, inquinamento idrico e danneggiamento della superficie terrestre e dello strato di ozono. Tali problemi ambientali sono causati dal rilascio di sostanze naturalmente presenti nel combustibile fossile, quali zolfo, carbonio ed azoto. Attualmente, la combustione del petrolio è responsabile di circa il 30% di tutte le emissioni di anidride carbonica nell'aria, mentre il gas naturale, grazie alla sua struttura, libera una quantità inferiore di anidride carbonica. Le emissioni più inquinanti sono causate dalla combustione del carbone [1], [2].

Nella 28<sup>a</sup> conferenza delle Nazioni Unite sui cambiamenti climatici (COP 28), che si è svolta dal 30 novembre al 13 dicembre 2023 a Dubai, è stata evidenziata la necessità di riduzione delle



emissioni globali di gas a effetto serra del 43% entro il 2030 e del 60% entro il 2035 rispetto ai livelli del 2019, al fine di limitare il riscaldamento globale a 1,5 °C; è stata sottolineata, inoltre, l'importanza di rendere il settore dell'energia prevalentemente privo di combustibili fossili ben prima del 2050, nonché di adoperarsi a favore di un sistema energetico globale completamente o prevalentemente decarbonizzato, eliminando qualsiasi tipo di energia prodotta da carbone.

Il Consiglio dell'Unione Europea chiede inoltre un'azione globale al fine di triplicare la capacità produttiva di energia elettrica da rinnovabile installata, per portarla a 11 TW e raddoppiare il tasso del miglioramento dell'efficienza energetica entro il 2030.

È essenziale, dunque, intensificare gli sforzi di mitigazione dei cambiamenti climatici e l'energia è uno dei settori in cui la riduzione delle emissioni può avere i maggiori effetti a breve termine [3].

Da ciò deriva la necessità di produrre energia elettrica attraverso fonti non fossili di energia primaria, con l'obiettivo di salvaguardare il pianeta e la vita su di esso.

Le fonti rinnovabili si prestano bene allo scopo, viste le loro caratteristiche di ridotte emissioni in atmosfera di sostanze inquinanti o clima-alteranti; rimangono però delle problematiche legate alla loro natura intermittente. Basti pensare a un impianto fotovoltaico o eolico: la loro produzione di energia elettrica è necessariamente legata alle condizioni ambientali e climatiche in cui si trovano ad operare (temperatura, condizioni meteorologiche, presenza o assenza di sole o vento).

Questa caratteristica rappresenta sicuramente un ostacolo alla diffusione delle rinnovabili, ad esempio per quanto riguarda la sostituzione dei combustibili fossili nella generazione del base-load (cioè la potenza minima che è necessario fornire in modo continuo al sistema elettrico), o nella difficoltà della gestione del bilanciamento tra la potenza generata e quella richiesta (con conseguente rischio di blackout), vista l'impossibilità del controllo delle condizioni ambientali, oltre che a generare fluttuazioni della frequenza e della tensione sulla rete a causa delle sporadiche e incontrollabili variazioni della produzione di potenza.

Tutto ciò porta a pensare, in prima battuta, che le rinnovabili intermittenti, come il solare o l'eolico, debbano necessariamente essere supportate dalle centrali elettriche tradizionali. Infatti è stimato che, per ogni installazione di energia prodotta da eolico del 10% rispetto l'energia complessiva, sia necessaria un'ulteriore forma di generazione (priva di caratteristiche stocastiche) dell'ordine del 2% - 4% rispetto alla capacità eolica installata, proprio per garantire una produzione stabile di potenza e quindi un regolare funzionamento del sistema elettrico.

Viene da sé che, con l'avvento delle risorse rinnovabili intermittenti, come fotovoltaico ed eolico, l'esercizio del sistema elettrico è destinato a crescere in complessità, oltre che a richiedere una quantità di potenza aggiuntiva atta a bilanciare le eventuali discrepanze tra domanda e offerta. Queste peculiarità sono critiche in paesi ad alta penetrazione di solare o eolico, come Danimarca o Spagna, in cui si attesta una produzione di energia elettrica da queste fonti del 10% - 20% rispetto alla generazione complessiva; ecco che qui diventa fondamentale il contributo di una quota di potenza a supporto delle rinnovabili.

Questo ruolo può essere affidato, anziché alle centrali elettriche a combustibile fossile, ai **sistemi di accumulo di energia elettrica**, grazie ai quali è possibile mitigare la stocasticità tipica delle fonti rinnovabili, immagazzinando la potenza elettrica prodotta da esse quando non necessaria ad alimentare i carichi, e cedendola nel momento in cui la fonte primaria non è più disponibile: in questo modo si rende la disponibilità di potenza sicuramente meno fluttuante e più slegata dai fattori ambientali e climatici. Dunque, grandi capacità di stoccaggio, permetterebbero a fotovoltaico ed eolico di contribuire maggiormente al mix di produzione energetica, tutto ciò nell'ottica di adempiere all'obiettivo di rendere il futuro più sostenibile, rendendo più fattibile l'integrazione delle risorse rinnovabili.

Esistono vari casi di studio sui sistemi di stoccaggio a supporto delle fonti rinnovabili; tra i tanti, riporto a titolo di esempio quello legato a una "wind farm" in Portogallo, avente una capacità produttiva di 144 MW. Questa particolare installazione produce più energia durante le ore fuori picco che durante quelle di picco, fatto che rappresenta sicuramente un inconveniente a livello economico per quanto riguarda le tariffe sulle rinnovabili in Portogallo. Per aumentare i guadagni dell'impianto ed accorciare quindi il tempo di ritorno economico, sono stati valutati due differenti sistemi di stoccaggio, uno da 5 MWh e uno da 30 MWh per trasferire parte della generazione energetica dalle ore fuori picco a quelle di picco caratterizzate da una tariffa per l'energia decisamente più conveniente.

I sistemi di stoccaggio però, non hanno applicazioni solo nell'integrazione delle fonti rinnovabili; trovano importanti impieghi anche nel supporto del sistema elettrico, assolvendo a diverse funzioni, quali riduzioni del peak load o il miglioramento della stabilità e della qualità dell'energia. Di seguito si riportano alcune applicazioni [4]:

- **Load Leveling/Peak shaving**

Con “livellamento del carico” si intende l’utilizzo dell’energia elettrica immagazzinata durante i periodi di bassa domanda, con lo scopo di fornirla alla rete durante i periodi di picco; questa operazione riduce il bisogno di attivare gli impianti di generazione “di picco” (tipicamente turbine a gas o impianti idroelettrici) o di implementare e accrescere le infrastrutture della rete elettrica.

Questa applicazione è mostrata in figura 2:  $P_{max}$  è la massima potenza che può essere trasmessa al carico attraverso la linea di trasmissione attualmente in esercizio. Per poter inviare al carico una potenza maggiore esistono diverse opzioni: aumentare la capacità delle infrastrutture e dei generatori, oppure installare un sistema di stoccaggio dell’energia. Il sistema di stoccaggio permette di evitare grossi investimenti che deriverebbero dalla modifica delle reti di distribuzione e trasmissione.

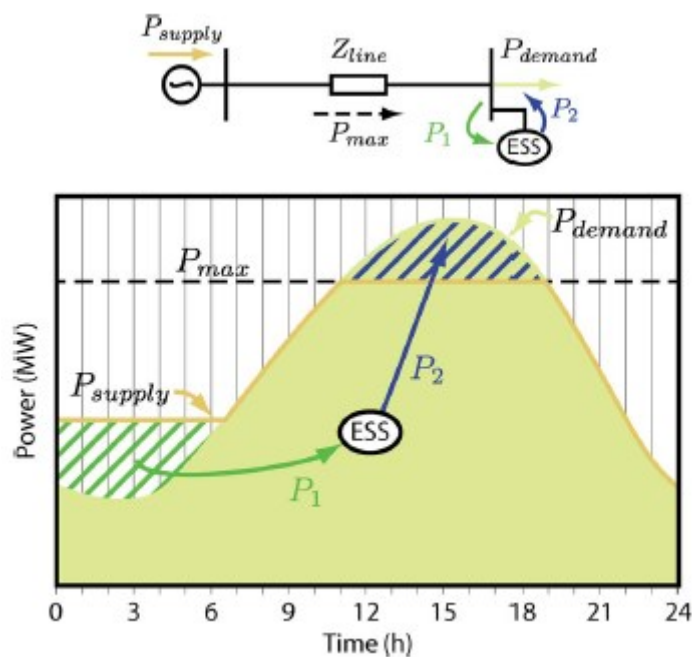


Figura 2. Concetto base di load leveling attraverso sistemi di stoccaggio di energia [4].

- **Energy Arbitrage**

L’Energy Arbitrage si riferisce al guadagno derivante dall’immagazzinamento di energia nei sistemi di stoccaggio quando quest’ultima presenta un prezzo d’acquisto ridotto (cioè quando la domanda è bassa), per poi rivenderla a un prezzo più alto (cioè quando la domanda aumenta), come mostrato in figura 3.

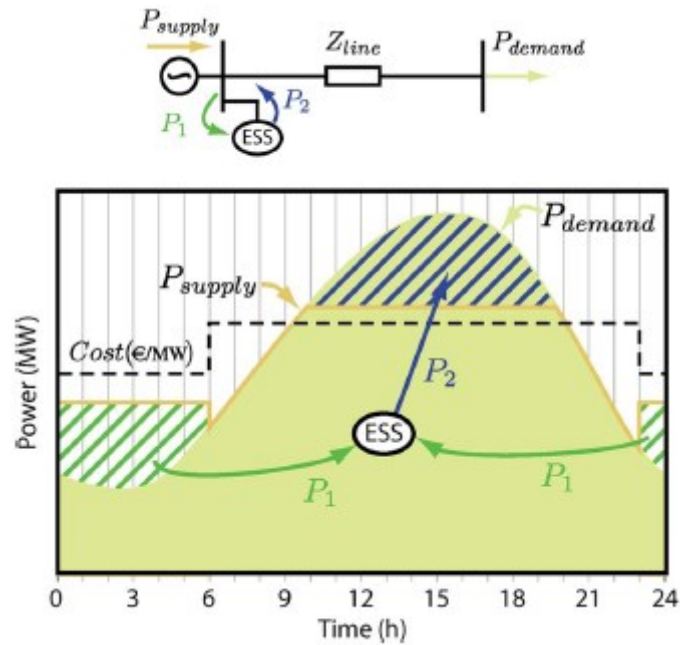


Figura 3. Concetto base di "arbitrage" attraverso sistemi di stoccaggio di energia [4].

- **Grid Frequency Stability Support**

I sistemi di stoccaggio possono essere di supporto anche alla regolazione primaria in frequenza dei turboalternatori, sia durante i transitori sia durante la condizione di regime (steady-state), fornendo potenza attiva alla rete per ridurre qualsiasi sbilanciamento improvviso e repentino tra potenza meccanica prodotta dalla turbina che alimenta l'alternatore e potenza elettrica richiesta (figura 4). Per questa applicazione sono richiesti sistemi di stoccaggio di bassa e media capacità, questo perché, la stabilizzazione della frequenza richiede iniezioni e prelievi di potenza attiva su periodi relativamente brevi (1 – 2 s).

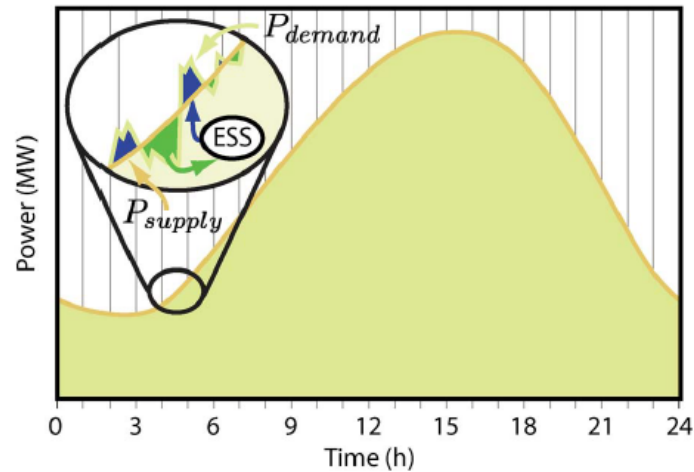


Figura 4. Concetto base di regolazione primaria in frequenza con l'ausilio di sistemi di stoccaggio di energia [4].

- **Grid Voltage Support**

Sulla rete, possono verificarsi oscillazioni nell'ampiezza della tensione, causate da rapidi cambi di produzione da parte delle risorse rinnovabili, o da repentine variazioni di carichi industriali o domestici, come ad esempio forni ad arco, apparecchiature per la saldatura, compressori o pompe con caratteristiche di operatività periodica. I sistemi di stoccaggio possono ridurre queste fluttuazioni di tensione fornendo/assorbendo potenza reattiva al punto di accoppiamento comune con questi carichi/generatori, mantenendo così la tensione della rete entro i range richiesti.

Sono dunque molteplici i ruoli che i sistemi di stoccaggio possono rivestire all'interno del sistema elettrico; ovviamente, viste le numerose e differenti applicazioni che questi possono avere, e tenendo conto dell'esistenza di svariati tipi di sistemi di accumulo, ognuno con le proprie peculiarità e i propri vantaggi e svantaggi, la scelta del sistema di accumulo più appropriato dovrà essere operata proprio in virtù delle applicazioni e caratteristiche dello stoccaggio stesso, quali: valori di potenza e di energia da accumulare, tempo di risposta, peso, volume, temperatura di lavoro.

Di seguito una breve panoramica sui sistemi di stoccaggio esistenti, con le rispettive caratteristiche, tabella 1:

Tabella 1. Caratteristiche e parametri dei principali sistemi di stoccaggio di energia [4].

ENERGY STORAGE SYSTEMS					
Type	Energy Efficiency (%)	Energy Density (Wh/kg)	Power Density (W/kg)	Cycle Life (cycles)	Self Discharge
Pb-Acid	70–80	20–35	25	200–2000	Low
Ni-Cd	60–90	40–60	140–180	500–2000	Low
Ni-MH	50–80	60–80	220	< 3000	High
Li-Ion	70–85	100–200	360	500–2000	Med
Li-polymer	70	200	250–1000	> 1200	Med
NaS	70	120	120	2000	–
VRB	80	25	80–150	> 16000	Negligible
EDLC	95	< 50	4000	> 50000	Very high
Pumped hydro	65–80	0.3	–	> 20 years	Negligible
CAES	40–50	10–30	–	> 20 years	–
Flywheel (steel)	95	5–30	1000	> 20000	Very high
Flywheel (composite)	95	> 50	5000	> 20000	Very high

## Batterie

Lo stoccaggio a batteria si riferisce alla tecnologia utilizzata per immagazzinare energia elettrica su base temporanea. Questa energia immagazzinata può quindi essere utilizzata in un secondo momento, rendendo lo stoccaggio delle batterie una componente essenziale della stabilità della rete e dei sistemi energetici sostenibili.

Esistono diversi tipi di batterie:

- *Lead Acid (Piombo-acido)*: l'utilizzo delle batterie al piombo risale al 1800. Queste batterie sono costituite da un anodo di piombo spugnoso e da un catodo di ossido di piombo immersi in una soluzione di acido solforico diluito in acqua. Durante il processo di scarica della batteria si produce solfato di piombo su entrambi gli elettrodi; se la batteria viene scaricata troppo o mantenuta in uno stato di scarica prolungato, i cristalli di solfato di piombo diventano troppo grandi e difficili da dissolvere durante le operazioni di ricarica, riducendo la capacità della batteria. Le batterie al piombo sono principalmente utilizzate in applicazioni che richiedono robustezza, basso costo e bassa densità di energia, e in cui il limitato numero di cicli di vita della batteria non rappresenta un problema [4].
- *Li-Ion (batterie agli ioni di litio)*: sono batterie in cui la corrente è generata grazie al moto degli ioni di litio tra anodo e catodo. I principali vantaggi di queste batterie sono: un elevato rapporto di energia rispetto alla massa, una ridotta perdita di capacità di stoccaggio dell'energia a causa delle

frequenti ricariche e basso self discharge. Le applicazioni principali di queste batterie hanno riscontro principalmente nell'equipaggiamento portatile, come laptop, fotocamere, telefoni e utensili da lavoro, proprio grazie alla ridotta massa a fronte di una buona capacità di accumulo di energia che le contraddistingue. Proprio grazie a questa elevata densità di energia, le batterie agli ioni di litio sono considerate la tecnologia più promettente per i veicoli elettrici; tuttavia, il prezzo elevato e i dibattiti in merito alle riserve mondiali di litio sono sicuramente un ostacolo da non sottovalutare [4].

- *NiCd e NiMH*: le batterie al nichel - cadmio (NiCd) sono costituite da un elettrodo positivo di idrossido di nichel e da un elettrodo negativo di cadmio; hanno un'alta densità di energia e un alto numero di cicli prima di esaurirsi, ma hanno prestazioni decisamente inferiori alle batterie di NiMH (nichel metalidrato), da cui sono state rimpiazzate; queste ultime presentano infatti un numero maggiore di cicli di carica e scarica prima dell'esaurimento, un effetto memoria (perdita di capacità di stoccaggio dell'energia a causa dei ripetuti cicli di carica e scarica) meno pronunciato, una minore tossicità a causa dell'assenza di cadmio e una maggiore densità di energia. Le batterie al NiMH sono state create principalmente per i veicoli elettrici [4].
- *NaS (solfo di sodio)*: sono batterie costituite da un elettrodo positivo di zolfo e da un elettrodo negativo di sodio fusi e separati da un elettrolita di beta allumina ceramica solida (figura 5).

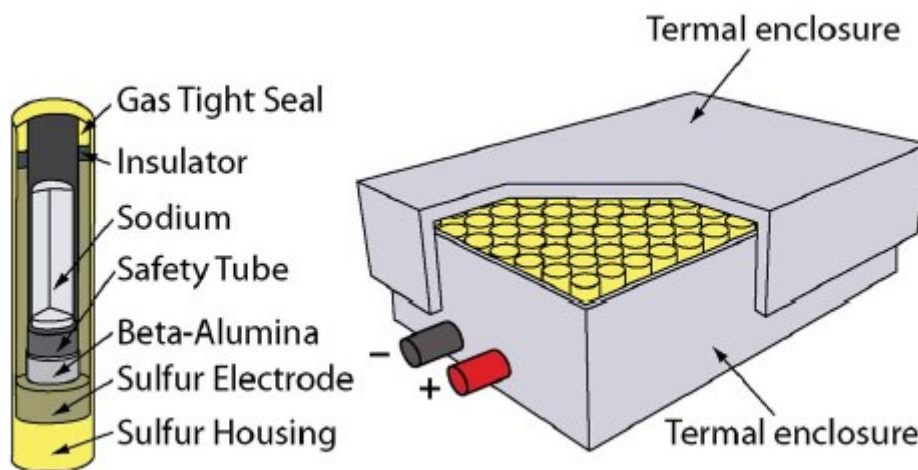


Figura 5. Batteria NaS [4].

L'elettrolita permette ai soli ioni positivi di sodio di attraversarlo e combinarsi con lo zolfo, reazione che avviene durante la fase di scarica; la peculiarità di queste batterie sta nelle temperature operative, che risiedono in un range di 300 °C – 360 °C. Queste batterie hanno grande densità di

potenza e di energia, quattro volte più grande di quella posseduta dalle batterie al piombo, un alto numero di cicli prima di esaurirsi e costi bassi. Quest'ultima peculiarità le rende molto adatte per la produzione in massa [4].

- *Batterie di flusso al vanadio*: il principio di funzionamento di queste batterie si basa sull'ossidazione dello ione positivo vanadio 4, che diventa quindi vanadio 5; questa reazione avviene sull'elettrodo positivo durante la fase di scarica; sull'elettrodo negativo invece, durante lo stesso processo, si ha la riduzione del vanadio 3 a vanadio 2; questa ossido-riduzione permette la circolazione di elettroni, e quindi una corrente; le soluzioni dei due elettroliti necessari alla reazione, sono stoccate in 2 serbatoi esterni e fatte circolare all'interno delle celle (reattore) costituenti la batteria, attraverso delle pompe; in ciascuna cella si trovano entrambe le soluzioni elettrolitiche separate da una sottile membrana (Proton Exchange Membrane) che blocca il trasferimento di elettroni ma consente il trasferimento di protoni; ciascuna cella ha una tensione nominale di circa 1,2 V (figura 6); impilando celle l'una sull'altra, e quindi collegandole in serie, è possibile incrementare la tensione della batteria stessa (figura 7). La possibilità di accumulare gli elettroliti in due serbatoi differenti e la possibilità di collegare in serie più celle, definiscono il vantaggio principale di questa batteria, cioè il disaccoppiamento tra energia immagazzinata e potenza nominale; la prima infatti dipende dal volume di elettrolita stoccato nei serbatoi, mentre la seconda dipende dalle dimensioni del reattore, cioè dal numero di celle collegate in serie. Questo non vale per le classiche batterie, in cui l'elettrolita è stoccato nelle celle stesse, causando quindi una forte correlazione tra potenza ed energia immagazzinata. I vantaggi principali di questa batteria sono quindi elevata potenza e capacità di stoccaggio, ricariche veloci e vita pressoché infinita a causa della possibilità di sostituire gli elettroliti, possibilità di scarica completa, utilizzo di materiali non tossici, funzionamento a basse temperature. Tra i principali svantaggi troviamo: la necessità di avere parti meccaniche in movimento per il sistema di pompaggio e la presenza di serbatoi, che quindi rendono impossibile o comunque molto difficile la miniaturizzazione di questo sistema; quest'ultimo è il motivo per cui la commercializzazione di questo sistema fatica a prendere piede [5].



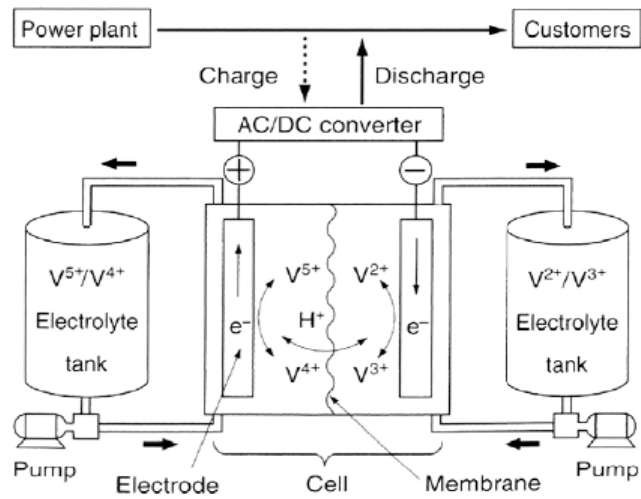


Figura 6. Principio di funzionamento delle batterie di flusso [5].

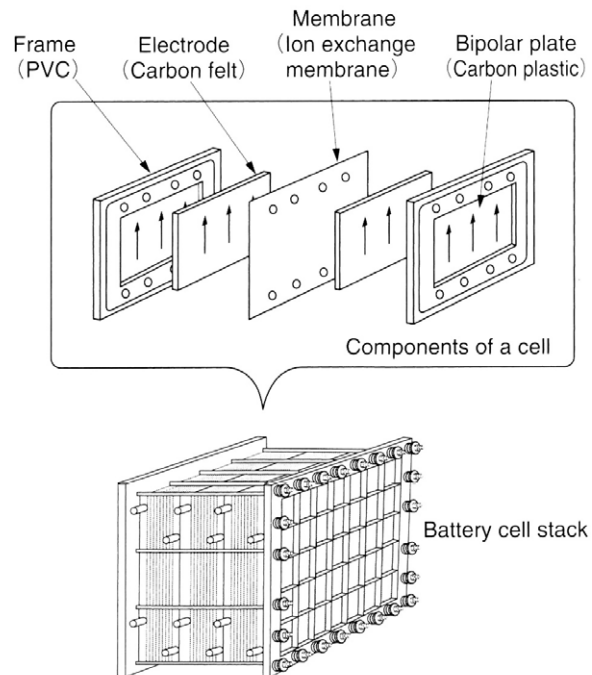


Figura 7. Celle di una batteria di flusso [5].

## Electro Chemical Double Layer Capacitor

Funziona praticamente nello stesso modo di un condensatore convenzionale, infatti non ci sono reazioni chimiche o trasferimenti di ioni al suo interno; l'energia è immagazzinata all'interno del

condensatore elettrochimico semplicemente attraverso una separazione di carica, elettrostaticamente, rimane quindi valida l'equazione usata per i condensatori convenzionali:

$$Q = CV = \frac{A\varepsilon}{D}V \quad (1.1)$$

C è la capacità: è proporzionale all'area A delle armature e alla permittività del dielettrico  $\varepsilon$ , ed è inversamente proporzionale alla distanza tra le armature.

I condensatori elettrochimici sono progettati per avere un'alta superficie delle armature e un'alta permittività del dielettrico in cui sono immerse, con l'obiettivo di aumentarne la capacità; in questo modo è possibile accumulare una quantità di carica relativamente grande. Dal momento che questo condensatore accumula carica senza reazioni chimiche, ma semplicemente separando fisicamente cariche diverse, idealmente è dotato di un numero infinito di cicli di carica e scarica, è dotato anche di un'efficienza molto elevata, per via del fatto che le uniche perdite sono dovute alla resistenza dei cavi che lo collegano al sistema in cui è inserito; di contro però, è dotato di una densità di energia piuttosto bassa [4].

### **Compressed Air Energy Storage**

Questa tipologia di accumulo viene utilizzata per immagazzinare energia elettrica, convertendola sotto forma di aria compressa in riserve sotterranee naturali o artificiali (linee in tubo) durante le ore fuori picco in cui la domanda di energia è bassa, per poi ritrasformarla in energia elettrica e reimmetterla in rete durante le ore di picco. La conversione da energia elettrica ad aria compressa avviene per mezzo di un compressore azionato da un motore elettrico che quindi preleva energia dalla rete, mentre la trasformazione da aria compressa ad energia elettrica avviene all'interno di una turbina in cui l'aria compressa viene fatta espandere dopo essere stata riscaldata attraverso un combustibile all'interno di un combustore (figura 8). Questa espansione, compie un lavoro sulle palette della turbina, traducendosi in energia meccanica disponibile all'albero della macchina, la quale, è trasformata in energia elettrica per mezzo di un generatore [5].

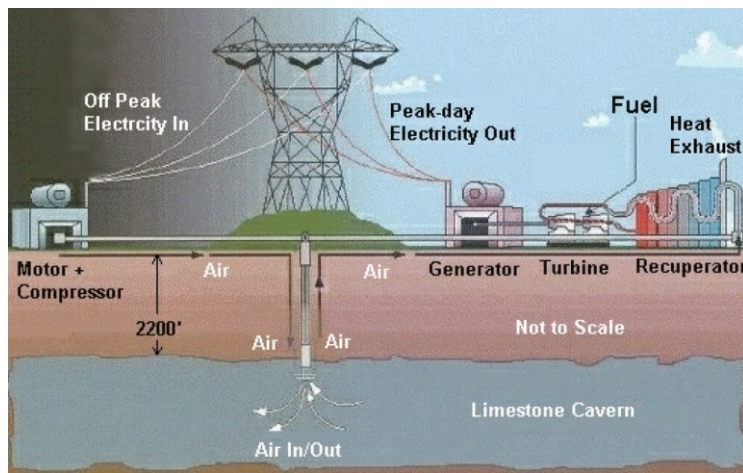


Figura 8. Funzionamento di un sistema di stoccaggio di energia attraverso aria compressa [5].

### Flywheel (volano)

Questo sistema di stoccaggio consiste nel convertire energia elettrica in energia meccanica (cinetica), immagazzinandola in una massa rotante; sono sistemi in grado di fornire valori di potenza elevati, infatti i picchi di potenza a cui possono arrivare sono limitati esclusivamente dalla natura dei convertitori di potenza a cui sono collegati. Possono eseguire un numero potenzialmente infinito di cicli di carica e scarica, quindi vengono utilizzati per applicazioni che richiedono questa peculiarità, come ad esempio la stabilizzazione della tensione di uscita dei generatori asincroni. In figura 9 sono mostrate due configurazioni possibili per i sistemi di stoccaggio a volano: una in cui motore e generatore sono separati (figura 9-a) e una in cui è presente un'unica macchina elettrica ad assolvere entrambi i compiti (figura 9-b) [4].

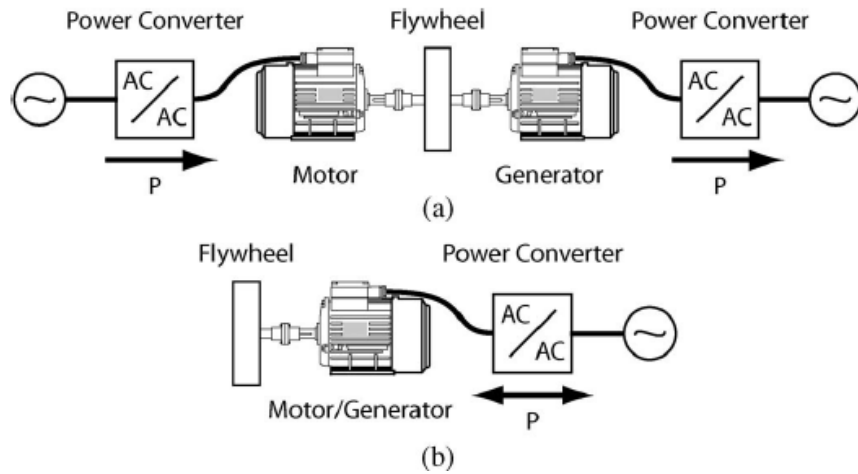


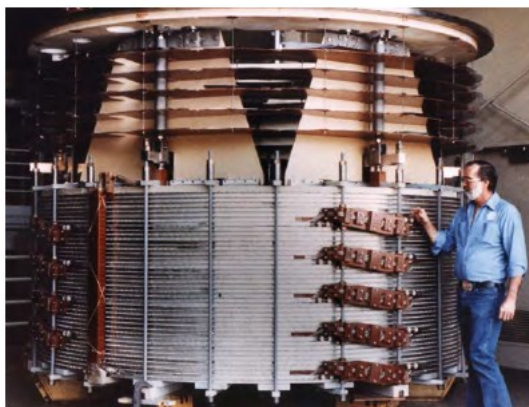
Figura 9. Differenti componenti di un sistema di stoccaggio di energia a volano. (a) Schema con due macchine elettriche. (b) Costruzione più usuale con una macchina elettrica [4].

### Superconductive Magnetic Energy Storage (SMES)

Consiste nello stoccaggio di energia attraverso il campo magnetico che si crea attraverso una corrente continua che fluisce in una bobina superconduttiva (figura 10).

La bobina durante l'utilizzo necessita un raffreddamento per raggiungere la sua temperatura di superconduttività; un sistema di stoccaggio di questo tipo garantisce la più alta densità di potenza che si possa avere in un sistema di accumulo.

Questo dispositivo ha un'efficienza del 90%, escluso però il sistema di raffreddamento, che richiede approssimativamente 1,5 kW di potenza per ogni MWh di capacità di stoccaggio installata, e una risposta dinamica molto alta dell'ordine di millisecondi [4].



**30 MJ Superconducting Coil Developed by the Los Alamos National Laboratory (LANL)**

*Figura 10. Bobina superconduttiva da 30 MJ sviluppata al Laboratorio Internazionale di Los Alamos [5].*

## **Pumped-Hydro Storage**

Una centrale idroelettrica di pompaggio utilizza l'energia elettrica durante le ore fuori picco per accumulare acqua in un bacino posto in alta quota attraverso un sistema di pompaggio; in questo modo l'energia elettrica viene trasformata in energia potenziale contenuta nel liquido accumulato. Durante le ore di picco, in cui la richiesta di energia sulla rete aumenta, nell'ottica di far fronte a questa domanda di potenza, l'energia potenziale precedentemente accumulata viene riconvertita in energia elettrica, attraverso la caduta dell'acqua accumulata all'interno di turbine idrauliche [4], [5].

## 2. Convertitori di Potenza e Sistemi di Stoccaggio

Molti dei sistemi di accumulo menzionati, necessitano un equipaggiamento addizionale, che consenta di poter adattare le forme d'onda di corrente e tensione in uscita da questi dispositivi, a quelle richieste dall'applicazione per cui sono utilizzati. Questo ad esempio è il caso delle batterie connesse alla rete, che hanno bisogno di adattare il loro output in continua alle tensioni e correnti di rete che sono in alternata.

Altre tecnologie che hanno queste necessità sono: l'Electrochemical Double-Layer Capacitor, il Superconductive Magnetic Energy Storage e il sistema di accumulo a volano.

Il dispositivo utilizzato per assolvere a questo compito è il convertitore di potenza; esso consente la connessione tra due differenti “bus”, indipendentemente dal fatto che essi funzionino con correnti o tensioni DC o AC, con ampiezze o frequenze differenti. Proprio per questo motivo, la topologia usata per il convertitore di potenza, dipende, sia dalla tecnologia impiegata per lo stoccaggio di energia, sia dai requisiti dell'applicazione.

Tipicamente, i convertitori di potenza impiegati per i sistemi di stoccaggio di energia devono possedere le seguenti caratteristiche:

- gestire flussi di energia in maniera bidirezionale, controllando i processi di carica e scarica del sistema di accumulo;
- avere alta efficienza per limitare le perdite.

In aggiunta, in base all'applicazione, potrebbero dover soddisfare anche i seguenti requisiti:

- fornire una veloce risposta (per le applicazioni relative alla regolazione della frequenza);
- avere ridotte dimensioni e peso (per l'utilizzo nei trasporti);
- gestire grandi valori di potenza o energia (per un'applicazione al load leveling). Considerando anche il requisito del punto precedente ciò porta ad avere un'alta densità di potenza;
- garantire isolamento galvanico (importante ed essenziale per i dispositivi connessi a rete).

Uno dei possibili utilizzi, potrebbe essere quello di connettere un Electrodynamic Double Layer Capacitor a un DC bus che si trova ad un livello di tensione DC differente da quello di funzionamento del condensatore: in questo caso la topologia più diffusa di convertitore è il bidirezionale (bidirectional) di tipo boost (*Boost Converter*) figura 11-a. Questo convertitore consente di avere i

suoi morsetti di uscita una tensione continua più elevata della tensione del bus a cui è stato connesso, e può anche operare in modo da ridurre eventuali fluttuazioni della tensione derivanti dal sistema di stoccaggio.

Un convertitore simile a quello appena menzionato è il convertitore Buck (*Buck Converter*), che funziona però in maniera opposta, consentendo sempre la connessione di un bus a alta tensione a un bus a bassa tensione DC, fornendo dunque una tensione in uscita inferiore a quella in ingresso (figura 11-b).

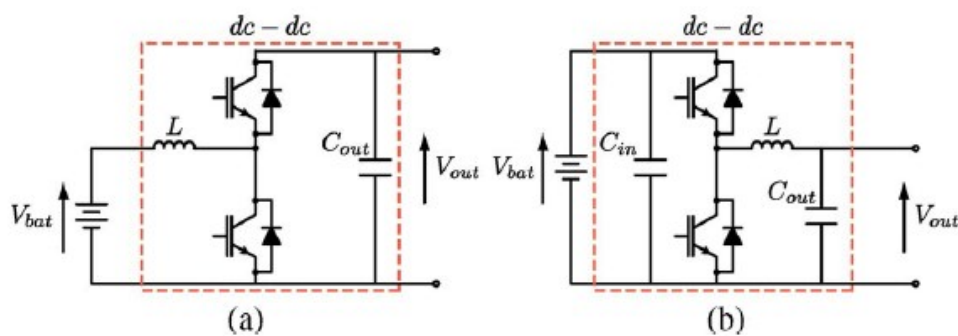


Figura 11. Buck (b) e Boost (a) DC-DC converter [4].

Se è invece richiesto isolamento galvanico tra i due livelli di tensione continua da connettere, un'opzione possibile e idonea, come riportato in [4] e [14], è quella di utilizzare la topologia mostrata in figura 12. Questo convertitore a doppio ponte attivo si chiama *Dual Active Bridge* (DAB) e garantisce isolamento galvanico grazie al trasformatore presente nell'AC link interno al convertitore stesso. L'utilizzo di un trasformatore ad alta frequenza per questo convertitore, consente di ridurre le dimensioni (verrà spiegato in seguito) e aumentare dunque la densità di potenza. Il fatto di poter scegliere in sede di progetto il rapporto di trasformazione, e quindi, di poter avere due tensioni di ingresso e uscita dal convertitore, anche molto diverse tra loro, se fosse necessario, consente di poter utilizzare un sistema di stoccaggio avente una tensione anche molto diversa da quella richiesta dall'applicazione. Il DAB, oltretutto, è un convertitore dotato di un'ottima efficienza (circa il 97%), grazie agli IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) di ultima generazione e alle tecniche implementate di "Soft Switching". È anche un convertitore bidirezionale, requisito fondamentale nelle applicazioni di sistemi di stoccaggio connessi a rete.

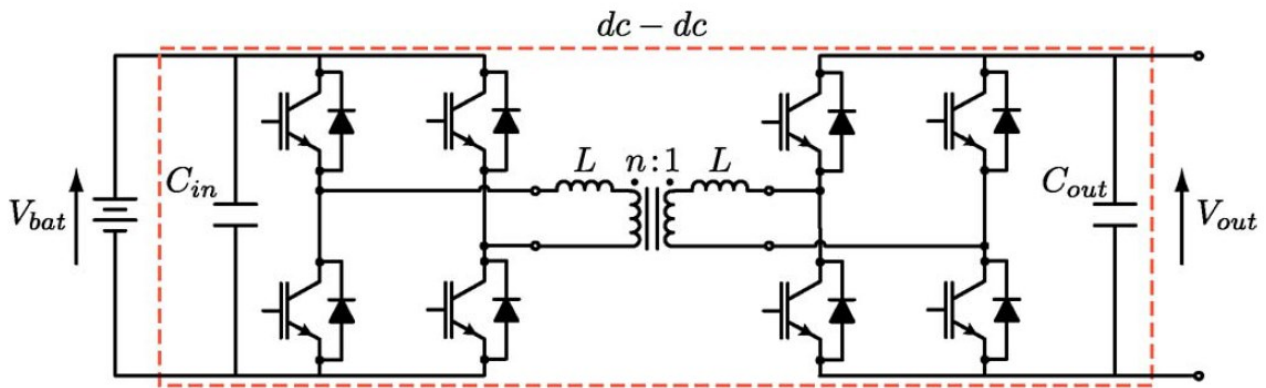


Figura 12. Convertitore a doppio ponte attivo di tipo Dual Active Bridge (DAB) [4].

L'isolamento galvanico è un requisito importante per i sistemi di accumulo connessi alla rete: esso infatti evita che un eventuale guasto sulla batteria si propaghi in rete, o che un possibile guasto sulla rete distrugga il sistema di accumulo.

Se invece fosse necessario connettere un sistema di accumulo a un motore AC, a un generatore AC, o direttamente a rete, la soluzione più classica prevederebbe l'utilizzo di un inverter, monofase o trifase, a due o tre livelli a seconda dell'applicazione. La figura 13 mostra il caso di una batteria connessa a rete attraverso un inverter trifase.

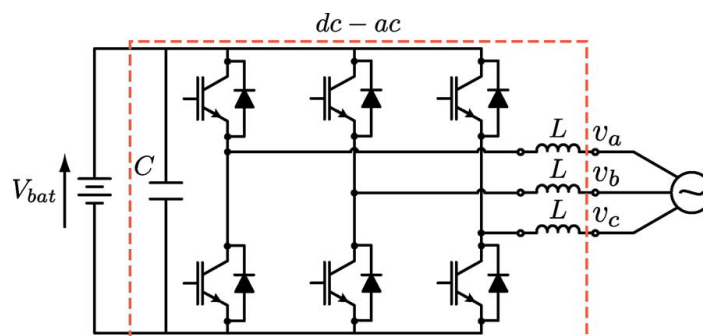


Figura 13. Inverter Trifase [4].

Un altro esempio è quello dell'accumulo di energia all'interno di un volano, il quale viene accoppiato ad una macchina elettrica (motore/generatore AC) che si occupa della conversione dell'energia elettrica in energia meccanica e viceversa; tipicamente quest'ultima è una macchina trifase, la cui coppia e velocità vengono controllate da un attuatore come quello mostrato in figura 14; quest'ultimo è costituito da due convertitori AC-DC connessi attraverso un DC link comune, in una configurazione back to back.



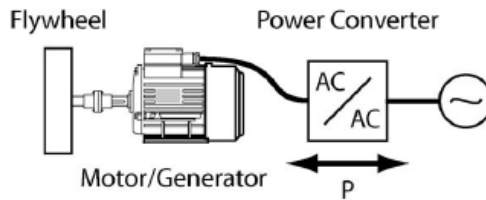


Figura 14. Inverter trifase a controllo di una macchina elettrica [4].

Menzione a parte per il Superconductive Magnetic Energy Storage System, essendo una tecnologia funzionante da generatore di corrente più che di tensione. La corrente all'interno della bobina fluisce permanentemente in un'unica direzione, di conseguenza, il convertitore utilizzato per applicazioni di un sistema di stoccaggio di questo tipo deve possedere una topologia atta a trattare questa corrente unidirezionale. La più utilizzata è mostrata in figura 15: esso utilizza un ponte ad H per gestire la corrente scambiata tra la bobina e il DC link di un inverter trifase, il quale rende possibile il collegamento tra la sorgente e la rete. Grazie alla presenza del ponte ad H, mentre la corrente può scorrere sempre nello stesso verso sulla bobina, essa può invertirsi nel passaggio tra inverter e rete, per consentire fasi di carica e scarica della bobina stessa.

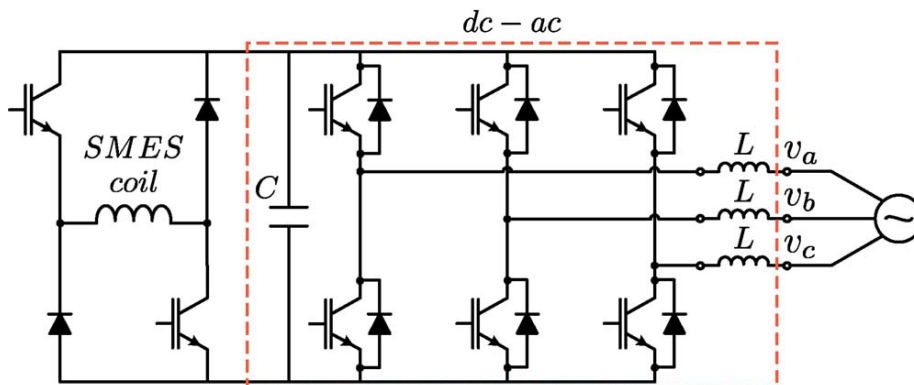


Figura 15. Convertitore di potenza utilizzato per collegare una bobina superconduttiva alla rete [4].

Infine, viste le numerose possibilità di applicazione, e le differenti caratteristiche dei sistemi di stoccaggio, è possibile progettare convertitori, costituiti da una varietà molto grande di differenti topologie, combinando quelle appena descritte, con l'obiettivo di trovare quella più adatta all'applicazione in esame, in base alle specifiche e requisiti di sistema.

Un esempio può essere rappresentato da un sistema di stoccaggio a batteria di grossa capacità (svariati MWh), costituito da varie stringhe di batterie collegate in serie, in cui ogni stringa è connessa in

parallelo su un DC bus comune (figura 16) attraverso uno step-up DC-DC Converter (*Boost Converter*). Questo DC bus è connesso a sua volta alla rete attraverso un inverter, che consente appunto l'interfacciamento con quest'ultima [4], [5].

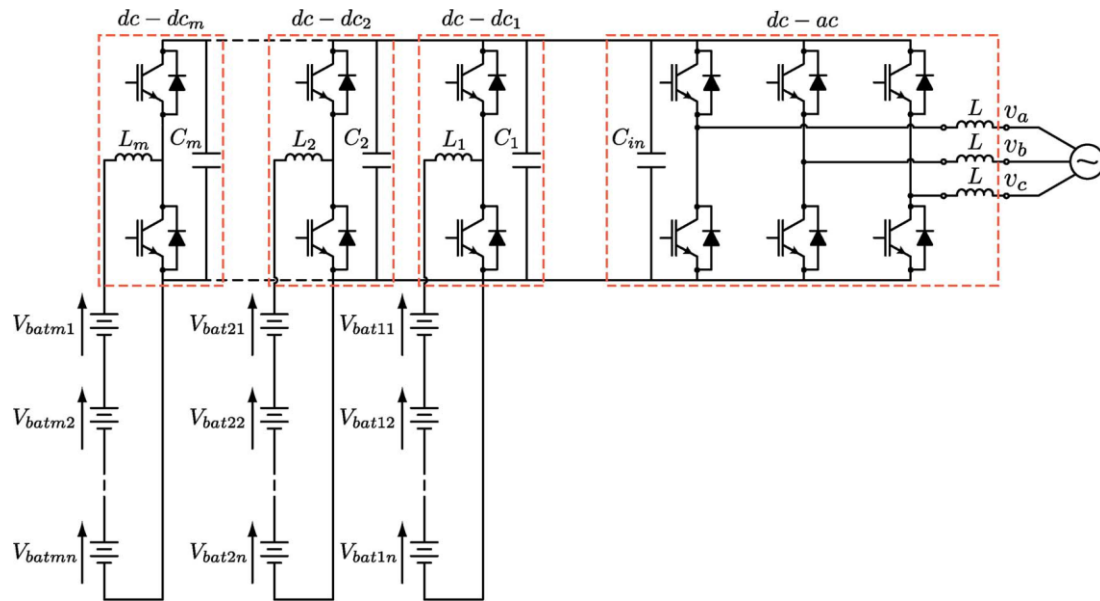


Figura 16. Collegamento di più batterie alla rete attraverso Boost Converter (primo stadio DC-DC) e inverter trifase (secondo stadio DC-AC) [4].

### 3. Convertitore in esame

Il presente elaborato di tesi prende in esame un convertitore monofase AC-DC-DC doppio stadio, utilizzato per interfacciare alla rete delle batterie di flusso al vanadio; il primo stadio è costituito da un'Active Front End, mentre il secondo da un Dual Active Bridge. La topologia è mostrata in figura 17.

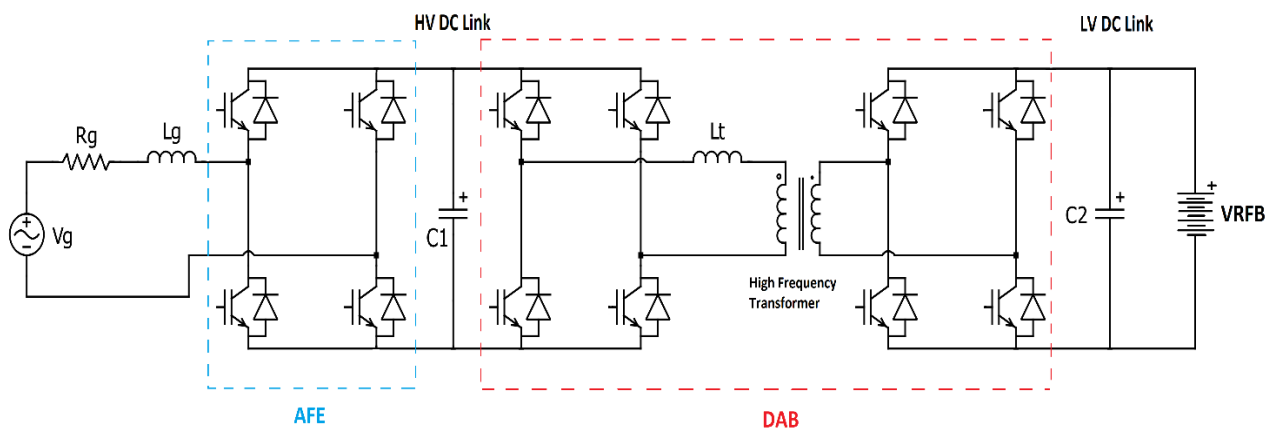


Figura 17. Schema circuitale del convertitore in esame.

Come **primo stadio** è necessario un convertitore monofase bidirezionale che raddrizzi la tensione di rete, in modo da ottenere una tensione continua regolabile e compatibile con i requisiti della batteria. I convertitori più comuni per assolvere questo compito sono generalmente realizzati con diodi o tiristori (che a differenza dei diodi consentono il controllo del flusso di energia, il quale rimane però unidirezionale, consentendo solamente la carica della batteria).

Lo svantaggio dell'impiego di questi dispositivi rimane però la generazione di svariate armoniche nella forma d'onda della corrente in ingresso al convertitore, con conseguente incremento della potenza reattiva scambiata a causa delle armoniche di corrente non in fase con la tensione, e quindi la riduzione del fattore di potenza. Le armoniche hanno un effetto negativo sul sistema elettrico, in quanto aumentano le perdite lungo le linee. Per questo motivo esistono stringenti limiti, introdotti da apposite regolamentazioni, sulla quantità di armoniche che possono essere immesse in rete.

Tra le modalità per ridurre le armoniche della corrente in ingresso al convertitore esistono connessioni attraverso trasformatori con avvolgimenti multipli, oppure l'impiego di filtri passivi. Queste soluzioni

però non garantirebbero la possibilità di aumentare la densità di potenza, a causa delle grosse dimensioni dei filtri stessi. Un'altra soluzione potrebbe essere quella di utilizzare dei raddrizzatori contenenti Power Switches controllati nel circuito (Insulated Gate Bipolar Transistor, o Gate Turn Off Thyristor), in modo tale da poter cambiare attivamente la forma d'onda di input della corrente, riducendo così la distorsione di quest'ultima. Questi circuiti, se controllati adeguatamente, possono quindi ridurre le armoniche e, come conseguenza, migliorare il fattore di potenza; questa strategia di regolazione viene infatti chiamata “*Power Factor Correction*”. Sfortunatamente, queste applicazioni prevedono l'impiego di convertitori che consentono solamente il trasferimento di potenza dalla fonte AC, al carico DC.

Per l'applicazione in esame un convertitore di questo tipo non è accettabile, dal momento che, nella connessione di una batteria alla rete, è importante che venga ammessa sia la carica che la scarica di quest'ultima, con la possibilità quindi di poter invertire il flusso di potenza al fine di immettere energia in rete quando richiesto. Il convertitore da impiegare per il primo stadio dunque, deve essere anche in grado di trasferire potenza alla sorgente (rete), operazione nota come “*Power Regeneration*”, garantendo quindi un funzionamento bidirezionale.

Un **Raddrizzatore Rigenerativo** è il dispositivo in grado di performare questo tipo di compito; esso è anche noto come **Active Front End (AFE)** e non è nient'altro che un inverter controllato in modo attivo. Un convertitore di questo tipo permette, oltre che un'inversione del flusso di potenza, di lavorare con un fattore di potenza regolabile e quindi, con qualsiasi combinazione di potenza attiva-reattiva, di garantire una forma d'onda della corrente in ingresso praticamente sinusoidale e di controllare la tensione DC raddrizzata [6].

Il **secondo stadio** consiste in un **Dual Active Bridge**: è un convertitore DC – DC costituito da due ponti ad H separati da un trasformatore ad alta frequenza (High Frequency Transformer) che permette di avere due tensioni continue all'ingresso e all'uscita del medesimo molto diverse tra loro. La presenza di un trasformatore consente di avere all'interno del convertitore un AC link grazie al quale è possibile controllare il trasferimento di potenza attraverso il dispositivo, semplicemente regolando, tramite i due ponti ad H, lo sfasamento tra le due tensioni alternate imposte ai morsetti di ingresso e uscita del trasformatore stesso (tramite una semplice *Phase Shift Modulation*). Dal momento che la potenza fluisce dal lato del trasformatore, in cui la forma d'onda della tensione è in anticipo, verso il lato in cui la tensione è in ritardo, scegliendo opportunamente lo sfasamento tra queste due, è possibile invertire il flusso di potenza; questa caratteristica rende il DAB un convertitore bidirezionale, caratteristica importante per l'applicazione in esame. Oltretutto, implementando opportunamente il rapporto di trasformazione, è possibile ottenere due tensioni continue all'ingresso e all'uscita del

convertitore molto differenti l'una dall'altra, rendendo così compatibile la tensione del sistema di accumulo con quella del sistema in cui è installato, nel caso in cui queste due fossero molto differenti, come per l'applicazione in esame.

La presenza del trasformatore garantisce anche l'isolamento galvanico tra batteria e rete, caratteristica molto importante per i sistemi connessi alle linee elettriche: infatti, questa peculiarità, evita che un eventuale guasto sulla batteria si propaghi in rete, o che un possibile guasto sulla rete distrugga il sistema di stoccaggio.

Resta doveroso ricordare un'importante considerazione sull'High Frequency Transformer: questa macchina non viene alimentata alla classica frequenza di rete di 50 Hz, per via del fatto che, trovandosi all'interno del convertitore, risulta essere totalmente slegata dalle grandezze relative al sistema elettrico; ne deriva una convenienza dell'impiego di frequenze più elevate di quelle presenti sulle linee; infatti, supponendo di alimentare un trasformatore con una generica tensione di ingresso sinusoidale del tipo:

$$v_{ac}^{in}(t) = \hat{V} \sin(\omega t) \quad (3.1)$$

È possibile calcolare il flusso  $\lambda(t)$  concatenato con l'avvolgimento stesso del trasformatore come:

$$\lambda(t) = \int v_{ac}^{in}(t) dt = \int \hat{V} \sin(\omega t) dt = -\frac{\hat{V}}{\omega} \cos(\omega t) \quad (3.2)$$

Con  $\omega = 2\pi f$ .

Essendo  $\omega$  la pulsazione della tensione all'ingresso del trasformatore, scegliendo un valore relativamente grande di quest'ultima, si riduce l'ampiezza del flusso concatenato  $\lambda(t)$ , e quindi anche del flusso circolante all'interno del nucleo del trasformatore (il flusso nel nucleo è il rapporto tra  $\lambda(t)$  e il numero di spire che hanno generato quel flusso, quindi è legato a  $\lambda(t)$  solamente attraverso una costante), con conseguente possibilità di diminuire le sezioni dei materiali ferromagnetici, e quindi le dimensioni complessive della macchina.

Infatti, per garantire un corretto sfruttamento del materiale, evitando sovradimensionamenti o funzionamenti in saturazione con eccessive perdite, generalmente le macchine elettriche vengono fatte operare con valori di induzione poco superiori a 1 T; essendo l'induzione, flusso per unità di superficie attraversata da quest'ultimo, volendo mantenere l'induzione costante al valore testè

menzionato, una diminuzione del flusso porterebbe a una riduzione delle sezioni di materiale ferromagnetico.

In tal modo, alimentando il trasformatore con delle tensioni a frequenza elevata, è possibile ridurre le dimensioni dello stesso, con conseguente aumento della densità di potenza del convertitore.

La frequenza delle tensioni applicate al trasformatore in esame è di 20 kHz, raggiungibile grazie all'elevata velocità di switching raggiunta dagli IGBT che costituiscono i due ponti ad H collegati al trasformatore e scelta in funzione delle perdite ammissibili nei dispositivi (e di conseguenza in funzione del rendimento a carico).

Dalla figura 17, è possibile notare che, per il convertitore in esame, è stata scelta una configurazione monofase, caratteristica che lo rende perfetto per l'integrazione nelle MicroGrid, per via delle importanti applicazioni che i sistemi di accumulo a batteria rivestono all'interno di queste reti.

È possibile assumere una MicroGrid come un insieme ristretto di carichi e di micro-sorgenti che operano come un unico sistema controllabile, che fornisce/assorbe potenza su una rete ristretta all'area locale in cui si collocano queste sorgenti/carichi. Una MicroGrid può essere vista dal gestore del sistema elettrico come una singola cella controllata del sistema stesso: per esempio questa cella può essere controllata come un singolo carico, in grado di rispondere in tempi molto brevi (secondi) per venire incontro alle necessità del sistema di trasmissione o di distribuzione.

Le micro-sorgenti connesse alle MicroGrids sono di taglia ridotta ( $< 100$  kW) e interfacciate a queste reti con convertitori di elettronica di potenza. Tipicamente sono microturbine, impianti fotovoltaici, eolici e sistemi di accumulo (che possono comportarsi sia da carichi che da sorgenti) atti a far fronte alle rapide variazioni di potenza di queste fonti rinnovabili distribuite, con lo scopo di incrementare la stabilità di questi sistemi (come già analizzato in precedenza).

Le micro-sorgenti sono posizionate direttamente in loco, dove sono presenti i carichi, sono a basso costo, a bassa tensione (generalmente di 480 V o anche meno, ecco il motivo per cui si è considerata una configurazione monofase del convertitore in analisi) e hanno un'alta affidabilità, garantendo basse emissioni.

Uno dei requisiti principali all'interno di una MicroGrid, è quello di regolare i flussi di potenza, sia provenienti dalle sorgenti distribuite collocate all'interno della rete stessa, sia scambiati con la rete di distribuzione alla quale la microrete è collegata, con lo scopo di:

- mantenere la corretta qualità della potenza evitando oscillazioni di tensione e frequenza sulle linee;
- far coincidere le potenze assorbite dai carichi con quelle prodotte dalle sorgenti;

- assicurare una corretta compatibilità tra microrete e sistema di trasmissione/distribuzione a cui è connessa;
- minimizzare le emissioni e le perdite del sistema (grazie anche all'aiuto dei sistemi di stoccaggio).

Al fine di assolvere a questi scopi, la microrete può anche funzionare “in isola”, cioè scollegata dal sistema elettrico principale, nel caso in cui non fosse necessario scambiare potenza con quest'ultimo, o ci fossero problemi sulle reti di distribuzione/trasmissione che potrebbero andare a ripercuotersi sulla MicroGrid stessa.

Viste le numerose necessità e peculiarità delle MicroGrids, diventa fondamentale il ruolo dell'elettronica di potenza e del controllo associato a quest'ultima, al fine di soddisfare, sia le necessità di tutti i carichi collegati alla microrete, sia i bisogni del gestore del sistema elettrico [7].

Infatti, in base alla funzione che un convertitore di potenza può ritrovarsi a svolgere all'interno di una microrete, esso può essere definito *Grid-Forming* o *Grid-Following* [8]:

- se una microrete funzionasse “in isola”, ovvero scollegata dal sistema elettrico principale, necessiterebbe di un convertitore di potenza atto a garantire una tensione stabile in ampiezza e in frequenza, non essendo più presente la linea principale di trasmissione/distribuzione a garantire questa caratteristica. Un convertitore di questo tipo, potrebbe essere quello utilizzato per interfacciare le sorgenti o i sistemi di accumulo alla microrete e funzionerebbe in modalità *Grid-Forming* (tramite un controllo dedicato), in cui è il convertitore stesso a funzionare emulando una sorgente ideale, dunque imponendo alla microrete una tensione AC avente ampiezza e frequenza stabili (figura 18-a) e regolabili. In quanto sorgente ideale di tensione, esso presenta una bassa “impedenza serie” di uscita. Un esempio pratico di sistemi Grid-Forming è quello rappresentato dagli UPS (Uninterruptible Power Supply): questi sistemi rimangono disconnessi dalla rete principale fintanto che le condizioni operative di quest'ultima restano entro certi limiti, e in caso di guasti sulla linea, i sistemi UPS intervengono in modo che il convertitore del sistema stesso “formi” la tensione di rete operando dunque da Grid-Former. In una microrete, la tensione AC generata da un convertitore di potenza Grid-Forming viene utilizzata come riferimento per il resto dei convertitori collegati alla stessa. Questa applicazione non viene trattata all'interno della tesi.
- I convertitori di potenza funzionanti in modalità *Grid-Following* (chiamata anche modalità *Grid-Feeding*) sono controllati come sorgenti ideali di corrente e, in quanto tali, presentano un'alta “impedenza parallelo” di uscita (figura 18-b). Questi convertitori possono funzionare collegati alla microrete nel caso in cui quest'ultima abbia una frequenza imposta con ampiezza e tensione definite (del sistema elettrico o da altri convertitori Grid-Forming) e stabili, poiché è importante

che la corrente generata da questi dispositivi sia perfettamente sincronizzata alla tensione AC nel punto di connessione, per poter regolare accuratamente la potenza attiva (P) e reattiva (Q) scambiate; infatti questi convertitori possono partecipare al controllo dell'ampiezza della tensione sulla MicroGrid, attraverso un corretto scambio di P e Q [8]. La maggior parte dei convertitori connessi alla rete, al fine di interfacciare fonti rinnovabili o sistemi di stoccaggio, funziona in questa modalità: questo è il caso considerato in questa tesi per il convertitore in esame.

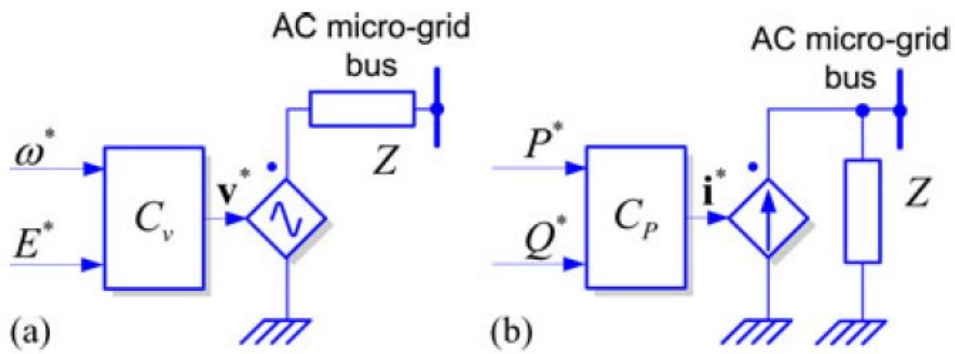


Figura 18. Rappresentazione di convertitori di potenza connessi a rete [8].  
 (a) Grid-Forming. (b) Grid-Following (o Grid-Feeding).



## **Obiettivo della tesi**

**L'obiettivo di questa tesi è quello di sviluppare un modello matematico medio in Spazio di Stato del convertitore in analisi, per poter progettare un sistema di controllo e verificarne il funzionamento.**

L'elaborato permette così di ottenere il cosiddetto modello medio dell'intero convertitore, ovvero una rappresentazione matematica del comportamento medio (fondamentale) del convertitore all'interno del periodo di switching. Tale modello consente di fare delle analisi di simulazione a regime, come ad esempio uno studio dei flussi di potenza, e può essere utilizzato per progettare un eventuale Energy Management System, considerando anche il sistema di stoccaggio collegato al convertitore. Queste valutazioni possono essere anche effettuate sul modello reale del convertitore, modello cioè ottenuto simulando fedelmente il dispositivo (utilizzando le librerie dei software di simulazione per replicare i bipoli e i dispositivi switching che costituiscono il convertitore), ma il vantaggio di utilizzare un modello medio risiede nella possibilità di avere simulazioni più leggere, grazie al costo computazionale ridotto, e quindi decisamente più veloci di quelle ottenibili con il sistema modellato fedelmente. Inoltre, tale modello permette, tramite perturbazione e linearizzazione, di ottenere una famiglia di funzioni di trasferimento che descrivono il comportamento dinamico dell'intero sistema. Tali funzioni di trasferimento consentono la progettazione dei regolatori lineari (ad esempio i comuni regolatori Proporzionali-Integrali PI) che costituiscono la strategia di controllo del convertitore. Di contro, il modello medio non consente di apprezzare i comportamenti del dispositivo causati dai fenomeni di commutazione (*switching*) dei dispositivi, e non sarebbe quindi adatto ad un'analisi delle armoniche contenute nelle forme d'onda che competono al convertitore.

Le tecniche di modellazione utilizzate nel corso di questo lavoro sono rispettivamente lo State Space Average ([9], [10]) e il Generalized Average ([11], [12]) nella forma Reduced Order.

Il software di simulazione utilizzato è MATLAB con l'estensione Simulink.

## 4. Modellazione Sistema e Design del Controllo

Come anticipato nel capitolo precedente, è stato considerato il caso in cui il convertitore in esame funziona in modalità *Grid-Feeding*, ovvero quella strategia operativa in cui il sistema di elettronica di potenza viene fatto operare come se fosse un generatore controllato di corrente. Questa tipologia di funzionamento si ripercuote maggiormente sul sistema di controllo del primo stadio di conversione, cioè l'inverter (AFE), essendo la parte di dispositivo direttamente collegata alla rete (figura 19): infatti quest'ultimo avrà bisogno di un anello di controllo atto regolare proprio la corrente  $i_g$  che viene assorbita/iniettata dalla linea.

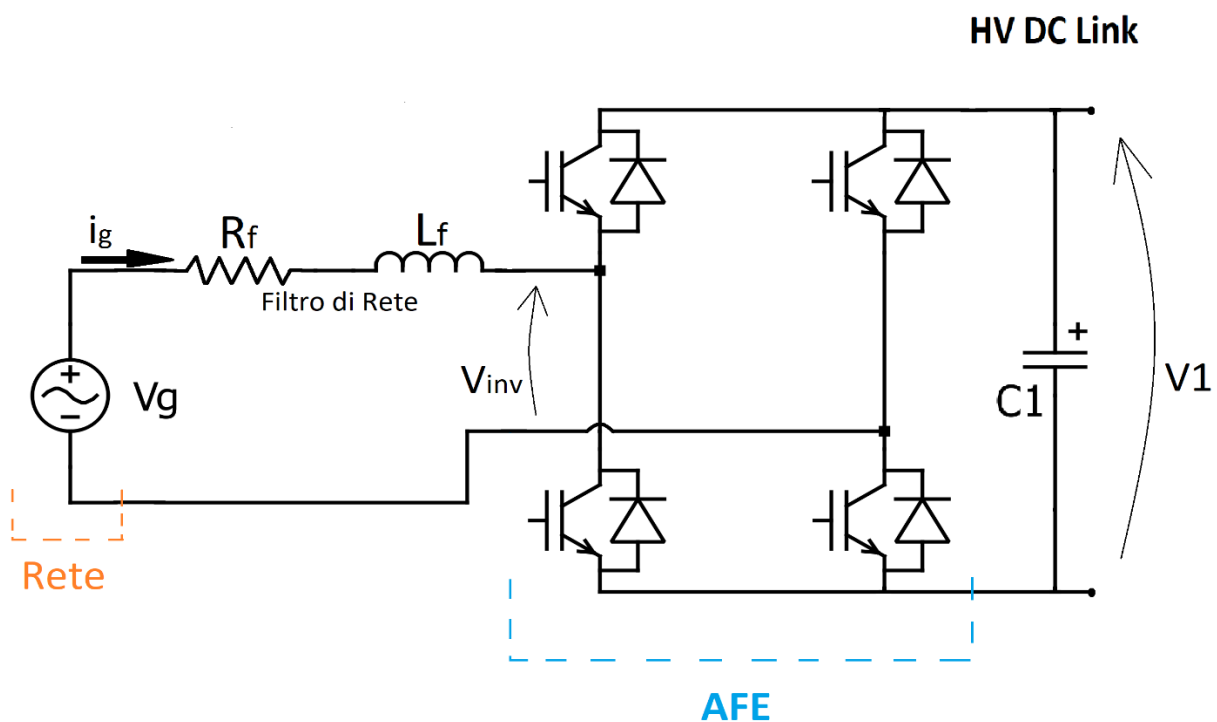


Figura 19. Connessione dell'AFE con la rete.

Il collegamento tra inverter e rete deve essere effettuato tramite un filtro, che consenta sia di interfacciare due tensioni differenti (quella della rete,  $V_g$  e quella generate dall'AFE,  $V_{inv}$ ), al fine di rendere controllabile lo scambio di potenza, sia di filtrare le armoniche presenti nella forma d'onda della corrente  $i_g(t)$ , causate dalla tensione pulsata  $v_{inv}(t)$ , generata dall'inverter.

Idealmente sarebbe sufficiente un'induttanza per assolvere a questo scopo, bipolo maggiormente indicato per quest'applicazione, grazie al fatto che non dissipa potenza attiva e che abbia

un'impedenza che aumenta al crescere della frequenza (peculiarità che rende l'induttanza abile a filtrare le armoniche di corrente di ordine elevato). In Fig. 19, la resistenza  $R_f$  in serie all'induttanza è stata posta per considerare la non idealità del sistema e modellare quindi le eventuali perdite del filtro e dei collegamenti.

## 4.1 Modellazione inverter e design controllore di corrente

Il fatto di far operare l'*Active Front End* come generatore di corrente va contro la sua natura: infatti quest'ultimo viene fatto operare attraverso la procedura di modulazione, come ad esempio la modulazione di tipo PWM. In questo caso, la tensione alternata da generare ai morsetti dell'inverter, viene posta come segnale di riferimento all'ingresso del modulatore. Grazie alla modulazione di tipo PWM, l'inverter, impone una forma d'onda pulsata di tensione ai suoi morsetti "lato alternata", che contiene la tensione di riferimento nell'armonica fondamentale (proprio per questo motivo, il funzionamento dell'inverter è assimilabile a quello di un generatore di tensione comandato); a questa fondamentale si sovrappongono ovviamente le armoniche ad alta frequenza causate dalla commutazione dei dispositivi ("switching"), che vanno a ricostruire la forma d'onda pulsata generata. Questo effetto si ripercuote anche sulla forma d'onda della corrente scambiata tra AFE e rete, che non sarà dunque puramente sinusoidale, ma presenterà un'oscillazione ("ripple"), ovvero un contenuto armonico (generalmente di alta frequenza), proprio per via della tensione pulsata imposta dall'inverter. Attraverso un filtro di rete ben progettato, è possibile filtrare, sia le armoniche della tensione, che quelle della corrente:

- il filtraggio della tensione consentirebbe di estrarne la fondamentale, che è proprio la tensione che si ambisce a generare e che sarà quindi uguale al valore di riferimento posto all'ingresso del modulatore,
- il filtraggio della corrente, consentirebbe di ridurre il contenuto armonico rendendo il suo andamento più sinusoidale, nell'ottica di essere conforme alle limitazioni sul massimo THD (*Total Harmonic Distortion*) che può essere immesso in rete, oltre alla possibilità di progettare un controllore atto a regolarne la sola l'armonica fondamentale, permettendo dunque di trascurare le armoniche di ordine superiore, e di utilizzare un modello "medio" dell'inverter (cioè che ignora i fenomeni ad alta frequenza legati allo switching, considerando soltanto le dinamiche delle grandezze a bassa frequenza, le fondamentali) per il design del controllore stesso.

In virtù di quest'ultima considerazione, il collegamento tra *Active Front End* e rete mostrato in figura 19, può essere anche rappresentato attraverso uno schema circuitale semplificato (figura 20), in cui l'inverter viene rappresentato attraverso un generatore di tensione comandato, che impone ai suoi morsetti soltanto la tensione a bassa frequenza (50 Hz), cioè quel valor "medio" (fondamentale) che si mira a generare, trascurando così le armoniche ad alta frequenza causate dalla modulazione.

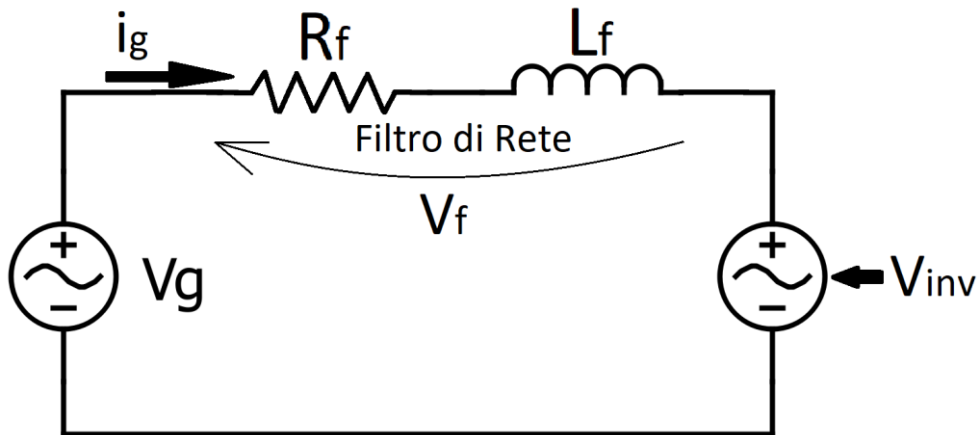


Figura 20. Schema circuitale semplificato del collegamento tra AFE e rete.

$V_f$  è la tensione risultante sul filtro di rete:

$$\bar{V}_f = \bar{V}_g - \bar{V}_{inv} \quad (4.1.1)$$

Nell'ottica di far funzionare l'*Active Front End* in modalità *Grid-Feeding*, è necessario dunque elaborare un sistema che permetta di trattare l'inverter, non più come un generatore di tensione, ma piuttosto come un generatore di corrente, che quindi riceva in ingresso, non più un valore tensione da imporre ai morsetti di collegamento con la rete, bensì un valore di riferimento di corrente, che sarà proprio la corrente che l'AFE dovrà scambiare con la rete stessa. Tutto questo perché, solo attraverso la regolazione di questa corrente, è possibile controllare le potenze attiva e reattiva scambiate con la rete.

Dal circuito in figura 20, è possibile notare però, come siano legate  $i_g$  e  $V_{inv}$ : infatti, nota la tensione di rete, la quale risulta essere fissata dai generatori che operano lungo quest'ultima, è possibile

regolare la tensione imposta ai morsetti dell'inverter, con l'obiettivo di ottenere la corrente  $i_g$  desiderata.

Considerando infatti i fasori, è possibile calcolare la corrente scambiata con la rete, come:

$$\begin{aligned} \bar{I}_g &= \frac{\bar{V}_g - \bar{V}_{inv}}{R_f + j\omega L_f} \\ (R_f + j\omega L_f)\bar{I}_g &= \bar{V}_g - \bar{V}_{inv} \\ (R_f + j\omega L_f)\bar{I}_g - \bar{V}_g &= -\bar{V}_{inv} \\ \bar{V}_{inv} &= \bar{V}_g - (R_f + j\omega L_f)\bar{I}_g \end{aligned} \quad (4.1.2)$$

dove  $R_f = 0.005 \Omega$  e  $L_f = 0.0025 H$  sono stabilite in sede di dimensionamento del filtro di rete.

In questo modo, grazie alla (4.1.2), posto un valore di riferimento per la corrente  $i_g$  che si intende scambiare con la rete, è possibile calcolare il valore di tensione con cui modulare l'inverter, che attraverso la modulazione verrà imposto ai morsetti dell'inverter stesso e che quindi darà luogo allo scambio di corrente stabilita come riferimento (figura 21).

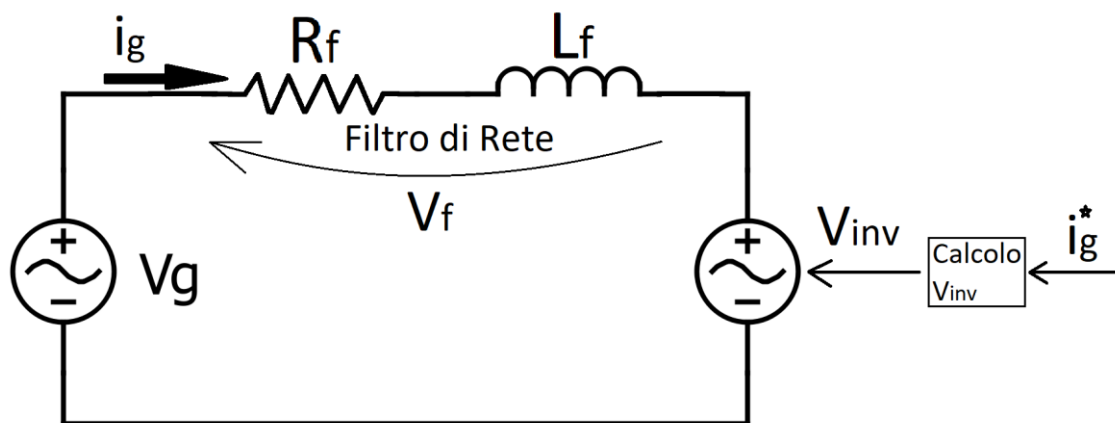


Figura 21. Controllo dell'inverter con la corrente in anello aperto.

Si è delineato dunque uno schema di controllo di tipo *Feed-Forward* in cui, partendo dal valore di riferimento di corrente, avviene il calcolo della tensione con cui modulare l'inverter, al fine di

scambiare con la rete una corrente uguale al riferimento; il sistema così ottenuto si comporta come un generatore controllato di corrente.

Sebbene matematicamente sia possibile ottenere risultati precisi e corretti per le grandezze elettriche in esame, uno schema di controllo in anello aperto risulterebbe essere impreciso nella realtà: incertezze di modello o disturbi sul sistema porterebbero infatti ad ottenere una corrente circolante differente dal valore di riferimento, e quindi ad un funzionamento impreciso della catena di controllo.

Ecco perché si ritiene necessario implementare un controllo in anello chiuso, in cui si misuri la corrente circolante nel sistema, in modo da poterla confrontare con il valore di riferimento, con l'obiettivo di annullare eventuali discrepanze tra le due: ovviamente è necessario un controllore che riceva in ingresso l'errore tra la misurazione e il riferimento, e restituisca in uscita la tensione con cui modulare l'inverter, volta ad annullare quell'errore (figura 22).

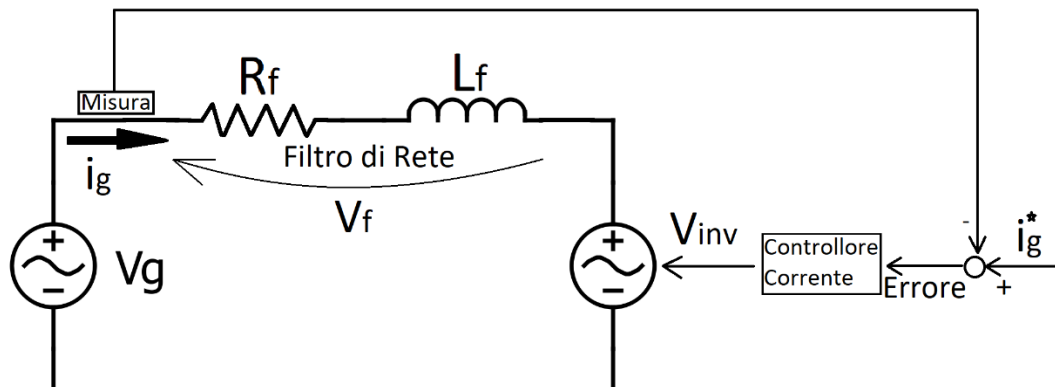


Figura 22. Schema del controllo di corrente in anello chiuso.

Nello schema circuitale semplificato di figura 22, il controllore di corrente fornisce il valore di tensione necessario a regolare il generatore comandato rappresentante l'inverter; nella realtà, questo valore di tensione verrà utilizzato come riferimento per la modulazione dell'inverter stesso.

Resta solo da definire il valore di corrente da utilizzare come riferimento: come già sottolineato, esso va stabilito in funzione del punto di lavoro del convertitore (AFE), identificato dai valori di potenza attiva e reattiva che si intende scambiare con la rete. Facendo riferimento alla figura 23, individuata

la sezione del circuito (sezione tratteggiata in verde) sulla quale calcolare la potenza scambiata tra convertitore rete è possibile ricavare quest'ultima attraverso il calcolo fasoriale riportato di seguito.

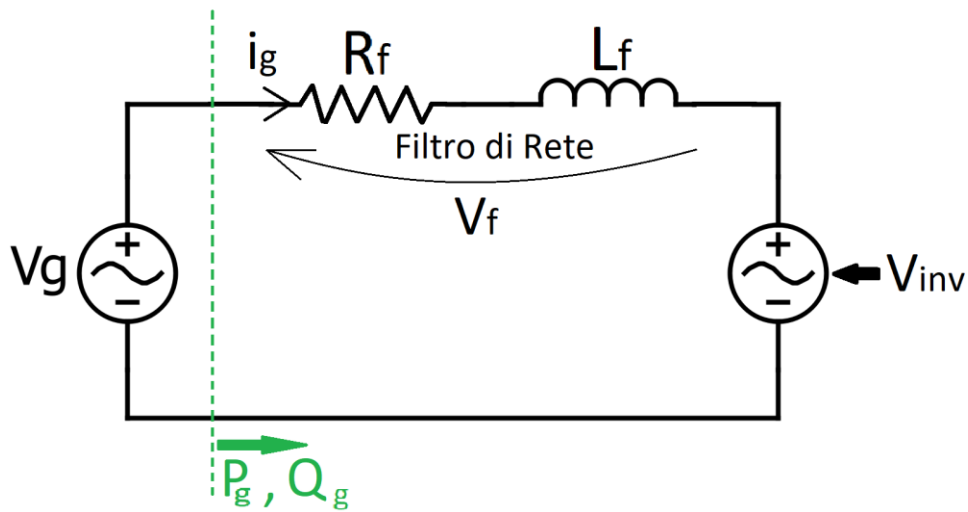


Figura 23. Sezione di calcolo della potenza

Definiti i fasori:

$$\bar{V}_g = V_g e^{j0} = V_g \quad (4.1.3)$$

$$\bar{I}_g = I_g e^{j\varphi} = I_g \cos \varphi + j I_g \sin \varphi \quad (4.1.4)$$

Si è scelto il fasore della tensione di rete come riferimento (e dunque posto a “fase zero”), mentre il fasore della corrente è sfasato di un angolo  $\varphi$  rispetto alla tensione di rete: per  $\varphi < 0$  la corrente è in ritardo rispetto alla tensione, per  $\varphi > 0$  la corrente è in anticipo rispetto alla tensione.

Si calcola la potenza apparente  $S_g$  sulla sezione in esame, attraverso i fasori di tensione e corrente definiti nelle (4.1.3) e (4.1.4) come:

$$\begin{aligned} S_g &= \bar{V}_g \bar{I}_g^* = V_g I_g e^{-j\varphi} = V_g I_g \cos(-\varphi) + j V_g I_g \sin(-\varphi) \\ &= V_g I_g \cos(\varphi) - j V_g I_g \sin(\varphi) = P_g + j Q_g \end{aligned} \quad (4.1.5)$$

Separando i due contributi di potenza attiva e reattiva della (4.1.5) si ottiene:

$$\begin{cases} P_g = V_g I_g \cos(\varphi) \\ Q_g = -V_g I_g \sin(\varphi) \end{cases} \quad (4.1.6)$$

Che sono in transito sulla sezione considerata, da cui è possibile ricavare i valori di ampiezza e fase della corrente rispetto alla tensione di rete, atti a scambiare le potenze volute, nel seguente modo:

$$\begin{cases} I_g = \frac{\sqrt{P_g^2 + Q_g^2}}{V_g} \\ \varphi = -\text{atan}\left(\frac{Q_g}{P_g}\right) \end{cases} \quad (4.1.7)$$

È importante sottolineare come l'ampiezza e la fase della corrente vengano calcolate rispettivamente in riferimento all'ampiezza e all'angolo della forma d'onda della tensione di rete: è dunque evidente che, per costruire la sinusoide della corrente da utilizzare come riferimento, sia necessario conoscere, sia l'ampiezza, sia l'angolo, istante per istante, della forma d'onda della tensione di rete; solo in questo modo è possibile definire correttamente l'onda della corrente, con la giusta ampiezza e il giusto sfasamento, atti a scambiare i valori di potenza stabiliti.

Una delle strategie utilizzate per misurare ampiezza e angolo della tensione di rete istante per istante (e considerata in questa tesi) è chiamata PLL (*Phase Locked Loop*); si tratta di un algoritmo che, partendo dalla misurazione della tensione di rete a cui è collegato l'AFE, consente di risalire all'ampiezza, all'angolo della fase e alla frequenza di questa tensione istante per istante, che sono proprio i valori necessari a definire il valore di riferimento della corrente.

A questo punto, resta soltanto da progettare il controllore che consenta di avere una corrente circolante all'interno del sistema uguale al valore di riferimento appena definito.

Come già anticipato, se il filtro di rete è stato implementato in modo corretto, è possibile ignorare il *ripple* di corrente e, più in generale, le armoniche ad alta frequenza delle grandezze elettriche nel modello dell'inverter da utilizzare per il design del controllore, permettendo di utilizzare il modello circuitale mostrato in figura 22, in cui l'inverter è rappresentato attraverso il generatore di tensione comandato che impone i suoi morsetti il valore indicato dal controllore di corrente stesso.

Infatti, per definire il sistema di controllo tramite il comune approccio dei sistemi *Lineari Tempo Invarianti* (LTI), è necessario modellare prima il sistema controllato (inverter e filtro di rete), in modo da esprimere, attraverso una funzione di trasferimento (f.d.t.) nel dominio di Laplace, il legame



esistente tra la variabile controllata ( $i_g$ ) e la variabile di controllo ( $V_{inv}$ ), cioè la f.d.t. definita dal rapporto uscita/ingresso:  $\frac{i_g}{v_{inv}}$ .

Solo dopo aver descritto questo legame sarà possibile dimensionare il controllore. A questo scopo, è sufficiente applicare la KVL (Kirchhoff Voltage Law) e le OL (Ohm Law) al circuito di figura 22:

$$\begin{aligned} v_f(t) &= v_g(t) - v_{inv}(t) \\ i_g(t)R_f + L_f \frac{di_g(t)}{dt} &= v_g(t) - v_{inv}(t) \end{aligned} \quad (4.1.8)$$

Trasformando l'equazione (4.1.8) nel dominio di Laplace si ottiene:

$$\begin{aligned} i_g(s)R_f + L_f s i_g(s) &= v_g(s) - v_{inv}(s) \\ i_g(s)(R_f + L_f s) &= v_g(s) - v_{inv}(s) \\ \frac{i_g(s)}{v_g(s) - v_{inv}(s)} &= \frac{i_g(s)}{v_f(s)} = \frac{1}{(R_f + L_f s)} \\ G_{vf}^{ig}(s) &= \frac{1}{(R_f + L_f s)} \end{aligned} \quad (4.1.9)$$

$G_{vf}^{ig}(s)$  è la funzione di trasferimento del sistema da controllare, dove:

$$v_g(s) - v_{inv}(s) = v_f(s) \quad (4.1.10)$$

Importante notare che, la funzione di trasferimento appena scritta rappresenta il filtro di rete, il quale riceve in ingresso la tensione  $v_f$  individuata dalla (4.1.10) e restituisce in uscita la corrente  $i_g$  scambiata con la rete. Dunque, in prima battuta, lo schema di controllo a cui fare riferimento è quello mostrato in figura 24: viene misurata la corrente scambiata tra AFE e rete, e confrontata con il riferimento per ottenere l'errore; quest'ultimo viene posto all'ingresso del controllore di corrente, il quale restituirà un valore di tensione  $v_f$  da applicare al filtro di rete per modificare  $i_g$  e annullare l'errore.

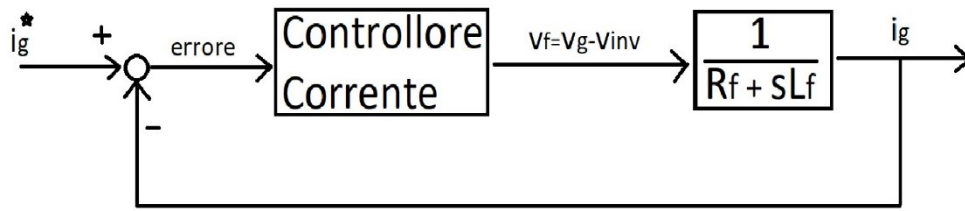


Figura 24. Schema di controllo dell'anello di corrente attraverso la tensione applicata al filtro di rete.

Ovviamente, nella realtà il controllore non può imporre una tensione direttamente sul filtro di rete, ma dovrà fornire il livello di tensione con cui pilotare l'inverter: infatti, il regolatore stesso, non può agire sulla tensione di rete  $v_g$ , la quale, al fine di simularne l'indipendenza dal controllore, viene dunque posta all'interno dello schema di controllo come disturbo, agente sull'ingresso del sistema da controllare, cioè il filtro di rete (figura 25).

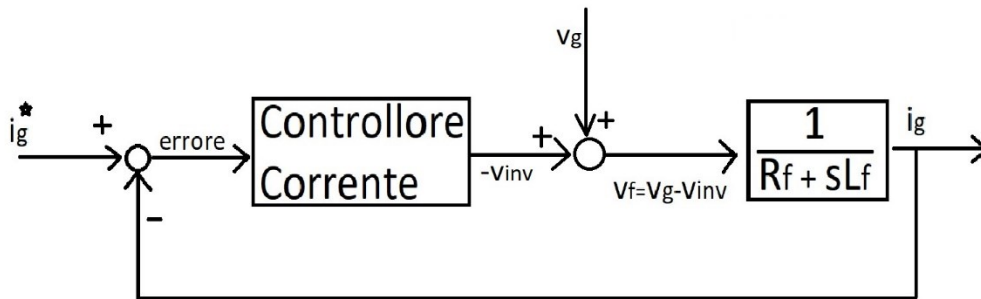


Figura 25. Schema di controllo dell'anello di corrente con la tensione di rete applicata come disturbo.

Ora, il controllore, dovrà fornire la tensione che, sommata a  $v_g$ , darà come risultato la tensione  $v_f$  che, applicata al filtro di rete, farà fluire la corrente  $i_g$  posta come riferimento: questa tensione è  $-v_{inv}$ .

Il segno “-” deriva dal fatto che, per ottenere la  $v_f$  desiderata sul filtro, come si evince dalla KVL alla maglia - (eq. (4.1.8)) - è necessario sottrarre alla tensione  $v_g$ , già applicata al filtro tramite disturbo, una tensione di modulo  $v_{inv}$ . Quest'ultima è proprio la tensione che verrà utilizzata per la modulazione dell'inverter, ovviamente previa moltiplicazione per un coefficiente “-1”, per via del fatto che, a causa

del modo in cui è collegato l'inverter a rete nel sistema fisico (figura 22), una  $v_{inv}$  positiva risulterebbe già in sottrazione a  $v_g$ .

Noti lo schema di controllo e il sistema da controllare, è possibile dimensionare il regolatore: si sceglie di utilizzare un regolatore *Proporzionale Integrale* (P.I.), essendo il più diffuso in ambito industriale, con l'obiettivo di testarne le prestazioni.

Un controllore *Proporzionale Integrale*, garantisce un errore a regime nullo nel caso in cui si controllino grandezze costanti, peculiarità non garantita nel caso in cui il segnale da misurare risulti periodico e con frequenza maggiore di 0 Hz. In questa specifica applicazione, si controlla una grandezza sinusoidale a 50 Hz, per cui il segnale di riferimento e quello controllato, a regime, differiranno leggermente sia in fase che in ampiezza. Tuttavia, è possibile ridurre notevolmente l'errore, scegliendo una larghezza di banda del sistema in anello chiuso costituito da controllore e sistema controllato, sufficientemente maggiore della frequenza del segnale di riferimento (verrà mostrato in seguito attraverso il *diagramma di Bode* del sistema in anello chiuso).

La funzione di trasferimento per il controllore è la seguente:

$$G_{ci}(s) = k_{pi} + \frac{k_{ii}}{s} = \frac{k_{pi}(s + a)}{s} \quad (4.1.11)$$

Posto:

$$a = \frac{k_{ii}}{k_{pi}} \quad (4.1.12)$$

il calcolo dei coefficienti proporzionale e integrale del regolatore, viene fatto imponendo al sistema in anello chiuso la dinamica voluta:

- larghezza di banda di 500 Hz (10 volte superiore alla frequenza della grandezza da controllare), corrispondente a una pulsazione  $\omega_0 = 2\pi 500 = 3141,593 \text{ rad/s}$
- smorzamento:  $\zeta$  di tentativo. Si scrive la funzione in anello chiuso del sistema, lasciando lo smorzamento come parametro; successivamente, si tracciano il *diagrammi di Bode* e le *risposte allo scalino unitario* per valori di smorzamento compresi nell'intervallo  $[0,6 ; 1]$ , con l'obiettivo di scegliere un valore di smorzamento che consenta di ottenere un *diagramma di Bode* con una risonanza non troppo accentuata e una *risposta allo scalino* con una *sovraelongazione* entro il 20% oltre al valore di regime. Il valore di smorzamento minimo, scelto pari a 0.6, è tale da garantire le minime prestazioni dinamiche richieste.

È necessario dunque, calcolare dapprima la funzione del sistema in anello aperto, moltiplicando la (4.1.9) e la (4.1.11):

$$G_{ol}(s) = G_{vf}^{ig}(s) * G_{ci}(s) = k_{pi} \frac{(s+a)}{s} \frac{1}{R_f + sL_f} = \frac{k_{pi}(s+a)}{s(R_f + sL_f)} \quad (4.1.13)$$

per poi ricavare la f.d.t. del sistema in anello chiuso:

$$\begin{aligned} G_{cl}(s) &= \frac{G_{ol}(s)}{1 + G_{ol}(s)} = \frac{\frac{k_{pi}(s+a)}{s(R_f + sL_f)}}{1 + \frac{k_{pi}(s+a)}{s(R_f + sL_f)}} = \frac{\frac{k_{pi}(s+a)}{s(R_f + sL_f)}}{\frac{s(R_f + sL_f) + k_{pi}(s+a)}{s(R_f + sL_f)}} \\ &= \frac{k_{pi}(s+a)}{s^2L_f + s(R_f + k_{pi}) + k_{ii}} = \frac{\frac{k_{pi}}{L_f}(s+a)}{s^2 + s\left(\frac{R_f + k_{pi}}{L_f}\right) + \frac{k_{ii}}{L_f}} \end{aligned} \quad (4.1.14)$$

Si impone ora al sistema in anello chiuso (4.1.14) la dinamica stabilita, con l'obiettivo di trovare le costanti integrale e proporzionale, confrontando i coefficienti del denominatore della f.d.t. appena ottenuta (4.1.14), con quelli del generico denominatore del secondo ordine:

$$s^2 + s2\zeta\omega_0 + \omega_0^2 \quad (4.1.15)$$

Si ottiene attraverso la (4.1.14) e la (4.1.15):

$$2\zeta\omega_0 = \frac{R_f + k_{pi}}{L_f} \quad (4.1.16)$$

$$\omega_0^2 = \frac{k_{ii}}{L_f} \quad (4.1.17)$$

Dalle (4.1.16) e (4.1.17), e ricordando che  $\omega_0 = 2\pi 500$ ,  $R_f = 0.005 \Omega$  e  $L_f = 0.0025 H$ , è possibile ricavare coefficienti del controllore:

$$k_{pi} = 2\zeta\omega_0L_f - R_f = 15,71\zeta - 0,005 \quad (4.1.18)$$

$$k_{ii} = \omega_0^2L_f = 24674 \quad (4.1.19)$$

Mantenendo lo smorzamento incognito, si inseriscono i coefficienti trovati attraverso le (4.1.18) e (4.1.19) all'interno della funzione di trasferimento del sistema in anello chiuso (4.1.14), in modo tale da poter tracciare i *diagrammi di Bode* e la *risposta allo scalino unitario*, al variare dei valori di smorzamento:

$$G_{cl}(s) = \frac{s \frac{15,71\zeta - 0,005}{0,0025} + 9869606,58}{s^2 + s\zeta + 9869606,58} \quad (4.1.20)$$

Si tracciano i *diagrammi di Bode* e le *risposte allo scalino* della (4.1.20) per valori di smorzamento pari a:

- $\zeta = 0,6$  (figura 26)
- $\zeta = \frac{\sqrt{2}}{2} = 0,7071$  (figura 27)
- $\zeta = 0,8$  (figura 28)
- $\zeta = 1$  (figura 29)

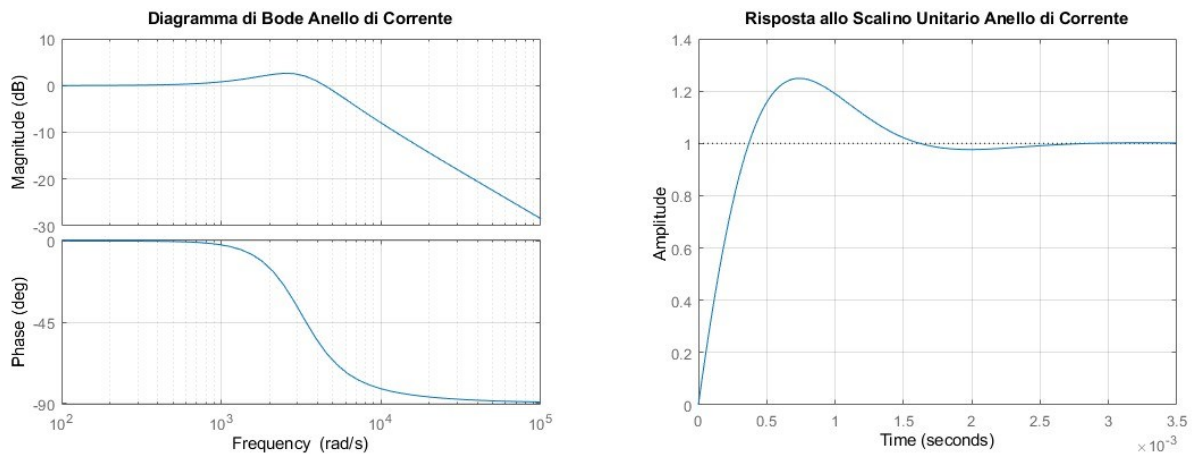


Figura 26. Diagramma di Bode e risposta allo scalino unitario per smorzamento  $\zeta = 0,6$

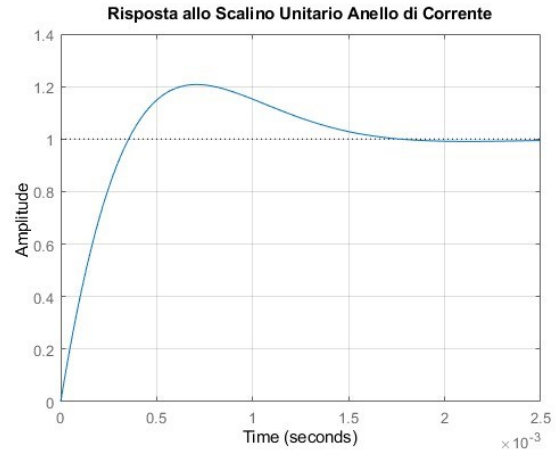
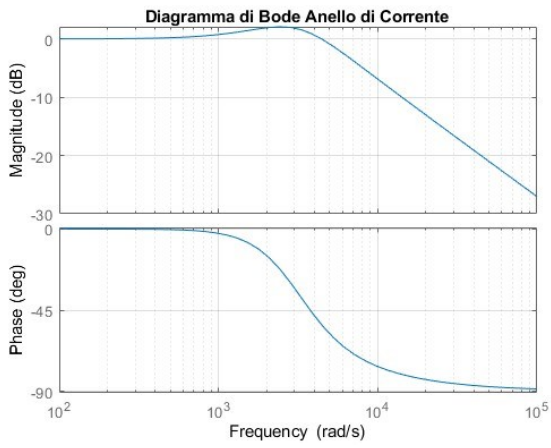


Figura 27. Diagramma di Bode e risposta allo scalino unitario per smorzamento  $\zeta = \frac{\sqrt{2}}{2}$

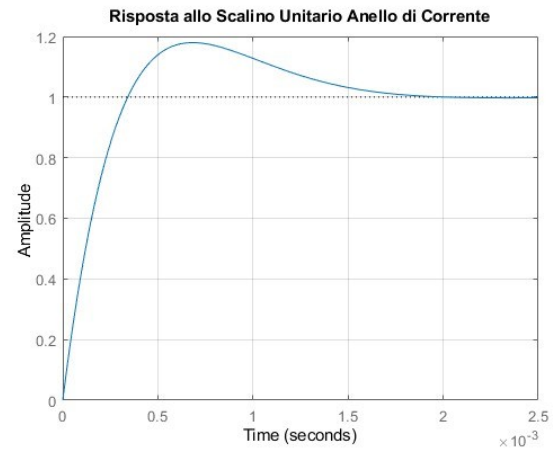
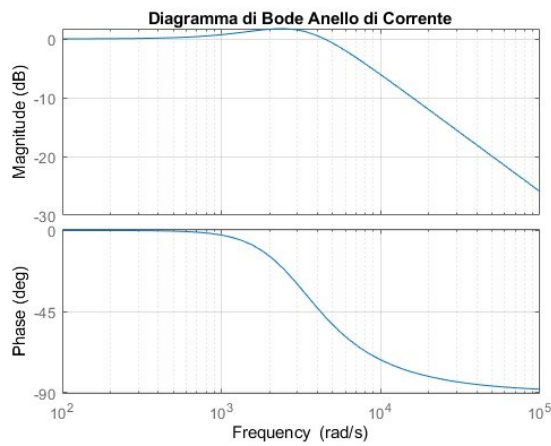


Figura 28. Diagramma di Bode e risposta allo scalino unitario per smorzamento  $\zeta = 0,8$

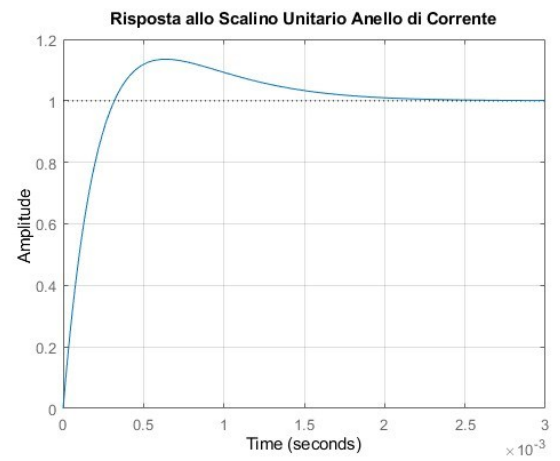
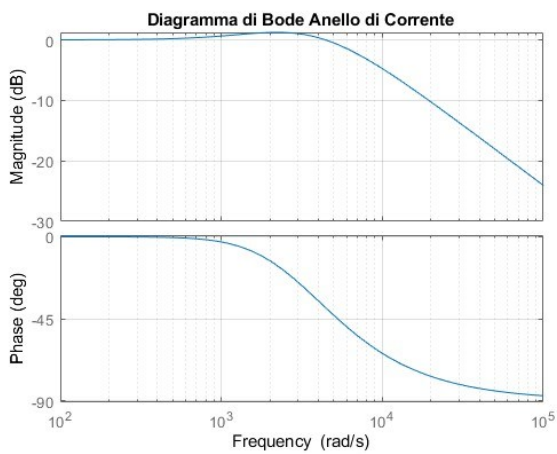


Figura 29. Diagramma di Bode e risposta allo scalino unitario per smorzamento  $\zeta = 1$

È possibile notare come, al crescere dello smorzamento, diminuisca il picco di risonanza nel *diagramma di Bode* delle ampiezze, e si riduca anche leggermente lo sfasamento nel *diagramma di Bode* della fase, e come al contempo, diminuisca la *sovraelongazione* nella *risposta allo scalino unitario*.

Si sceglie di utilizzare uno smorzamento pari a  $\frac{\sqrt{2}}{2}$ , per via del fatto che la *risposta allo scalino* abbia una *sovraelongazione* che rimane entro il 20% oltre il valore di regime per tale valore di smorzamento. Difatti questo valore è tipicamente scelto per varie applicazioni industriali: esso infatti rappresenta un buon compromesso tra *sovraelongazione* massima ammissibile e dinamica del sistema.

Dai *diagrammi di Bode* si evince che, per segnali in ingresso al sistema in anello chiuso (valore di riferimento della corrente) costanti (frequenza nulla), il guadagno è unitario (0 dB) e lo sfasamento è nullo tra ingresso e uscita; ciò significa “controllo perfetto”, cioè la variabile controllata segue pedissequamente il riferimento. Invece, per ingressi aventi frequenze sempre più grandi, il *diagramma di Bode* delle ampiezze cresce, introducendo quindi un guadagno; nel contempo, dal *diagramma della fase*, si nota che è introdotto uno sfasamento tra ingresso e uscita, che aumenta all'aumentare della frequenza dell'ingresso al sistema. Il controllo, dunque, diventa sempre più imperfetto al crescere della frequenza del segnale di riferimento in ingresso al sistema. Tuttavia, impostando una larghezza di banda sufficientemente più grande della frequenza del segnale di riferimento, è possibile ancora avere un guadagno e uno sfasamento ridotti, rendendo il controllo ampiamente preciso.

Stabilito il valore di smorzamento  $\zeta = \frac{\sqrt{2}}{2}$ , è possibile calcolare i coefficienti proporzionale e integrale definiti in precedenza dalle (4.1.18) e (4.1.19):

$$k_{pi} = 2\zeta\omega_0L_f - R_f = 11,102 \quad (4.1.18)$$

$$k_{ii} = \omega_0^2L_f = 24674 \quad (4.1.19)$$

e scrivere quindi la funzione di trasferimento del controllore PI stabilito dalla (4.1.11):

$$G_{ci}(s) = k_{pi} + \frac{k_{ii}}{s} = \frac{k_{pi}s + k_{ii}}{s} = \frac{11,102s + 24674}{s} \quad (4.1.11)$$

Avendo calcolato le funzioni di trasferimento di controllore e sistema controllato, è possibile rappresentare il sistema complessivo medio attraverso il software MATLAB/Simulink, tramite il quale è possibile simulare le risposte delle f.d.t. calcolate attraverso schemi a blocchi, in modo da poterne testare le performances. Il sistema implementato è quello mostrato in figura 30.

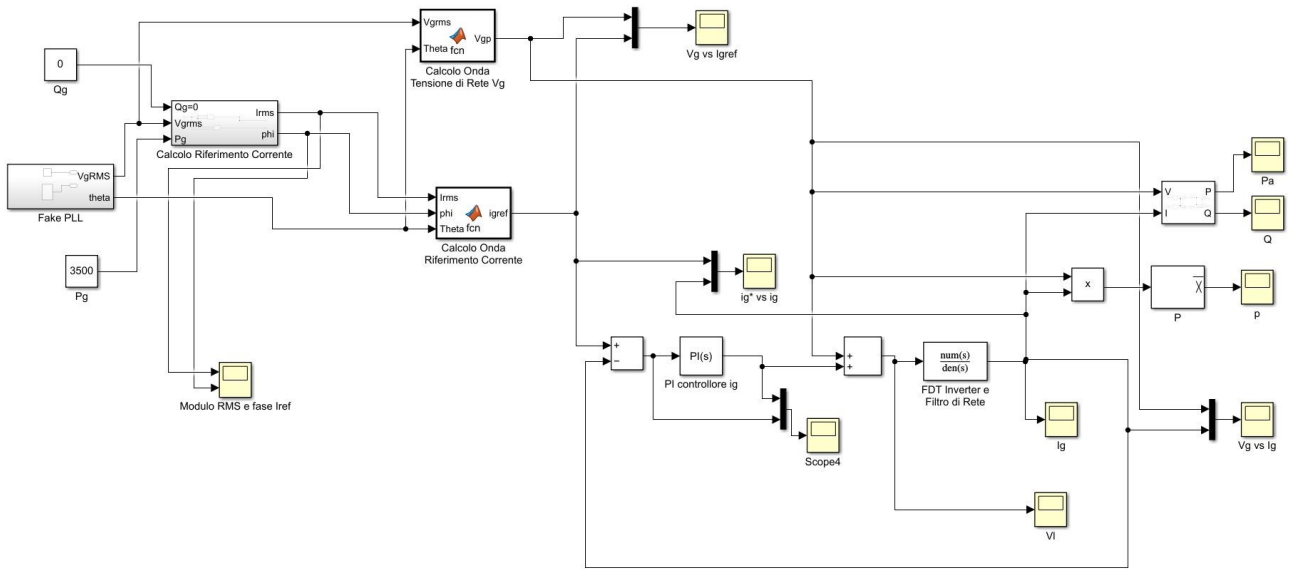


Figura 30. Modello a f.d.t. dell'anello di corrente implementato in Simulink.

Nella porzione superiore sinistra della figura 30, è rappresentato il sistema che, a partire dalla potenza attiva e reattiva che si intende scambiare (definite per ora manualmente), calcola il valore efficace (o R.M.S., *Root Mean Square*) e la fase della corrente da usare come riferimento. Tutto ciò è reso possibile dal PLL, che fornisce l'ampiezza e l'angolo (aggiornato istante per istante) della tensione di rete, consentendo così di sfasare correttamente il riferimento della corrente rispetto a quest'ultima.

Importante sottolineare che non è stato implementato un algoritmo che simuli il funzionamento di un sistema PLL reale, dal momento che non risulta d'interesse per l'analisi in questione l'interazione tra convertitore e PLL; infatti, è stato implementato un blocco che simula solamente i risultati del PLL, cioè che fornisce ampiezza e angolo della tensione di rete misurata. Questi sono i due valori necessari per il calcolo della corrente di riferimento atta a scambiare le potenze attiva e reattiva definite precedentemente in questo capitolo.

Il calcolo della corrente di riferimento è stato effettuato implementando, attraverso delle funzioni di MATLAB, il sistema di equazioni (4.1.7) scritto in precedenza, che, tramite l'ampiezza della tensione di rete individuata attraverso l'algoritmo PLL, consente di calcolare valore RMS e la fase  $\phi$  della corrente rispetto alla tensione di rete  $v_g$ . Successivamente, grazie all'angolo della tensione di rete,



individuato sempre tramite PLL, è stata definita una funzione di MATLAB in grado di costruire la forma d'onda della corrente da utilizzare come riferimento per l'anello di corrente (figura 31).

```
function igref = fcn(Irms,phi,Theta)
igref = Irms*sqrt(2)*sin(Theta+phi);
```

*Figura 31. Funzione Matlab calcolante la forma d'onda del riferimento di corrente da scambiare con la rete, con "Theta" angolo istantaneo della tensione di rete.*

Il valore di riferimento così calcolato viene passato all'anello di controllo: si calcola l'errore sottraendo la corrente realmente circolante nel sistema al riferimento. Questo errore viene successivamente posto in ingresso al controllore, che cercherà di annullarlo, restituendo una tensione " $-v_{inv}$ " che, sommata alla tensione di rete, farà sì che la tensione risultante applicata al filtro di rete generi una corrente uguale a quella posta come riferimento (figura 32). Paragonando l'andamento della variabile controllata e del riferimento, è possibile notare come questi differiscano decisamente di poco, sia in fase che in ampiezza. Come anticipato, per il controllore di tipo PI scelto in questo progetto, è possibile ridurre ulteriormente l'errore aumentando la larghezza di banda del sistema in anello chiuso.

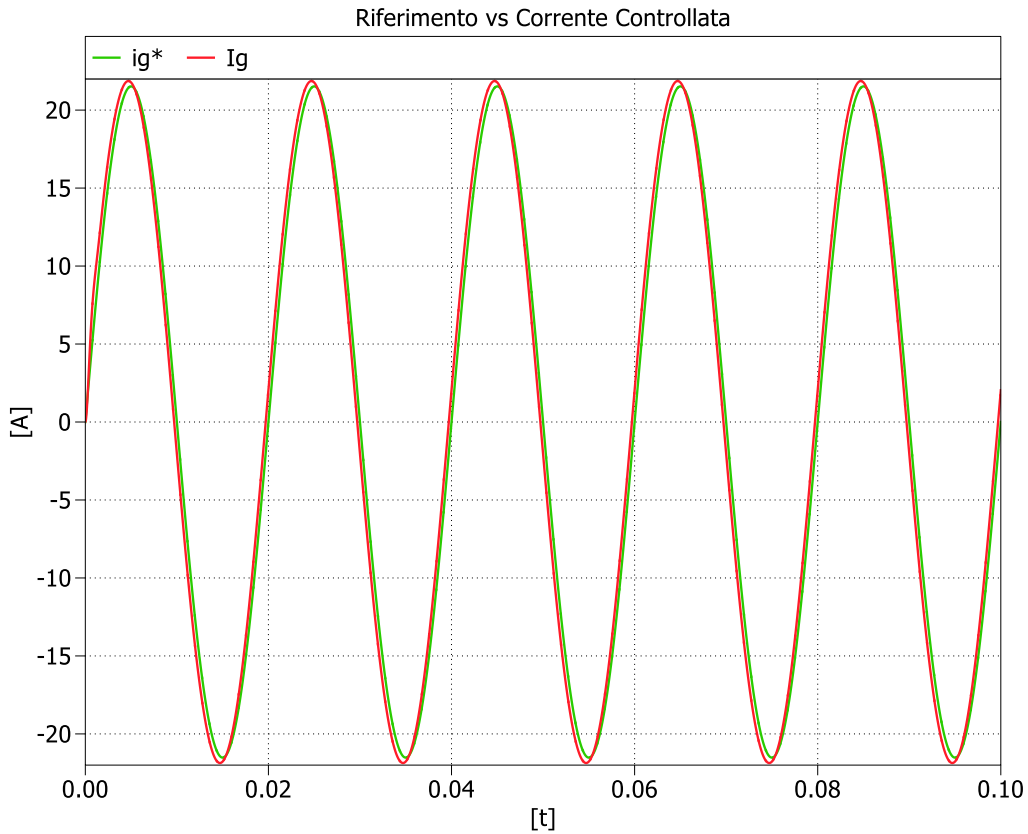


Figura 32.  $i_g$  di riferimento comparata con  $i_g$  realmente circolante nel sistema

Si ritiene doveroso un confronto tra le potenze impostate come riferimento per il calcolo della corrente e le potenze realmente scambiate nel sistema. Si è definito uno scambio di potenza attiva di 3,5 kW (potenza nominale della batteria), positiva, quindi entrante nella batteria (fase di carica), e uno scambio di potenza reattiva di 0 var (valore necessario al fine di ottenere fattore di potenza unitario; valori differenti da 0 var verranno utilizzati solo nel caso in cui sia necessario correggere sottotensioni o sovratensioni sulla rete tramite, rispettivamente, generazione o assorbimento di potenza reattiva).

Analizzando la potenza attiva (figura 33), è possibile notare come, la potenza realmente scambiata differisca leggermente dalla potenza impostata, a causa della piccola discrepanza tra l'ampiezza della corrente di riferimento e quella della corrente circolante nel sistema.

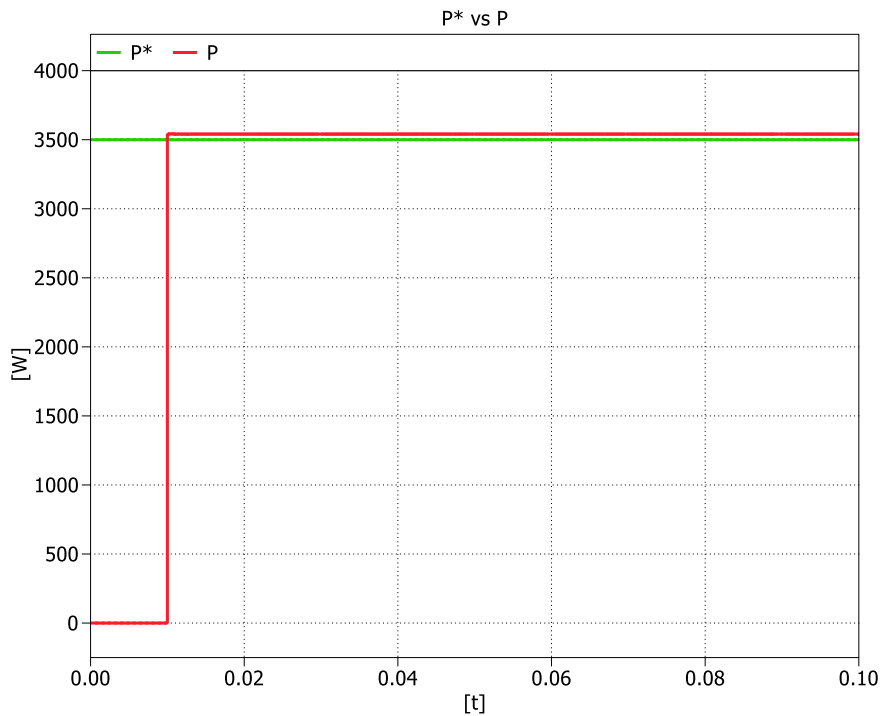


Figura 33. Potenza attiva impostata, paragonata con la potenza attiva realmente scambiata tra AFE e rete

Invece, la dissomiglianza tra la potenza reattiva impostata e la potenza reattiva scambiata (figura 34), è decisamente maggiore: questo, per via della differenza di fase tra il riferimento di corrente e la corrente reale. Infatti, una corrente circolante nel sistema, sfasata in anticipo rispetto al valore di riferimento, avrà una fase positiva anche rispetto alla tensione di rete. Il fatto di aver scelto una corrente di riferimento in fase rispetto a quest'ultima, avendo impostato uno scambio di potenza reattiva nullo, non garantisce dunque una corrente circolante nel sistema in fase con la forma d'onda della tensione, causando così uno scambio di potenza reattiva indesiderato. Nel caso in cui quest'ultimo fosse considerato eccessivo per l'applicazione in esame, è consigliabile aumentare ulteriormente la larghezza di banda del sistema in anello chiuso, oppure adottare altre strategie di controllo (ad esempio un controllore *Proporzionale Risonante*, denominato PR).

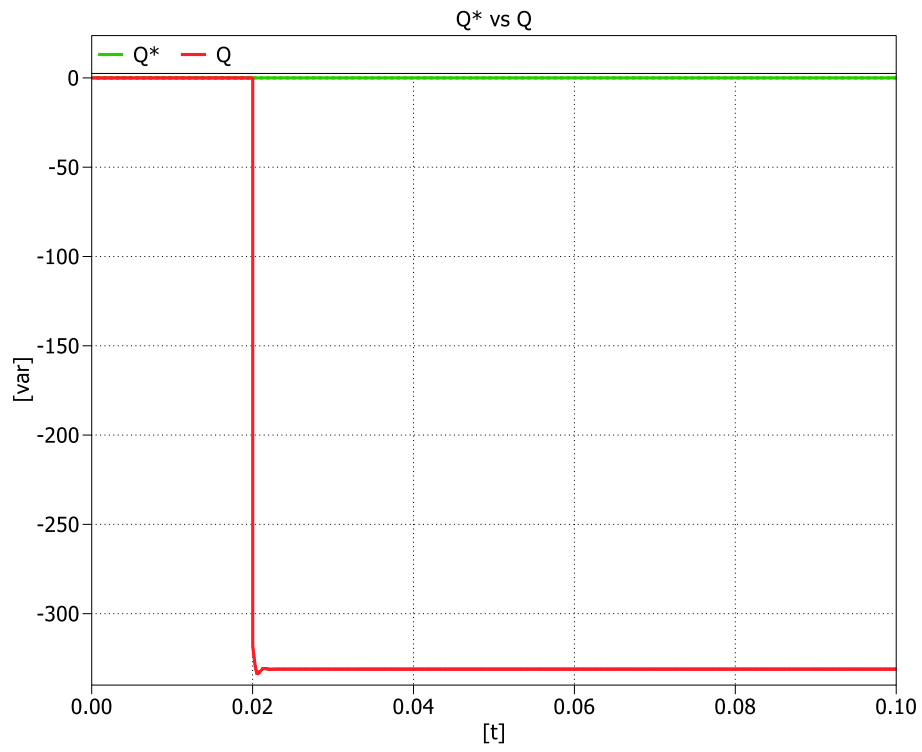


Figura 34. Potenza reattiva impostata, paragonata con la potenza reattiva realmente scambiata tra AFE e rete

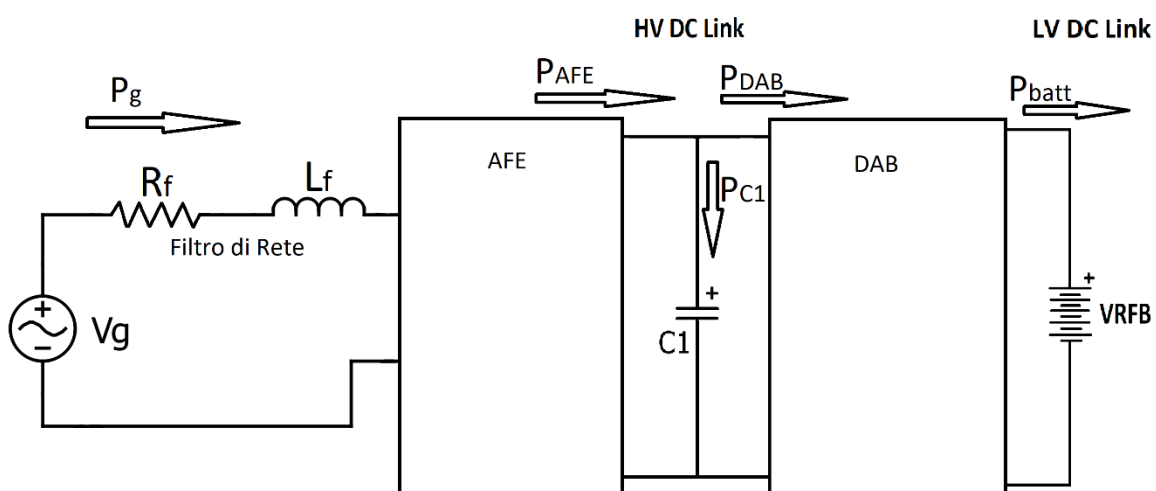
## 4.2 Design Controllore di Tensione tramite il Bilancio di Potenza al DC-Link

Fino ad ora le potenze attiva e reattiva da scambiare tra rete e AFE, sono state stabilite “manualmente”. In realtà, la loro definizione, va specificata in funzione della tensione ai capi del condensatore  $C_1$ , costituente il DC bus di alta tensione, ovvero l'*High Voltage DC Link*.

Questo condensatore infatti, svolge due funzioni:

- stabilizza la tensione continua  $V_1$ , riducendo il “ripple” presente su di essa causato da eventuali disturbi e dalla commutazione dei semiconduttori di potenza;
- rende possibile il disaccoppiamento tra la potenza prelevata dalla rete da parte dell'AFE e la potenza veicolata alla batteria tramite il DAB. In merito a quest'ultimo punto, potrebbero verificarsi brevi intervalli di tempo in cui, a causa di transitori dovuti a modifiche delle condizioni di funzionamento del dispositivo, le due potenze appena citate potrebbero non coincidere: la potenza risultante, non potendo essere dissipata all'interno del convertitore (il rendimento del quale è idealmente unitario), necessita dunque di venire immagazzinata temporaneamente, in attesa del termine del transitorio, o comunque dell'intervento sui dispositivi di controllo del convertitore.

Il condensatore si presta bene ad assolvere a quest'ultimo compito, dovendo quindi accumulare un'energia netta, derivante da un bilancio di potenza attiva (figura 35).



4

Figura 35. Convenzione versi della potenza attiva in fase di carica della batteria.

Con riferimento a Fig. 35, esprimendo il bilancio di potenze sul condensatore  $C_1$  si ottiene:

$$\begin{aligned}P_{AFE} - P_{C1} - P_{DAB} &= 0 \\P_{C1} &= P_{AFE} - P_{DAB}\end{aligned}\tag{4.2.1}$$

Considerando però, praticamente unitario il rendimento di entrambi i due stadi (AFE + filtro di rete e DAB), è possibile eguagliare le potenze tra ingresso e uscita di questi, trascurando le perdite di commutazione e del filtro:

$$P_g = P_{AFE}\tag{4.2.2}$$

$$P_{DAB} = P_{batt}\tag{4.2.3}$$

dove  $P_g$  rappresenta la potenza attiva che l'AFE assorbe dalla rete mentre  $P_{batt}$  è la potenza richiesta dalla batteria.

Di conseguenza, sostituendo la (4.2.2) e la (4.2.3) nella (4.2.1), è possibile esprimere il bilancio di potenze nel seguente modo (figura 36):

$$P_{C1} = P_g - P_{batt}\tag{4.2.4}$$

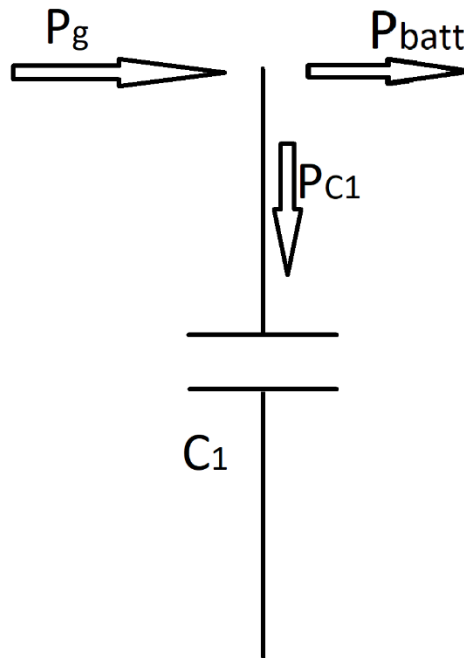


Figura 36. Bilancio delle potenze sul condensatore  $C_1$ , supposti unitari i rendimenti di AFE e DAB.

Una potenza attiva  $P_{C1}$  entrante o uscente dal condensatore (in base al segno della risultante del bilancio di potenze), comporterebbe un aumento/diminuzione dell'energia media contenuta in esso, con conseguente incremento/riduzione della tensione  $V_l$  ai suoi capi, come messo in evidenza dalla seguente formula:

$$E_{C1} = \frac{1}{2} C_1 V_l^2 \quad (4.2.5)$$

Cioè, l'energia accumulata nel condensatore, è direttamente proporzionale alla capacità ( $C_1 = 0.0022 F$  stabiliti in sede di progetto) e al quadrato della tensione su di esso.

Tuttavia, per un corretto funzionamento e controllo del DAB, è necessario che la tensione  $V_l$  sia il più possibile costante, o comunque, che presenti variazioni molto piccole e di breve durata (verrà spiegato in seguito attraverso la modellazione del DAB).

Ne deriva dunque, una volta immagazzinata da parte di  $C_l$  la quantità di energia volta a raggiungere un valore di tensione  $V_l$  stabile sull'HV DC Link, la necessità di far coincidere, anche durante i transitori, la potenza attiva assorbita da rete da parte dell'AFE e la potenza attiva veicolata alla batteria attraverso il DAB, nell'ottica di mantenere il bilancio tra queste due potenze il più possibile nullo ( $P_g - P_{batt} = 0$ ), al fine di ridurre o addirittura annullare un eventuale ulteriore flusso di potenza al

condensatore  $C_1$ , oltre a quello già intercorso per caricarlo e portare la tensione ai suoi capi stabile al valore  $V_1$ .

A questo scopo, è necessario implementare un sistema di controllo, atto a mantenere stabile la tensione sull'High Voltage DC Link, che renda quindi il più possibile nullo, il bilancio a regime tra la potenza attiva assorbita da rete da parte dell'AFE e la potenza attiva trasmessa alla batteria tramite il DAB, con l'obiettivo di mantenere costante la tensione sul condensatore  $C_1$ , e quindi l'energia accumulata in esso.

In prima battuta, dunque, si considera un controllore che misuri la tensione  $V_1$  ai capi dell'High Voltage DC Link, la confronti con il valore di riferimento ( $500 V$ , valore definito in sede di progetto), e definisca la potenza attiva da inviare al condensatore  $C_1$ , con lo scopo di gestirne la carica per annullare l'errore tra riferimento e valore reale di tensione.

Noto il bilancio di potenze sul condensatore (4.2.4), e nota l'equazione che lega l'energia immagazzinata alla tensione (4.2.5), è possibile calcolare la funzione di trasferimento che rappresenta il sistema su cui agisce il controllore, sistema che riceve in ingresso la variabile di controllo (valore di potenza  $P_{C1}$ ), e restituisce in uscita la variabile controllata (tensione  $V_1$ ):

$$\begin{aligned}
 E_{C1}(t) &= \frac{1}{2} C_1 V_1^2(t) \\
 V_1^2(t) &= \frac{2}{C_1} E_{C1}(t) \\
 V_1^2(t) &= \frac{2}{C_1} \int P_{C1}(t) dt
 \end{aligned} \tag{4.2.6}$$

Osservando che, nella (4.2.6), è stata espressa l'energia come integrale della potenza nel tempo.

Trasformandola (4.2.6) nel dominio di Laplace:

$$\begin{aligned}
 V_1^2(t) &= \frac{2}{C_1} \frac{1}{s} P_{C1}(t) \\
 \frac{V_1^2(s)}{P_{C1}(s)} &= \frac{2}{sC_1} = G_{P_{C1}}^{V_1^2}(s)
 \end{aligned} \tag{4.2.7}$$

sostituendo l'equazione (4.2.4) nella (4.2.7) si ottiene la f.d.t del sistema da controllare:



$$\frac{V_1^2(s)}{P_g(s) - P_{batt}(s)} = \frac{2}{sC_1} = G_{P_{C_1}}^{V_1^2}(s) \quad (4.2.8)$$

Lo schema di controllo è mostrato in figura 37.

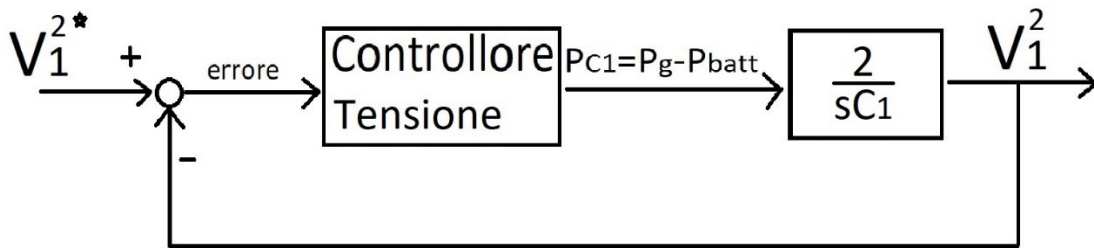


Figura 37. Schema di controllo della tensione sull'High Voltage DC Link

Come si evince dagli ingressi della funzione di trasferimento appena calcolata (4.2.8), il controllore di tensione, nel sistema reale, non può regolare direttamente la potenza che entra nel condensatore, perché essa è il risultato di due componenti ( $P_g - P_{batt}$ ). Infatti il regolatore non può agire sulla potenza veicolata alla batteria, per via del fatto che essa è comandata dal sistema di controllo del DAB. Ecco che quindi, nello schema di controllo,  $P_{batt}$  verrà posta come disturbo (figura 38) con segno negativo per il fatto che essa agisce negativamente sul condensatore, cioè preleva potenza da esso (scaricandolo), per inviarla alla batteria.

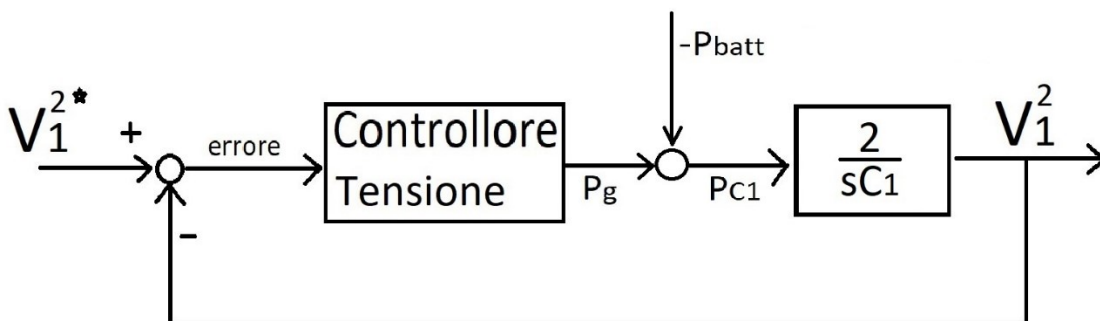


Figura 38. Schema di controllo della tensione su  $C_1$  attraverso la potenza prelevata da rete.

Quindi, il controllore per regolare la tensione sul condensatore, può soltanto agire sulla potenza che arriva dall'inverter, cioè sulla potenza che viene prelevata dalla rete. Infatti nel nuovo schema di controllo ottenuto, il regolatore misura la tensione sul condensatore, la confronta con il riferimento, e restituisce un valore di potenza attiva che, una volta sommata alla potenza prelevata dal DAB, andrà a definire il bilancio, la cui risultante è proprio la potenza in ingresso o uscita dal condensatore, atta a mantenere stabile la tensione ai capi di quest'ultimo. Questo valore di potenza fornito dal controllore è proprio la potenza attiva da prelevare da rete.

Ovviamente questo anello di controllo della tensione sull'High Voltage DC link, non può funzionare autonomamente, ma deve essere collegato in cascata con l'anello di corrente: infatti il controllore di tensione definisce il valore di potenza attiva che è necessario prelevare da rete per regolare  $V_l$ , ma perché questa potenza sia effettivamente tratta dalla linea, è necessario che venga scambiato il giusto valore di corrente tra AFE e rete. Ecco che quindi, il valore di potenza attiva da assorbire dalla rete, che veniva precedentemente definito attraverso una costante dall'utente, per calcolare il valore di riferimento per l'anello di corrente, non verrà più stabilito in tale modo, ma verrà deciso dal controllore di tensione: questo regolatore comunicherà il valore di potenza attiva alla funzione che calcola la corrente di riferimento da scambiare con la rete (figura 30), la quale, a partire dai valori di  $P_g$ ,  $Q_g$  e della tensione di rete definita dalla PLL, stabilirà il "setpoint" per l'anello di corrente. Importante notare che la potenza reattiva è ancora definita da una costante, impostata a valore nullo dall'utente.

In questo modo, attraverso il controllore di corrente, circolerà nel sistema la corrente  $i_g$ , coincidente con il valore di riferimento testè calcolato, che consentirà di scambiare la potenza attiva definita dal controllore di tensione. Questa potenza, una volta attraversato l'AFE, andrà a concorrere al bilancio sull'High Voltage DC Link, la cui risultante sarà proprio la potenza atta a mantenere stabile la tensione  $V_l$ .

Lo schema di controllo complessivo è mostrato in figura 39.

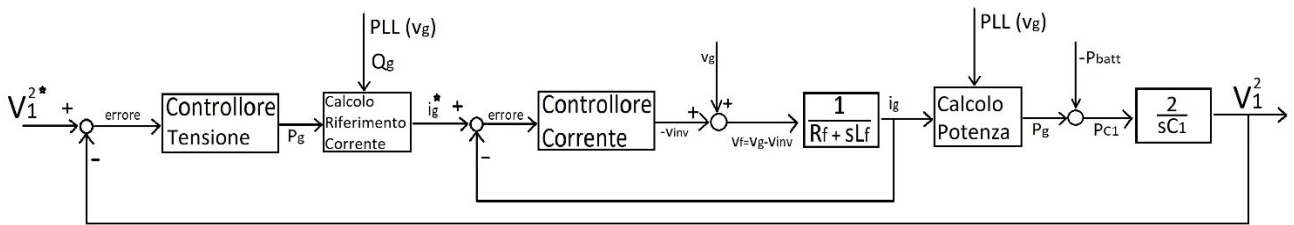


Figura 39. Schema di controllo complessivo dell'AFE connesso a rete. L'anello interno regola la corrente scambiata con la rete, l'anello esterno controlla la tensione sull'HV DC Link.

Importante notare come il controllore di tensione regoli, non la tensione  $V_I$ , ma il quadrato di quest'ultima, a causa del modo in cui è stato definito il sistema da controllare ( $C_I$ ), cioè attraverso la f.d.t. (4.2.8) che lega la potenza entrante nel sistema, proprio al quadrato della tensione in uscita da esso.

Si è così ottenuto un sistema di controllo in cascata, in cui l'anello interno controlla la corrente  $i_g$ , mentre l'anello esterno comanda la tensione  $V_I$ .

Perché il sistema di regolazione funzioni, è fondamentale che l'anello interno sia molto più veloce dell'anello esterno. Questo perché, è il regolatore di tensione a fornire il riferimento per l'anello interno di corrente, quindi, questo riferimento dovrà avere una dinamica più lenta di quella dell'anello interno, perché quest'ultimo possa essere in grado di seguirlo senza ritardi.

Se le dinamiche dei due loop di controllo fossero simili, l'anello interno non sarebbe in grado di far coincidere l'output con il setpoint.

Di norma si sceglie la larghezza di banda dell'anello interno pari ad almeno di un ordine di grandezza superiore alla banda dell'anello esterno.

Definendo le dinamiche dei due sistemi in questo modo, è possibile trascurare la dinamica dell'anello interno di corrente, rispetto a quella dell'anello esterno di tensione: infatti, il sistema interno, sarà talmente veloce agli occhi dell'anello esterno, che il setpoint ( $P_g^*$ , da cui si calcola  $i_g^*$ ) fornito da quest'ultimo, verrà seguito istantaneamente, senza ritardi, da parte dell'anello di corrente e quindi trasmesso direttamente all'output di questo sistema ( $i_g$ , da cui poi viene calcolata  $P_g$ ), con dinamica dunque trascurabile.

Grazie a questa approssimazione, è possibile trascurare le dinamiche che legano  $i_g^*$  a  $i_g$ , considerandole nulle (cioè  $i_g$  è sempre uguale a  $i_g^*$ , senza ritardi), e progettare il controllore di tensione, ignorando l'esistenza di un loop interno di corrente, potendo dunque far riferimento allo

schema di controllo mostrato in figura 38, in cui la variabile di controllo viene direttamente fornita al sistema da controllare.

Si sceglie di utilizzare un controllore P.I., che garantisce un errore a regime nullo, per via del fatto che si controlli una variabile costante ( $V_I$ ), quindi a frequenza nulla.

Considerando dunque la f.d.t. (4.2.8), che lega la variabile controllata alla variabile di controllo, e definita la funzione di trasferimento del controllore, che sarà uguale alla (4.1.11) (viene nominata con un pedice differente, cioè  $G_{cvp}(s)$ , essendo la f.d.t. di un controllore di tensione, che controlla quest'ultima attraverso la potenza), trattandosi sempre di controllore P.I., è possibile calcolare la f.d.t del sistema di controllo in anello aperto:

$$G_{ol}(s) = G_{P_{C_1}}^{V_1^2}(s) * G_{cvp}(s) = \frac{2}{sC_1} k_{pvp} \frac{(s+a)}{s} = \frac{2k_{pvp}s + 2k_{ivp}}{s^2C_1} \quad (4.2.9)$$

per poi ricavare la f.d.t. del sistema in anello chiuso:

$$\begin{aligned} G_{cl}(s) &= \frac{G_{ol}(s)}{1 + G_{ol}(s)} = \frac{\frac{2k_{pvp}s + 2k_{ivp}}{s^2C_1}}{1 + \frac{2k_{pvp}s + 2k_{ivp}}{s^2C_1}} = \frac{\frac{2k_{pvp}s + 2k_{ivp}}{s^2C_1}}{\frac{s^2C_1 + 2k_{pvp}s + 2k_{ivp}}{s^2C_1}} \\ &= \frac{2k_{pvp}s + 2k_{ivp}}{s^2C_1 + 2k_{pvp}s + 2k_{ivp}} = \frac{\frac{2k_{pvp}}{C_1}s + \frac{2k_{ivp}}{C_1}}{s^2 + \frac{2k_{pvp}}{C_1}s + \frac{2k_{ivp}}{C_1}} \end{aligned} \quad (4.2.10)$$

Il calcolo dei coefficienti proporzionale e integrale del regolatore, viene fatto imponendo al sistema in anello chiuso (4.2.10) la dinamica voluta:

- Larghezza di banda di 50 Hz (10 volte inferiore alla larghezza di banda dell'anello interno di corrente), corrispondente a una pulsazione  $\omega_0 = 2\pi 50 = 314,1593 \text{ rad/s}$
- Smorzamento:  $\zeta = \frac{\sqrt{2}}{2}$ . Si sceglie uno smorzamento di tentativo uguale a quello dell'anello di corrente, per poi valutare i *diagrammi di Bode* e la *risposta allo scalino* del sistema in anello chiuso di tensione e verificarne la dinamica, assunto tale valore di smorzamento, per eventualmente modificarlo in caso di *sovraelongazione* o risonanza eccessive.

Si impone ora al sistema in anello chiuso la dinamica stabilita, con l'obiettivo di trovare le costanti integrale e proporzionale, confrontando i coefficienti del denominatore della f.d.t. appena ottenuta, con quelli del generico denominatore del secondo ordine già espresso nella (4.1.15).

Si ottiene:

$$2\zeta\omega_0 = \frac{2k_{pvp}}{C_1}$$

$$k_{pvp} = \zeta\omega_0 C_1 = 0,4887 \quad (4.2.11)$$

$$\omega_0^2 = \frac{2k_{ivp}}{C_1}$$

$$k_{ivp} = \frac{\omega_0^2 C_1}{2} = 108,566 \quad (4.2.12)$$

Si inseriscono i coefficienti ottenuti dalle (4.2.11) e (4.2.12) all'interno della funzione di trasferimento del sistema in anello chiuso, in modo tale da poterne tracciare i *diagrammi di Bode* e la *risposta allo scalino unitario* (figura 40):

$$G_{cl}(s) = \frac{444,273s + 98696,364}{s^2 + 444,273s + 98696,364} \quad (4.2.13)$$

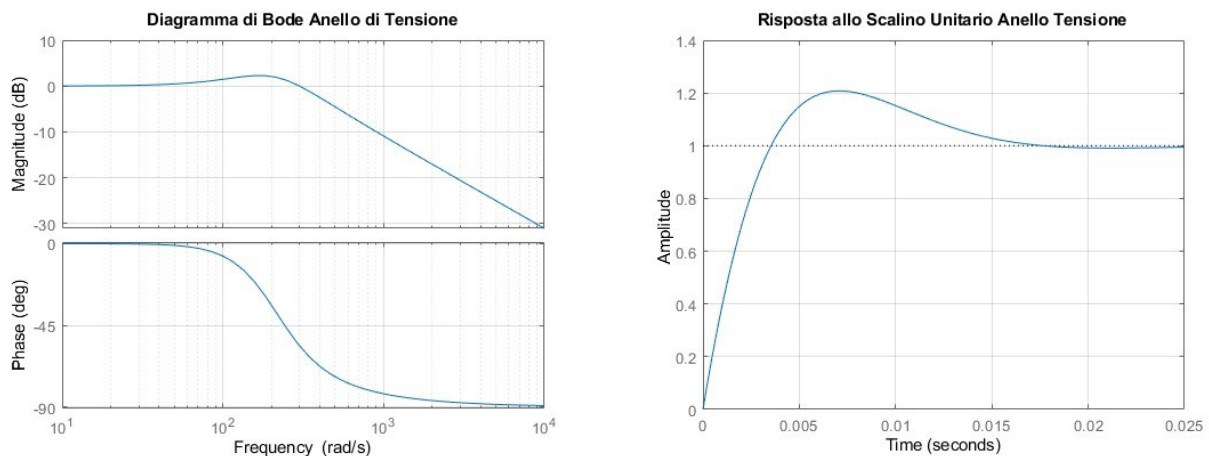


Figura 40. Diagramma di Bode e risposta allo scalino unitario per smorzamento  $\zeta = \frac{\sqrt{2}}{2}$ .

Per uno smorzamento pari a  $\frac{\sqrt{2}}{2}$ , la risposta allo scalino presenta una *sovravelongazione* del 20% oltre il valore di regime, il quale viene ritenuto accettabile. Stabilito tale valore, è possibile scrivere la funzione di trasferimento del controllore *Proporzionale Integrale*:

$$G_{cv}(s) = k_{pvp} + \frac{k_{ivp}}{s} = \frac{k_{pvp}s + k_{ivp}}{s} \quad (4.2.14)$$

$$= \frac{0,4887s + 108,566}{s}$$

Avendo calcolato le funzioni di trasferimento di controllore (4.2.14) e sistema controllato (4.2.8), è possibile rappresentare il sistema complessivo medio attraverso il software MATLAB/Simulink, in modo da poterne testare le performances. Viene implementato dapprima il sistema mostrato in figura 37, in cui il controllore regola la potenza complessiva  $P_{C1}$  entrante nel condensatore: sebbene attraverso questo sistema, venga simulata una condizione differente dalla realtà, esso permette di operare alcune considerazioni sul caricamento del condensatore  $C_1$ . Il sistema è mostrato in figura 41:

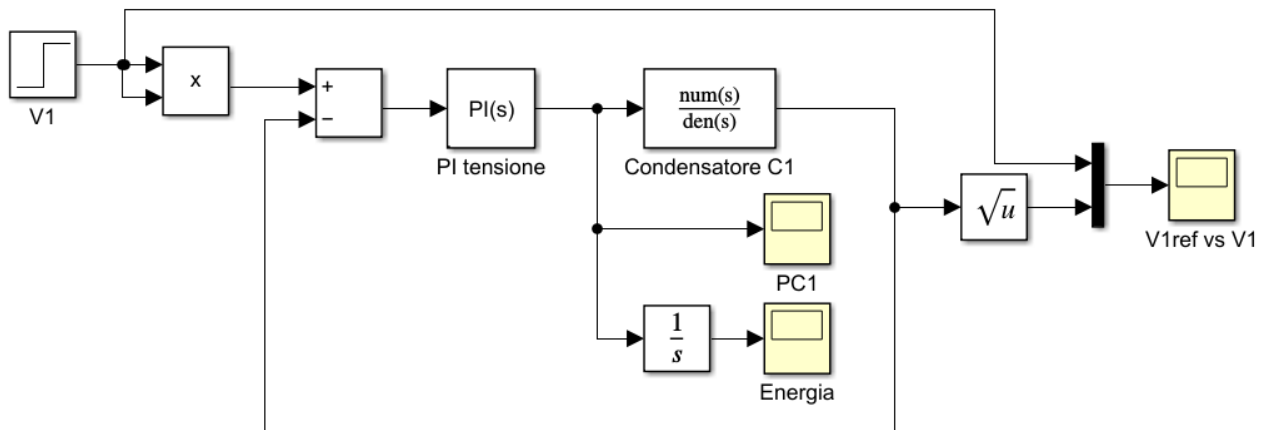


Figura 41. Modello Simulink in cui il P.I. di tensione controlla tutta la potenza entrante nel condensatore.

Il riferimento di tensione continua viene fornito al sistema tramite un gradino inizializzato al tempo  $t = 0,001$  s, per poter meglio apprezzare l'andamento iniziale del transitorio di caricamento del condensatore. Infatti, il controllore, nella configurazione di figura 41, invia la potenza  $P_{C1}$  al condensatore, il quale, partendo da un valore iniziale di tensione nulla ai suoi capi (e quindi energia immagazzinata pari a zero), viene caricato fino ad un valore di tensione pari al riferimento (figura 42).

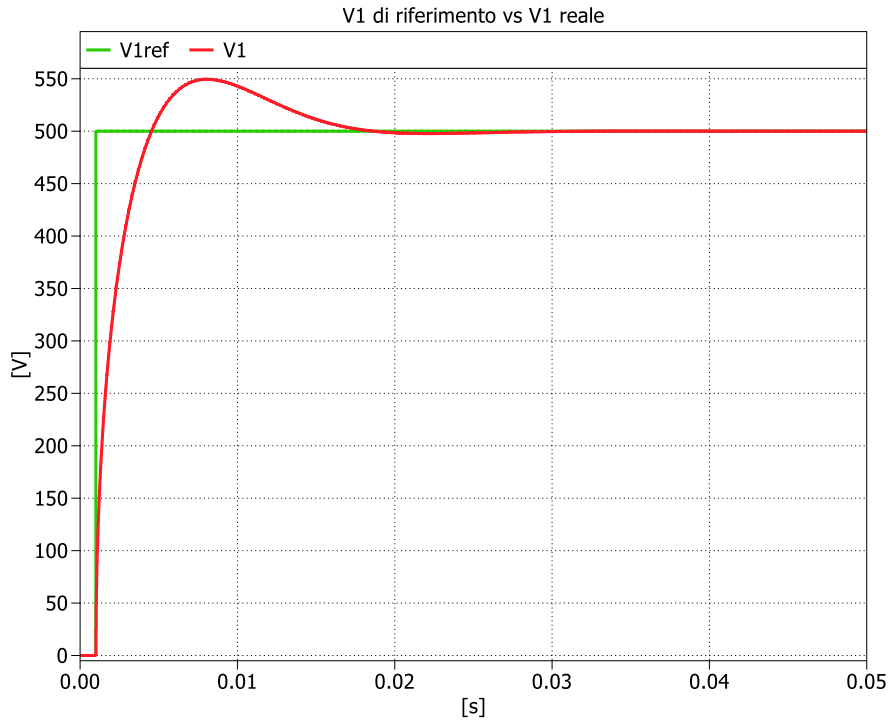


Figura 42. Tensione di riferimento sull'High Voltage DC Link comparata con la tensione reale.

Superato un breve transitorio, la tensione  $V_I$  raggiunge un valore pari a quello del riferimento (500 V). In questo transitorio di carica, è possibile calcolare l'energia necessaria a portare la tensione sul condensatore al valore di riferimento; dalla formula (4.2.5) ne deriva:

$$E_{C1} = \frac{1}{2} C_1 V_1^2 = \frac{1}{2} * 0.0022 * 500^2 = 275 J \quad (4.2.15)$$

È possibile giungere allo stesso risultato utilizzando la (4.2.15), integrando la potenza trasmessa da parte del controllore al condensatore stesso, come fatto in figura 41. Quest'ultima infatti, essendo la potenza atta a portare la tensione sul condensatore da 0 V a 500 V, una volta integrata, darà luogo ad uno scambio di energia, coincidente proprio con quello appena calcolato. Effettivamente, osservando la figura 43, è possibile notare come, il valore di energia accumulata dal condensatore a regime, sia proprio di 275 J.

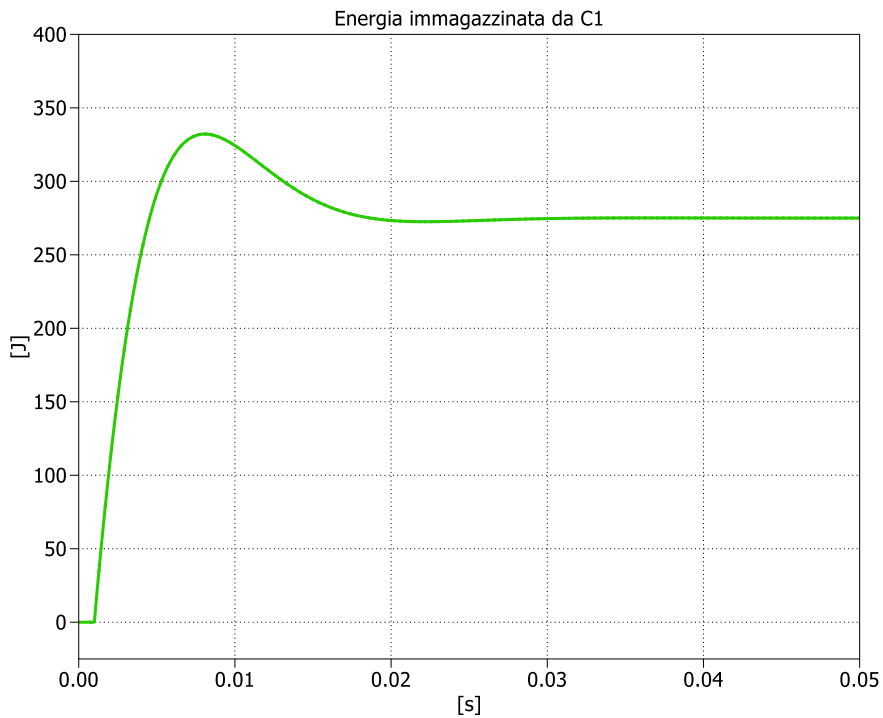


Figura 43. Energia immagazzinata dal condensatore C1 a regime.

Il sistema testè rappresentato, sebbene consenta di apprezzare il transitorio di caricamento di  $C_1$ , non tiene conto dell'assorbimento di potenza da parte della batteria (attraverso il DAB); proprio per questo motivo, è stato modellato in Simulink, anche il sistema che pone questo assorbimento di potenza, come disturbo negativo, all'ingresso del condensatore (figura 44). In questo sistema, il controllore di tensione, regola la potenza assorbita da rete, la quale, una volta sommata alla potenza inviata alla batteria, andrà a definire la potenza risultante trasmessa al condensatore sull'HV DC Link.

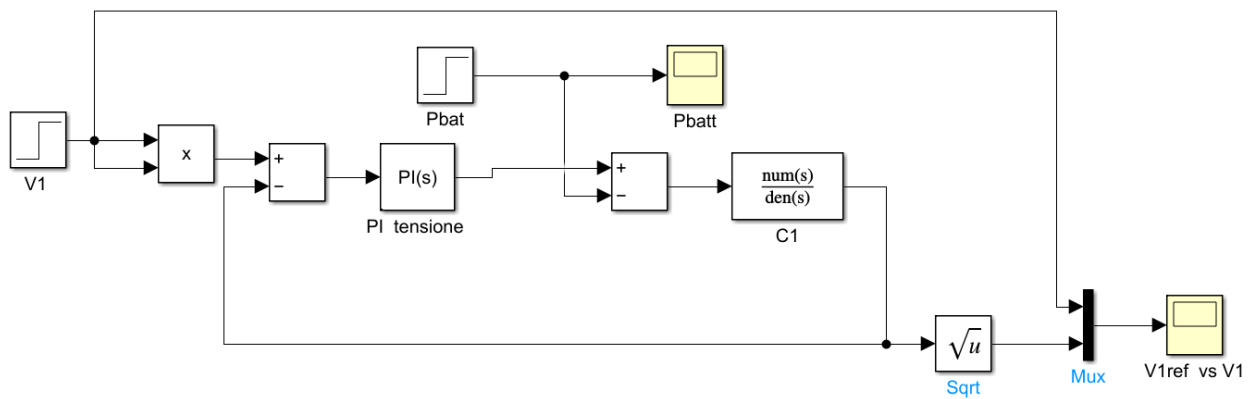


Figura 44. Modello Simulink in cui il P.I. di tensione controlla la potenza assorbita dalla rete.

In simulazione si sono distinte due fasi:



- Una prima fase, da  $t = 0$  s a  $t = 0,1$  s, in cui il condensatore è scarico, e la sua tensione viene portata da 0 V al valore di regime (riferimento), tramite un assorbimento di potenza dalla rete, per mano del controllore di tensione (figura 45);
- Una seconda fase in cui, una volta raggiunto il valore di regime da parte della tensione  $V_I$  (a circa  $t = 0,06$  s), viene attivata la carica della batteria (a transitorio ampiamente concluso, cioè a  $t = 0,1$  s), introducendo dunque il disturbo negativo agente sul condensatore, il quale inizierà ad assorbire una potenza di 3,5 kW (potenza nominale di carica della batteria) dal condensatore stesso, simulando il caricamento della batteria (figura 46). Questa fuoriuscita di energia dal condensatore, determinerà un abbassamento della tensione media sullo stesso, che verrà limitata e immediatamente interrotta da parte del controllore di tensione, il quale comanderà un assorbimento di potenza da rete atto a riportare il valore di tensione sull'HV DC Link al valore di riferimento e trasmettere la corretta quantità di potenza al fine di bilanciare la potenza di caricamento della batteria, per mantenere il più possibile la tensione  $V_I$  stabile al valore di riferimento.

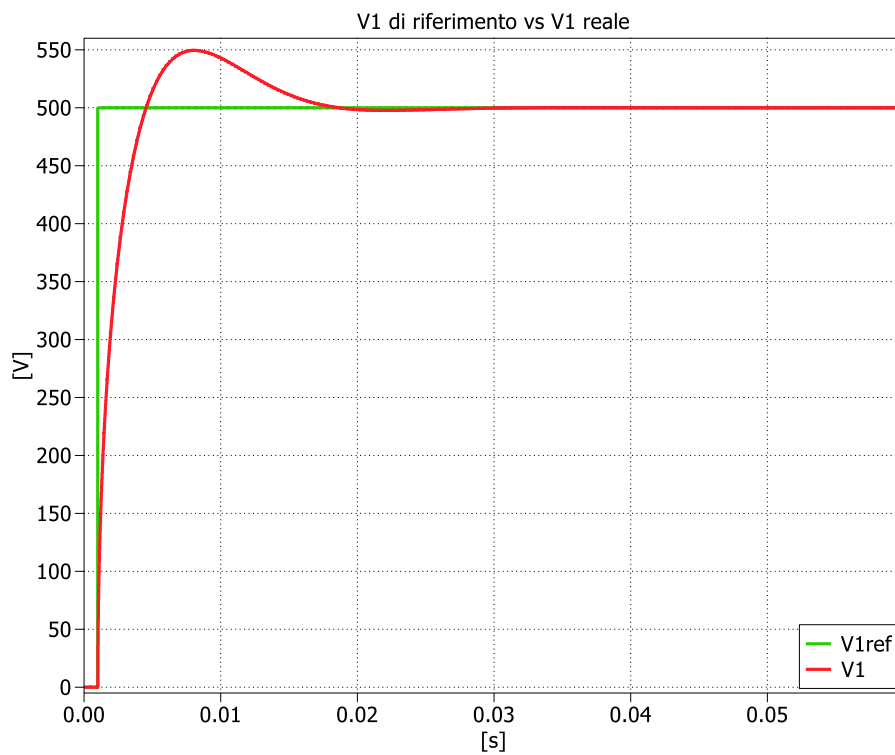


Figura 45. Fase di caricamento del condensatore

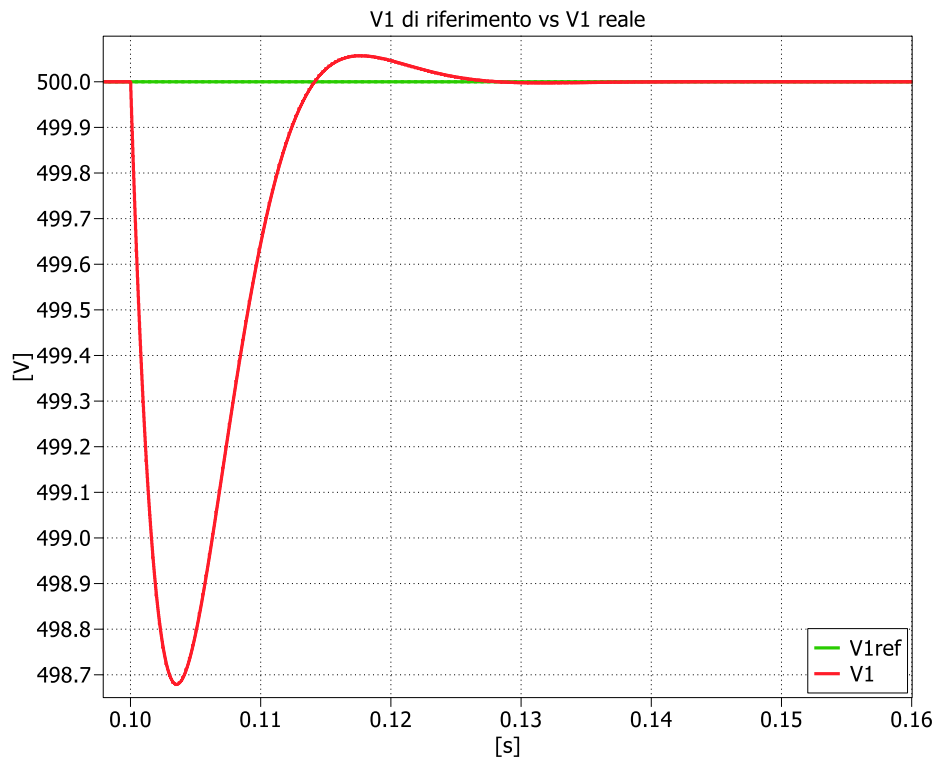


Figura 46. Fase di assorbimento di potenza da parte della batteria

Rimane da considerare l'output di potenza assorbita dalla rete e fornita dal controllore di tensione in fase di caricamento del condensatore: com'è possibile notare dalla figura 47, esso presenta valori molto elevati all'inizio del transitorio (120 kW), intervallo di tempo in cui l'errore tra setpoint e variabile controllata risulta essere il più grande. Per questo motivo, si ritiene necessario valutare una configurazione del sistema, in cui l'uscita del P.I. viene fatta saturare ad un valore limite, attraverso un filtro Anti-Windup.

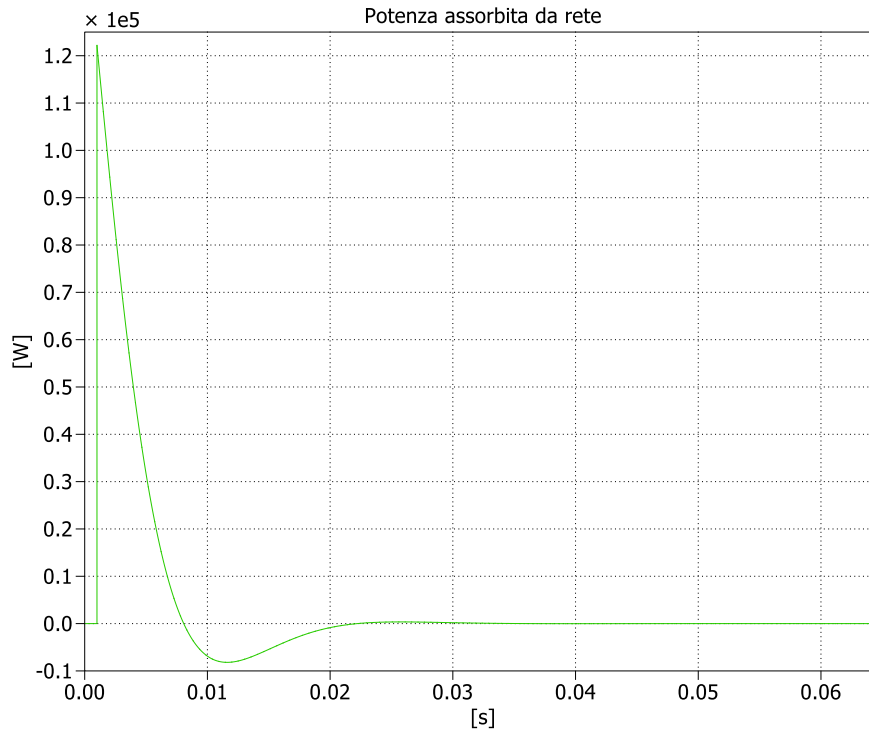


Figura 47. Potenza da assorbire da rete, comunicata dal controllore di tensione.

Si decide di impostare la saturazione della potenza, al valore limite consentito dal DAB pari a 6 kW.

Di seguito si riporta il confronto tra, la potenza in uscita dal controllore di tensione, con e senza saturazione (figura 48), e l'andamento della tensione  $V_l$  durante la fase di caricamento del condensatore, nelle configurazioni con e senza saturazione (figura 49). Ovviamente, nel sistema che presenta la saturazione in uscita dal controllore, la variabile controllata impiegherà più tempo per arrivare a regime, proprio a causa del fatto che i valori assumibili dalla variabile di controllo vengono limitati.

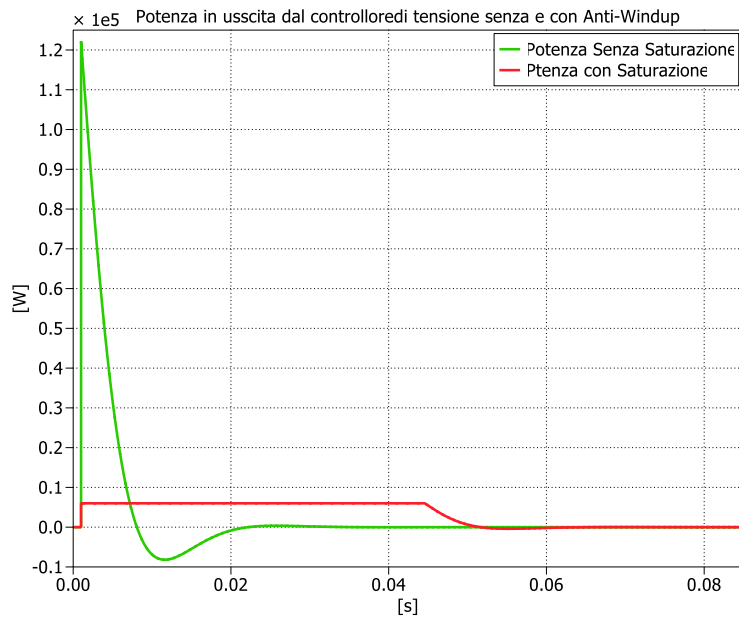


Figura 48. Potenza in uscita dal controllore di tensione senza e con saturazione.

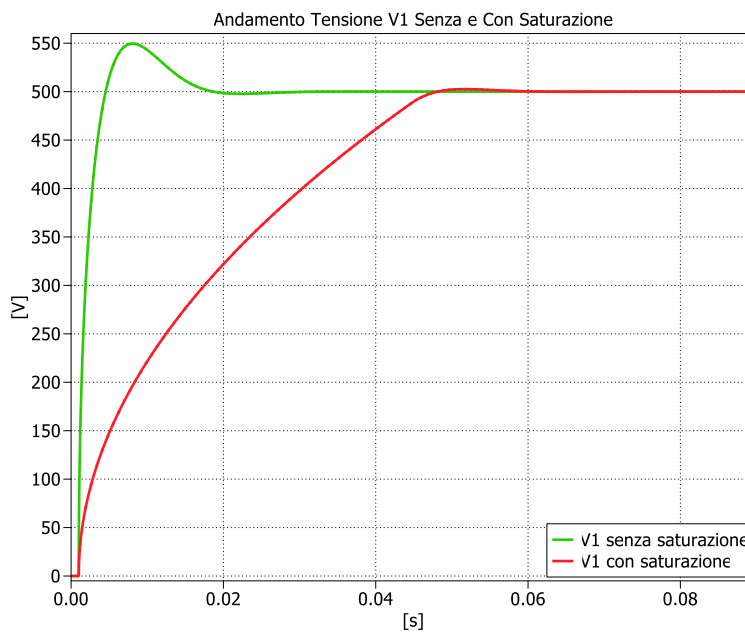


Figura 49. Tensione sull' HVDC Link senza e con saturazione.

Infine, viene simulato il sistema complessivo, in cui si considera anche la dinamica dell'anello di corrente, attraverso un modello Simulink, contenente entrambi gli anelli di controllo: il valore di potenza da prelevare da rete fornito dal controllore di tensione, non viene più comunicato direttamente al condensatore, bensì viene utilizzato per calcolare il riferimento di corrente per l'anello di controllo interno, atto a scambiare la potenza definita. In questo modo, l'anello di corrente interno renderà

possibile l'assorbimento da rete di una corrente che farà circolare nel sistema la potenza stabilita dal controllore di tensione.

La simulazione in esame ha l'obiettivo di verificare se, con la larghezza di banda impostata per il controllore esterno di tensione, la dinamica dell'anello interno sia effettivamente trascurabile, rispetto a quella dell'anello esterno e quindi, verificare che l'anello interno di corrente riesca a seguire il riferimento imposto dall'anello esterno di tensione.

Il sistema simulato è rappresentato in figura 50: dapprima, si utilizza la configurazione in cui il controllore di tensione non presenta alcuna saturazione dell'uscita. In questa versione del sistema, l'anello interno non è in grado di seguire le dinamiche del riferimento imposte dall'anello esterno; infatti, dopo pochi istanti di simulazione, il riferimento impostato dal controllore di tensione ( $P_g^*$ ) inizia ad oscillare, con ampiezza sempre più grande, tendente all'infinito (figura 51), che porta quindi anche ad un'esplosione delle variabili controllate.

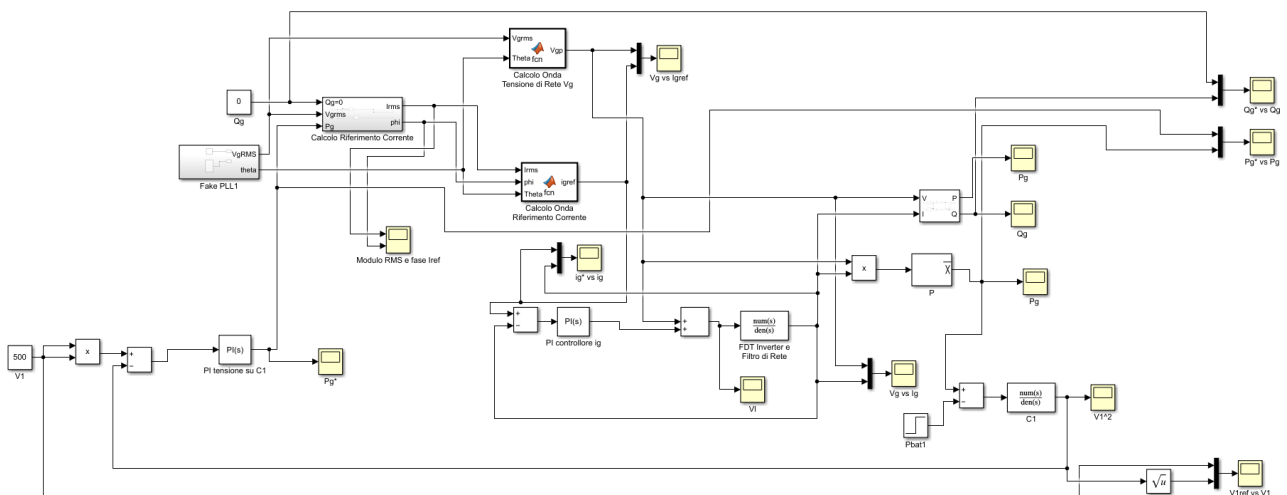


Figura 50. Modello Simulink dell'anello di tensione esterno con l'anello di corrente interno.

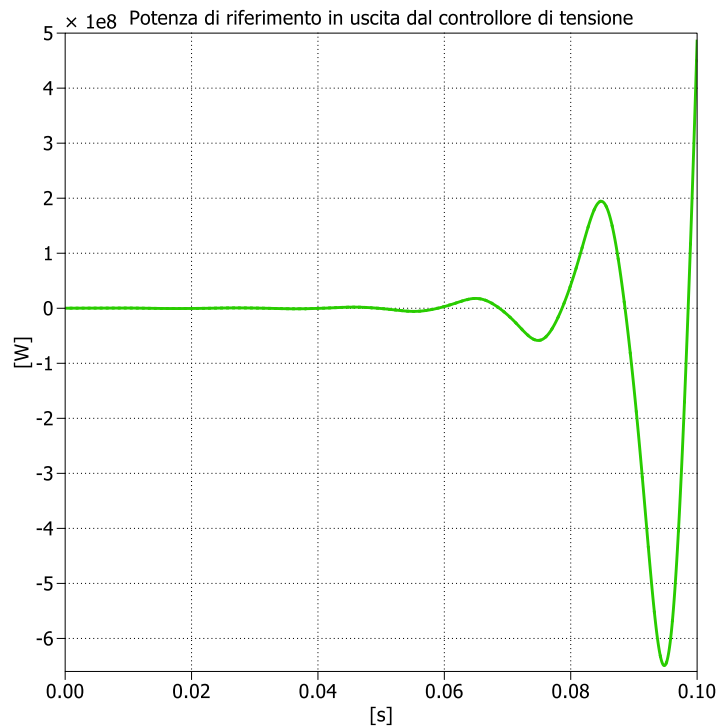


Figura 51. Potenza di riferimento in uscita dal controllore di tensione

Tutto ciò accade a causa di una larghezza di banda eccessivamente grande del controllore di tensione, rispetto a quella dell'anello corrente: infatti, dall'equazione (4.2.12), è possibile notare come la costante integrale del controllore sia direttamente legata alla larghezza di banda del sistema in anello chiuso; dunque, una larghezza di banda elevata è sintomo di una costante integrale del controllore di tensione alquanto grande, con conseguente elevato accumulo di errore per merito della parte integrale del controllore stesso, accumulo che aumenta di ciclo in ciclo, fino a tendere all'infinito. Questo accumulo smodato di errore fa sì che l'uscita del controllore di tensione vari repentinamente, acquisendo valori elevati in modo rapido, rendendo quindi impossibile, al controllore di corrente, seguire questo riferimento.

Tra le modalità disponibili per risolvere il problema, viene valutato dapprima l'utilizzo di un filtro Anti-Windup sull'uscita del controllore di tensione, in modo da limitare le ampiezze delle oscillazioni di quest'ultima, impedendo loro di tendere all'infinito. Tale approccio è stato implementato in simulazione.

Sebbene le ampiezze delle oscillazioni vengano effettivamente limitate dalla saturazione (figura 52), queste non scompaiono a regime, determinando un'uscita del controllore di tensione che varia in continuazione in modo periodico tra i due limiti imposti dalla saturazione (6 kW e -6 kW). Tutto ciò accade per via del fatto che non è stata inibita la natura del controllore di tensione ad accumulare in

maniera smodata l'errore, ma viene soltanto limitata l'uscita, lasciando invariata questa peculiarità del controllo esterno.

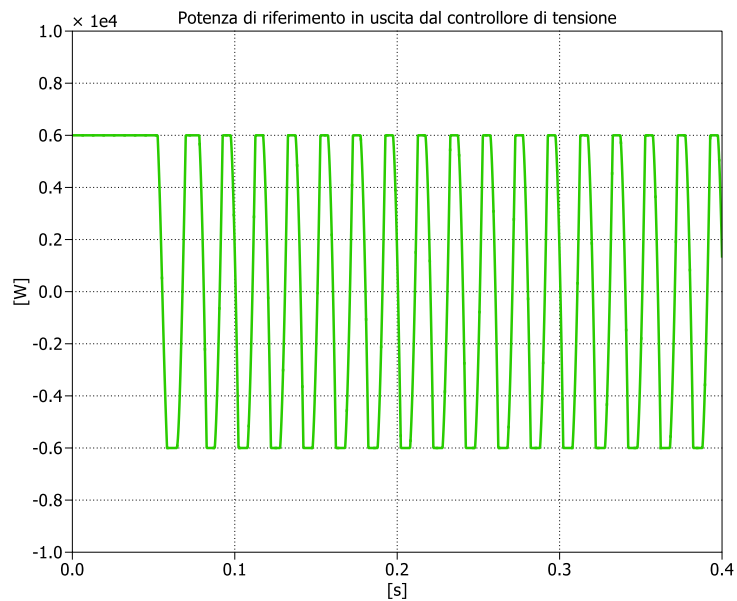


Figura 52. Potenza di riferimento in uscita dal controllore di tensione limitata con filtro Anti-Windup.

Tutto ciò si traduce in una variabile controllata che non raggiunge esattamente il valore di riferimento a regime, ma semplicemente oscilla intorno ad esso (figura 53).

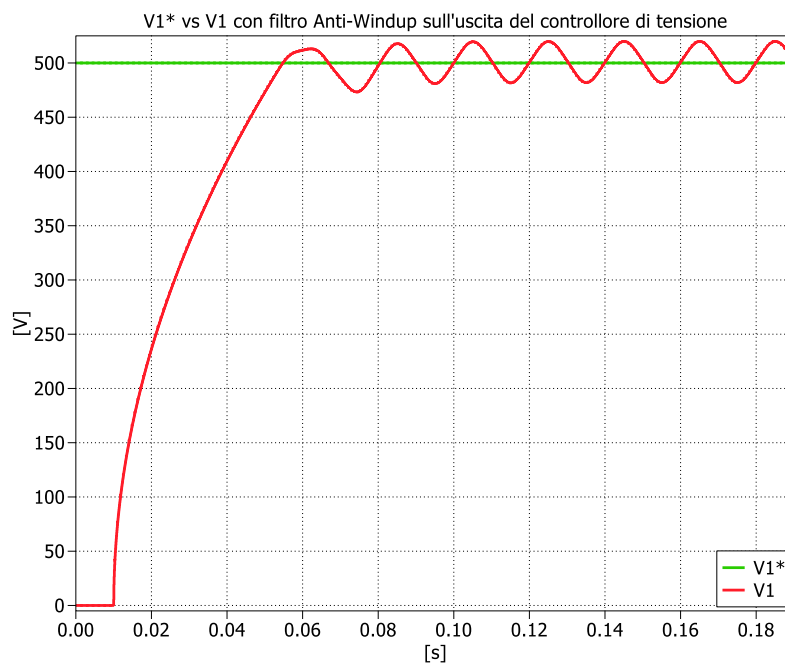


Figura 53.  $V1^*$  confrontata con  $V1$ , con filtro Anti-Windup sull'uscita del controllore di tensione

L'unica modalità per annullare l'errore dunque, è quella di ridurre la larghezza di banda dell'anello esterno in modo tale che il controllore di tensione produca un riferimento che sia seguibile dall'anello interno. In altre parole, riducendo la larghezza di banda dell'anello esterno, è possibile diminuire la costante integrale del controllore, riducendo quindi la sua attinenza ad accumulare in modo considerevole l'errore attraverso la parte integrale. Grazie a ciò, il segnale di riferimento prodotto in uscita sarà meno rapido nelle variazioni, e quindi più seguibile dall'anello interno.

Dopo vari tentativi, si è individuata una larghezza di banda ottimale per l'anello di tensione di 70 rad/s, che porta ad ottenere attraverso la (4.2.11) e la (4.2.12) i seguenti coefficienti per il controllore:

- $k_p = \zeta \omega_0 C_1 = 0,1$
- $k_i = \frac{\omega_0^2 C_1}{2} = 5$

Con un regolatore della tensione di questo tipo, l'anello interno è in grado di seguire il riferimento imposto da quest'ultimo: infatti il sistema di controllo della tensione sull'HV DC Link avviene in modo corretto.

In figura 54, è possibile osservare l'andamento della variabile controllata confrontato con il riferimento: superato il transitorio di caricamento del condensatore, a  $t = 0,16$  s, viene attivato il disturbo simulante la carica della batteria, sotto forma di gradino che agisce negativamente sulla potenza fluente nel condensatore  $C_1$ . A questo punto, a seguito di una riduzione della tensione sull'HV DC Link, il regolatore di tensione interviene fornendo un valore di potenza attiva atto a riportare  $V_l$  al valore di riferimento, e a fornire la corretta quantità di potenza prelevata da rete, che andrà ad alimentare la batteria bilanciando  $P_{batt}$  (figura 55).



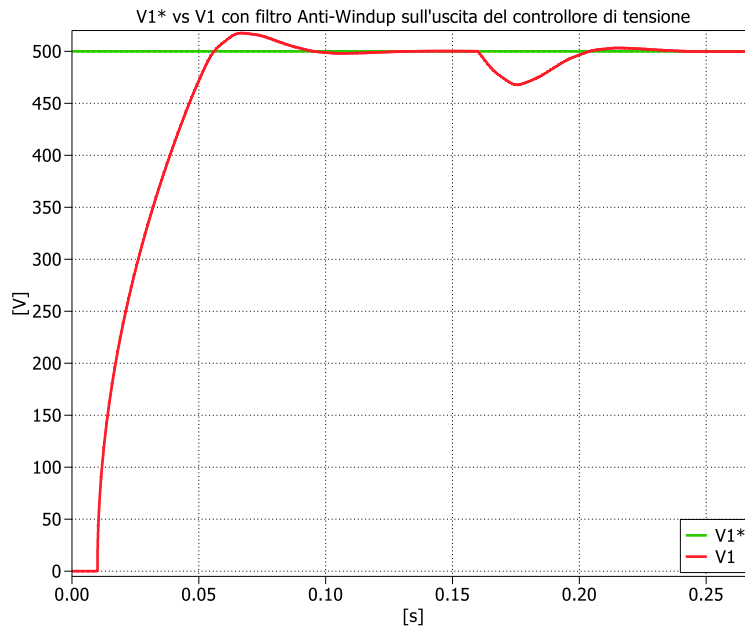


Figura 54.  $V1^*$  comparata con  $V1$ , con filtro Anti-Windup sull'uscita del controllore di tensione

Il sistema utilizzato fa ancora impiego della saturazione in uscita dal controllore di tensione, con l'obiettivo di limitare il valore di potenza impiegato all'inizio del transitorio per il caricamento del condensatore, per portare quest'ultimo da 0 V a 500V, al fine di evitare correnti troppo elevate all'interno del sistema. Occorre comunque sottolineare che, in una situazione reale, la precarica del condensatore per un convertitore di tipo AFE connesso a rete non è così semplice, ma consiste in una apposita procedura che (generalmente) prevede l'utilizzo di un resistore di precarica il quale risulterà escluso dal circuito una volta completata l'energizzazione del banco condensatori.

Infine, è possibile notare dalla figura 55, come la potenza attiva prelevata da rete da parte dell'anello di corrente, sia leggermente in ritardo rispetto al valore di riferimento stabilito dal controllore di tensione, a causa delle dinamiche del controllo di corrente stesso trascurate in sede di progetto del controllore di tensione (sfasamento tra  $i_g^*$  e  $i_g$ , per via dell'utilizzo di un controllore PI per regolare una grandezza a frequenza non nulla), e a causa della presenza di un filtro induttivo, che limita i transitori della corrente, e quindi anche quelli dello scambio di potenza derivante da quest'ultima.

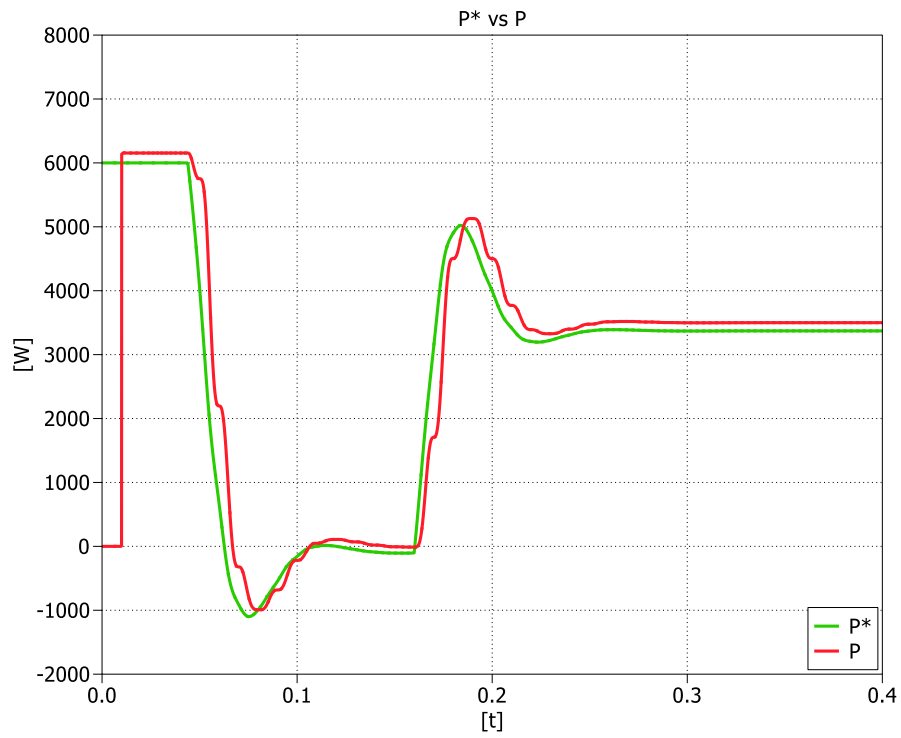


Figura 55. Potenza attiva di riferimento in uscita dal controllore di tensione paragonata con la potenza attiva realmente prelevata da rete.

### 4.3 Design Controllore di Tensione Attraverso il Bilancio di Corrente al DC-Link

Nel capitolo precedente si è progettato un sistema di controllo atto regolare la tensione sull'HV DC Link, attraverso la potenza scambiata con la rete. Infatti, come già analizzato, mediante il bilancio di potenze sul condensatore C1, è possibile ottenere la potenza entrante in esso, e regolarla per gestire la quantità di energia immagazzinata dal dispositivo, al fine di portare la tensione V1 al valore stabilito.

È possibile operare un bilancio analogo, considerando le correnti agenti sul condensatore: facendo riferimento alla figura 56, si scrive la KCL al nodo A, ottenendo un'equazione molto simile a quella ottenuta attraverso il bilancio delle potenze nella (4.2.4):

$$I_1 - I_{C1} - I_{DAB} = 0$$

$$I_{C1} = I_1 - I_{DAB} \quad (4.3.1)$$

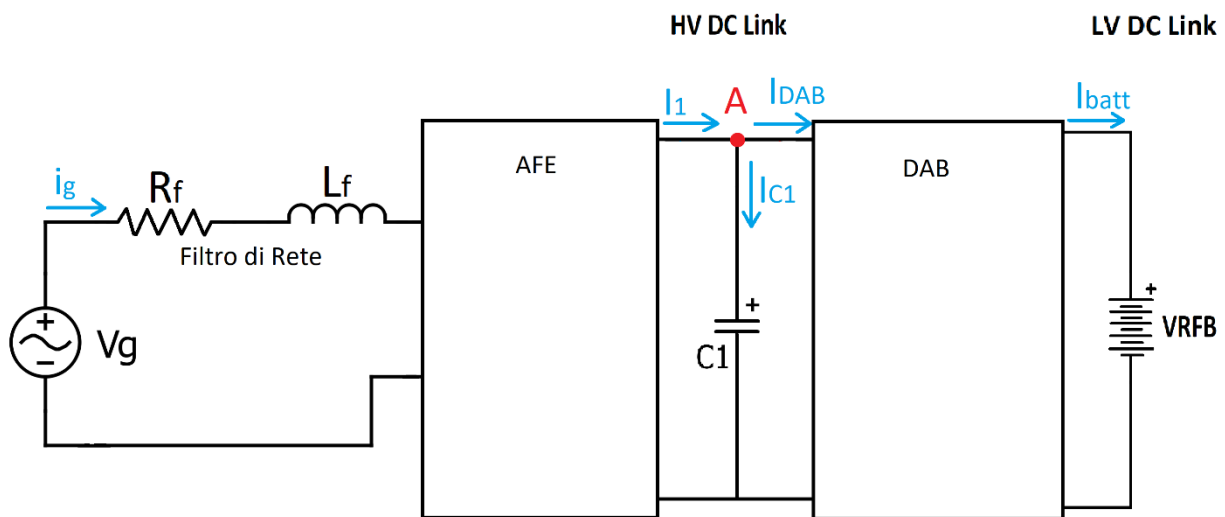


Figura 56. Correnti circolanti nel convertitore.

$I_1$  è la corrente uscente dall'AFE, ottenuta dal raddrizzamento di  $i_g$ , da parte dell'AFE stesso.  $I_{DAB}$  è la corrente continua in ingresso al DAB, che andrà quindi a caricare la batteria.  $I_{C1}$  è la corrente in ingresso al condensatore, derivante dal bilancio tra  $I_1$  e  $I_{DAB}$ .

Nell'analisi che segue, si considerano solo le armoniche fondamentali delle grandezze in esame, per via del fatto che, come già detto in precedenza, se i filtri sono ben progettati, i ripple di corrente e di

tensione sono trascurabili, rendendo quindi importante, ai fini della regolazione degli scambi energetici di maggiore entità, il controllo delle sole armoniche fondamentali delle grandezze in gioco.

Attraverso la legge di ohm del condensatore (4.3.2), è possibile, come fatto in maniera analoga per l'energia nel capitolo precedente (4.2.5), ricavare un legame tra la quantità di carica accumulata in esso e la tensione ai suoi capi:

$$I_{C1}(t) = C_1 \frac{dV_1(t)}{dt} \quad (4.3.2)$$

$$\int I_{C1}(t)dt = C_1 \int \frac{dV_1(t)}{dt} dt$$

$$\Delta Q_{C1} = C_1 \Delta V_1 \quad (4.3.3)$$

È d'immediata comprensione, attraverso la (4.3.3), come sia possibile controllare la tensione ai capi del condensatore, cioè non solo attraverso l'energia, come fatto nel capitolo precedente, ma anche attraverso la carica accumulata in esso, e quindi attraverso la corrente in ingresso a quest'ultimo.

Si ritiene dunque opportuno, valutare una modalità di controllo di questo tipo, con l'obiettivo di valutarne l'efficacia, rispetto al sistema di controllo già delineato.

Un preliminare schema di controllo della tensione  $V_1$  attraverso la corrente (figura 57), nella forma più semplice, è costituito da un regolatore che misura la tensione sull'HV DC link, la confronta con il riferimento, e restituisce il valore di corrente  $I_{C1}$  necessaria a caricare o scaricare il condensatore, al fine di raggiungere la quantità di carica atta a stabilire la tensione  $V_1$  ai suoi capi.

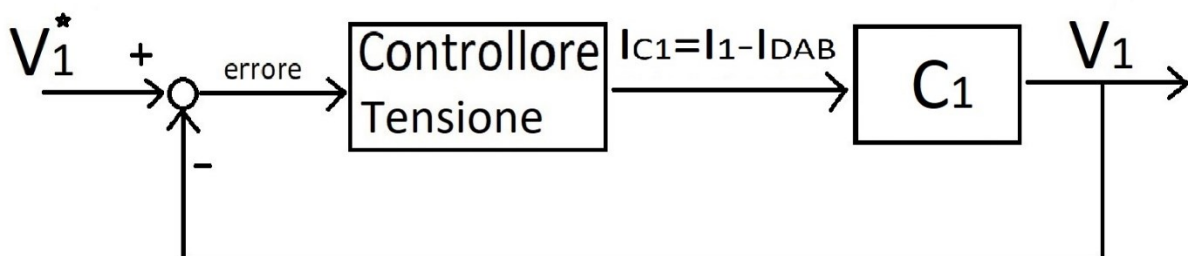


Figura 57. Controllo della tensione  $V_1$  attraverso la corrente in ingresso al condensatore.

Risulta indispensabile operare una considerazione sul sistema appena descritto: come avveniva per il controllo della tensione attraverso la potenza, il regolatore mostrato in figura 57, in un sistema reale, non può agire direttamente sulla corrente in ingresso al condensatore, dal momento che, quest'ultima, è il risultato dell'unione di due contributi, come possibile osservare nel bilancio descritto dall'equazione (4.3.1). Il controllore di tensione infatti, non può regolare la corrente in ingresso al DAB, la quale dipenderà dalla potenza veicolata alla batteria da quest'ultimo, e quindi dal sistema di controllo del DAB stesso. Ecco perché, come fatto in precedenza per la potenza, anche in questo sistema di controllo, la corrente assorbita dal DAB, volta a caricare la batteria, verrà posta come disturbo negativo in ingresso al condensatore, ottenendo uno schema di controllo più esatto (figura 58); il segno "meno" deriva dal fatto che questa corrente agisca in modo negativo sul condensatore, e cioè sia uscente da quest'ultimo, perché tratta dal DAB, diminuendo dunque la carica immagazzinata da  $C_1$ , e quindi la tensione ai suoi capi. Questo disturbo negativo " $-I_{DAB}$ ", rappresenta quindi la corrente impiegata per il caricamento della batteria, ed è dunque strettamente legata alla potenza  $P_{batt}$ .

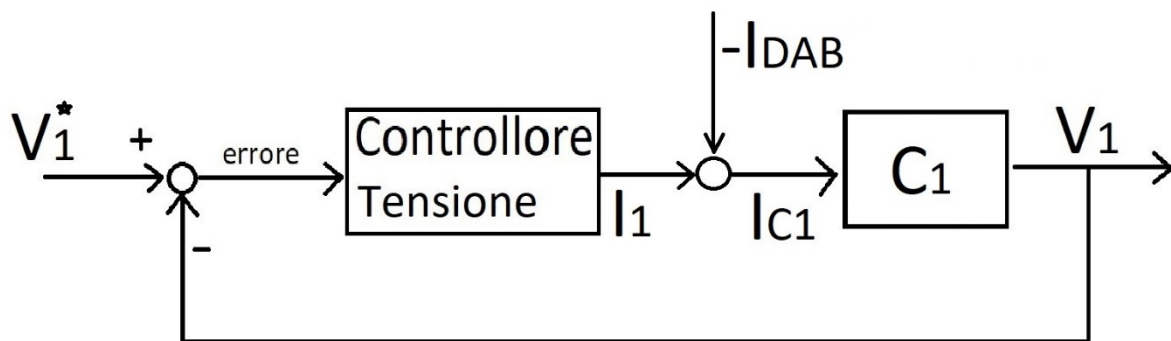


Figura 58. Controllo della tensione  $V_1$  attraverso la corrente raddrizzata dall'AFE.

Nel nuovo schema di controllo delineato, il controllore di tensione, fornisce quindi un valore di corrente continua che, una volta sommata alla corrente prelevata dal DAB, andrà a definire il bilancio, la cui risultante è proprio la corrente in ingresso o uscita dal condensatore, atta a mantenere stabile la tensione ai capi di quest'ultimo. Questo valore di corrente fornito dal controllore è la corrente  $I_1$  in uscita dall'AFE. Essa deriva dalla corrente  $i_g$  (prelevata da rete), che subisce gli effetti di essere raddrizzata da parte dell'AFE.

Da quest'ultima considerazione è possibile capire come, il controllore di tensione, non possa agire direttamente sul valore della corrente  $I_1$  in uscita dall'AFE, ma debba controllare quest'ultima in maniera indiretta attraverso l'anello interno di corrente, essendo  $I_1$  il risultato della corrente  $i_g$  raddrizzata. Infatti, in un sistema più verosimile, il controllore di tensione, al fine di regolare la tensione  $V_1$ , definirà il valore di  $i_g$  che, una volta assorbito da rete e raddrizzato dall'AFE, corrisponderà al valore di corrente raddrizzata  $I_1$  necessaria a fluire nel DAB per giungere alla batteria e nel contempo caricare o scaricare il condensatore  $C_1$ , come definito dalla (4.3.1).

È possibile operare un paragone con il sistema di controllo della tensione sull'HV DC Link delineato nel capitolo precedente. Questo sistema, non potendo agire sulla potenza direttamente assorbita dal condensatore, definiva un valore di potenza attiva da prelevare dalla rete, da cui veniva calcolato il valore di riferimento della corrente  $i_g$  per l'anello di controllo interno, atto a scambiare quella potenza.

Ora, in maniera quasi analoga, il controllore di tensione, definisce un valore di corrente  $i_g$  alternata da utilizzare come riferimento per il sistema di controllo interno (l'anello di corrente definito nel capitolo 4.1). Questo sistema interno di regolazione, preleverà da rete la corrente alternata così stabilita, la quale, una volta attraversato l'AFE, verrà raddrizzata diventando la corrente  $I_1$  necessaria a partecipare al bilancio (4.3.1), la cui risultante sarà la corrente continua in ingresso al condensatore necessaria alla regolazione della tensione ai suoi capi. Il sistema preliminare appena descritto è mostrato in figura 59.

L'unica differenza tra i due sistemi (quello della potenza del capitolo precedente, è quello della corrente appena descritto), sta nel calcolo del riferimento  $i_g^*$  per l'anello di corrente: infatti, se prima era essenziale un sistema di calcolo che permettesse di ottenere  $i_g^*$  a partire da  $P_g^*$ , ora, tale sistema non è più necessario, per via del fatto che l'anello di tensione appena definito fornisca direttamente il valore di riferimento per il controllo di corrente in cascata.

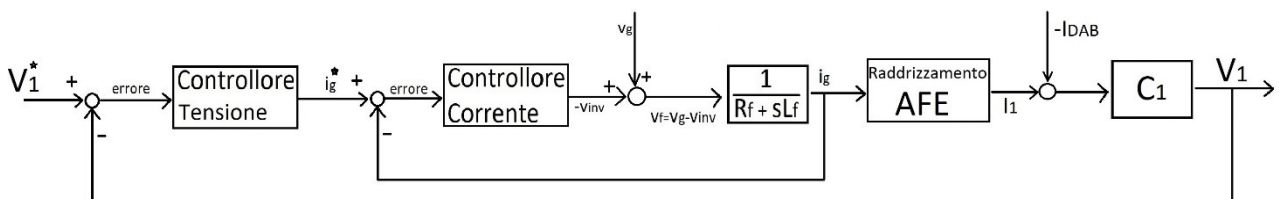


Figura 59. Schema preliminare di controllo della tensione  $V_1$ , attraverso il valore di corrente  $i_g$  assorbita da rete.

Per progettare un controllore di questo tipo, è necessario modellare il sistema controllato (condensatore) attraverso una funzione di trasferimento che leghi la variabile controllata ( $V_1$ ) alla variabile di controllo ( $i_g$ ). Una f.d.t. di questo tipo non è immediata da realizzare, per via del fatto che esprima il legame tra due grandezze di differente tipologia (una grandezza AC all'ingresso dell'AFE e una DC all'uscita dello stesso).

Infatti, sebbene possa risultare immediato esprimere il legame tra  $I_1$  e  $V_1$  (entrambe continue) attraverso la KCL (4.3.1) e la legge di ohm (4.3.2) del condensatore, ottenendo la (4.3.3) come mostrato dei calcoli riportati in seguito, la funzione di trasferimento a cui si giunge, trasformando nel dominio di Laplace (4.3.5), non è quella del sistema che si intende controllare: infatti l'ingresso di quest'ultima non dovrebbe essere rappresentato dalla corrente  $I_1$ , bensì dalla corrente  $i_g$ , essendo proprio la corrente assorbita da rete, la variabile di controllo, e quindi il valore che si intende regolare attraverso l'anello interno di corrente, al fine di ottenere la  $I_1$  raddrizzata in uscita dall'AFE che stabilizzi la tensione  $V_1$ .

$$I_1(t) - I_{DAB}(t) = C_1 \frac{dV_1(t)}{dt} \quad (4.3.4)$$

Trasformando nel dominio di Laplace:

$$sV_1(s)C_1 = I_1(s) - I_{DAB}(s)$$

$$\frac{V_1(s)}{I_1(s) - I_{DAB}(s)} = \frac{1}{sC_1} = G_{I_1}^{V_1}(s) \quad (4.3.5)$$

Considerando che il controllore di tensione regoli  $V_1$  in maniera indiretta tramite  $i_g$  (e non in maniera diretta tramite  $I_1$ ), per riuscire a progettare un regolatore di questo tipo, è necessario giungere alla funzione di trasferimento del tipo  $\frac{V_1(s)}{i_g(s)}$ , rappresentante il legame tra la variabile controllata e la variabile di controllo.

Rimane però importante sottolineare che  $I_1$  e  $i_g$  siano legate l'una all'altra, per via del fatto che la prima, derivi dalla seconda, conseguentemente al raddrizzamento attuato dell'AFE. Si ritiene quindi necessario ricavare un'espressione che consenta di comprendere il legame intercorrente tra le due, cioè che consenta di legare le grandezze del "lato alternata" dell'AFE alle grandezze del "lato

continua” del medesimo, per capire in che modo il controllo di  $i_g$  permetta di regolare  $I_1$ , con l’obiettivo di ricavare la funzione di trasferimento necessaria a progettare il controllore.

Infatti, solo una volta trovato il collegamento tra le due correnti, sarà possibile rimpiazzare il termine  $I_1$  della (4.3.5) con la relazione trovata, ottenendo così la correlazione tra  $i_g$  e la variabile controllata.

Per descrivere il nesso che accomuna le grandezze elettriche sui due lati dell’inverter (“lato AC” e “lato DC”), e in particolare le armoniche fondamentali di queste, che sono le entità che si è interessati a controllare, è possibile ricorrere ad una modellazione di tipo “*Average*” del dispositivo. In particolare, si fa riferimento alle metodologie di calcolo adottate in [9], [10], [11], [12], per quanto riguarda le tecniche di “*Averaging*”, e alla modellazione di tipo “*Switching*” mostrata in [15]. Questo perché, sempre considerando che l’approccio adottato in questa tesi per la progettazione del sistema di controllo è quello basato sulle f.d.t., e quindi l’impiego di sistemi LTI, è necessario ricavare una relazione tra la corrente di rete e quella raddrizzata che sia lineare. Il comportamento dell’AFE (e in generale di qualunque altro sistema che contenga dispositivi che commutano) non è lineare. La tecnica dell’*Averaging* permette di ottenere un sistema ai piccoli segnali che risulta essere lineare, e quindi adatto a questa analisi.

Innanzitutto è fondamentale comprendere la topologia dell’inverter (figura 60), e il modo in cui viene modulato. Esso è costituito da due mezzi ponti (*Half-Bridges*), collegati in parallelo, i semiconduttori dei quali (in questo specifico caso IGBT), sono comandati attraverso un segnale applicato ai gate degli stessi, in modo complementare per i semiconduttori di potenza di ciascun Half-Bridge (HB). Si considera dapprima, per la trattazione in esame, una modulazione indipendente per ciascuno dei due HB, considerando inizialmente il solo HB 1 (in riferimento a figura 60).



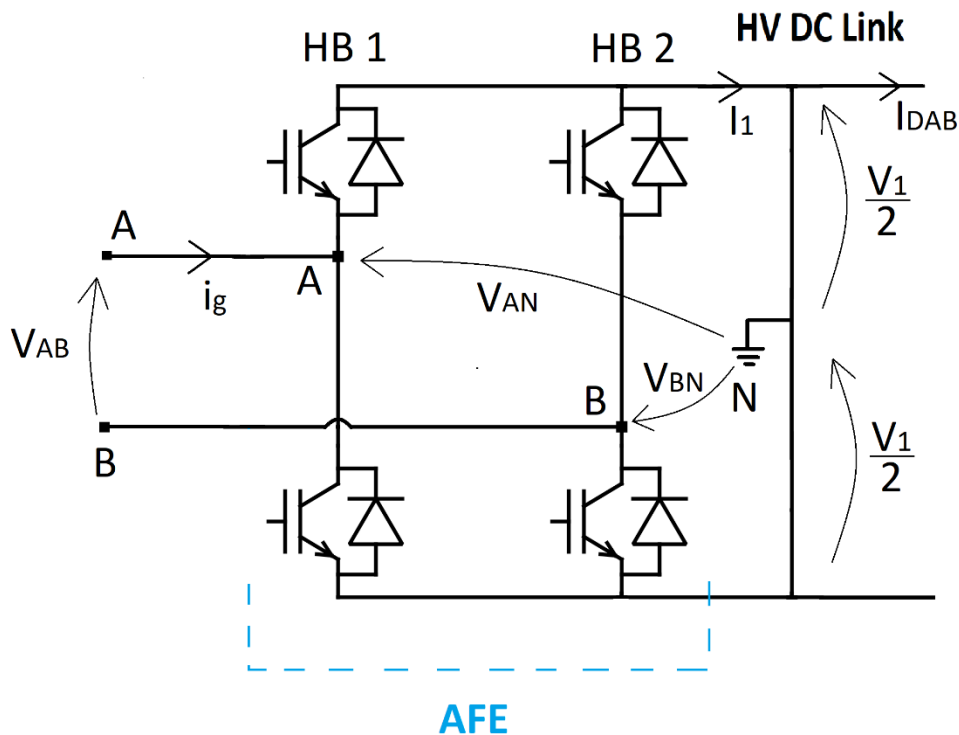


Figura 60. AFE per la modellazione Average con il punto comune di riferimento per i calcoli delle tensioni presa a metà della tensione sull'HV DC Link, cioè a metà della  $V_1$ ;  $v_{AB}(t) = v_{inv}(t)$ .

Il segnale inviato al gate, derivante dalla modulazione, in generale assume solamente due valori logici (“1” per  $m_1(t) > c(t)$ , o “0” per  $m_1(t) < c(t)$ ), e viene generato attraverso la comparazione di una portante  $c(t)$  (forma d’onda triangolare compresa anch’essa tra i valori massimo e minimo di “1” e “0”) e una modulante  $m(t)$  sinusoidale, che viene calcolata a partire dal segnale di riferimento ( $\overline{v_{AN}^*}(t)$ ) che si intende generare nell’armonica fondamentale ( $\overline{v_{AN}}(t)$ ) della tensione alternata a onda quadra ( $v_{AN}(t)$ ) in uscita dall’HB 1. Quest’uscita  $v_{AN}(t)$  potrà assumere solo due valori:  $-\frac{V_1}{2}$  e  $\frac{V_1}{2}$ . Tutto ciò a causa dello switching dei semiconduttori di potenza (in conduzione quando il segnale logico al gate assume il valore “1”), e di come è preso il punto a potenziale nullo, rispetto al quale misurare la tensione d’uscita, cioè il punto “N” a metà della tensione continua  $V_1$  ai morsetti “lato DC” dell’inverter.

Da ciò deriva che, anche il segnale di riferimento con cui modulare l’inverter, dovrà essere necessariamente compreso tra i valori appena citati, cioè è impossibile generare all’uscita dell’inverter una fondamentale di ampiezza maggiore di quella dell’onda quadra con questo tipo di modulazione.

Per ottenere la modulante, è necessario dapprima dividere il segnale di riferimento  $\overline{v_{AN}^*}(t)$  per  $V_1$ , in modo tale da normalizzarlo, per poi sommarci 0,5 per traslarlo nella porzione positiva dell'asse delle ordinate (figura 61); tali operazioni consentono ottenere una modulante che sia confrontabile con la portante, cioè compresa anch'essa in un intervallo  $[0 ; 1]$  (figura 62), e grazie poi al confronto tra  $c(t)$  e  $m_1(t)$ , e la conseguente definizione del segnale logico per pilotare i gate dell'HB 1, è possibile di generare il segnale di riferimento  $\overline{v_{AN}^*}(t)$  così manipolato, nell'armonica fondamentale dell'uscita dell'HB 1.

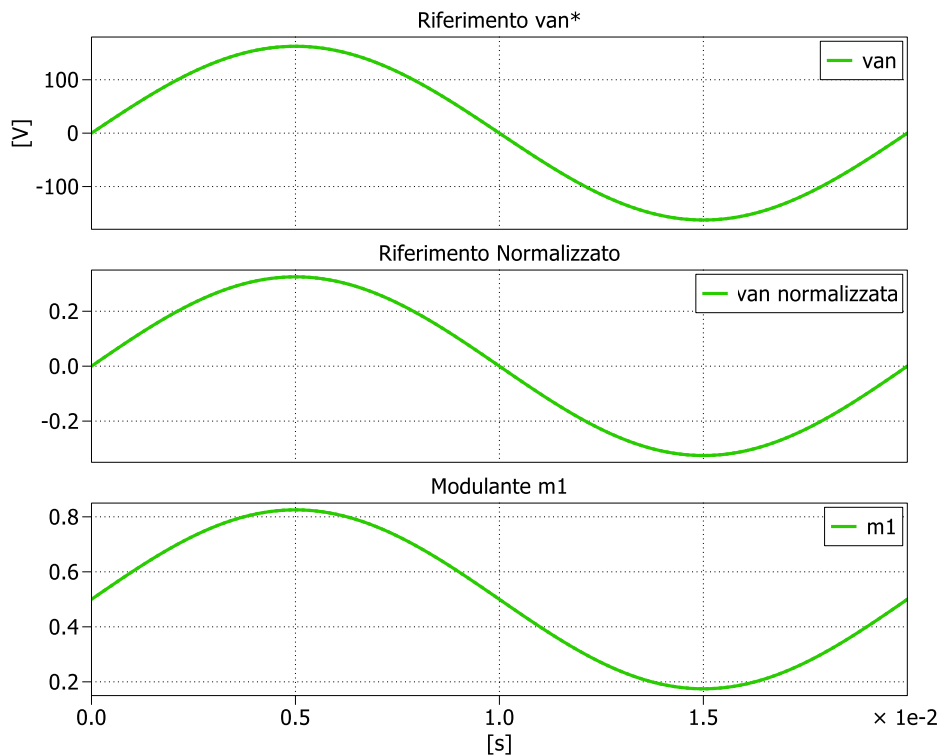


Figura 61. Segnale di riferimento  $v_{AN}^*(t)$ , segnale di riferimento normalizzato (cioè diviso per  $V_1$ ) e modulante  $m_1(t)$ .

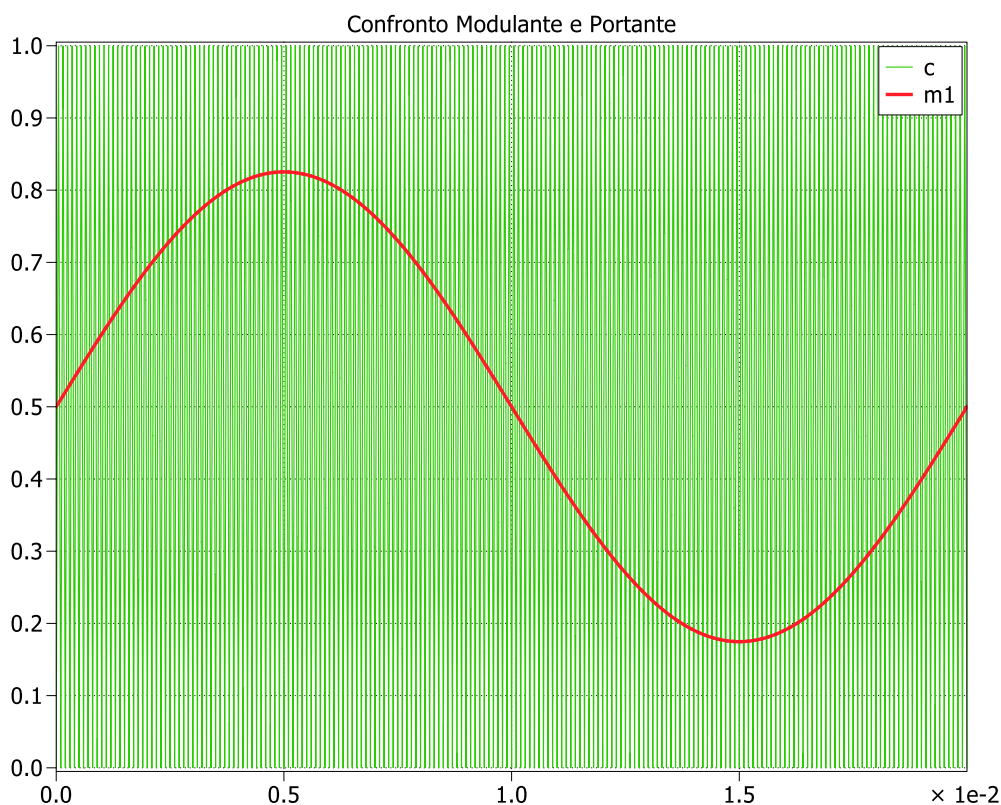


Figura 62. Confronto tra modulante e portante.

Dal momento che si mira a generare una tensione alternata sinusoidale in uscita dell'inverter, il segnale di riferimento che viene posto in ingresso alla modulazione dell'HB 1, sarà proprio un segnale sinusoidale, la cui ampiezza, come già anticipato, dovrà essere inferiore al valore  $\frac{V_1}{2}$ . Partendo da un segnale di questo tipo, con una generica ampiezza  $\hat{v}_{AN} < \frac{V_1}{2}$ , come mostrato in figura 61, si ottiene una modulante, sinusoidale anch'essa, compresa tra zero e uno e quindi confrontabile con la portante. Modulando poi l'HB 1 come spiegato, è possibile ottenere un'armonica fondamentale dell'onda quadra in uscita da esso, uguale al segnale di riferimento.

Importante sottolineare che, perché la modulazione funzioni bene, e affinché si possa applicare una modellazione *Average*, è necessario che la frequenza della portante sia molto maggiore di quella della modulante (almeno 10 volte superiore). Per l'applicazione in esame, l'AFE viene modulato con una frequenza della portante (detta anche frequenza di switching " $f_s$ ") di 10 kHz. La frequenza della modulante coincide con la frequenza del segnale che si vuole generare nell'armonica fondamentale dell'uscita dell'HB 1, cioè 50 Hz.

Se questa condizione è verificata, ingrandendo un periodo della portante, come mostrato in figura 63, anche chiamato periodo di switching  $T_s$ , è possibile notare come, la modulante sia pressoché **costante**

all'interno di questo intervallo di tempo. Infatti, per una frequenza della portante molto maggiore di quella della modulante, il periodo di switching è talmente piccolo rispetto al periodo della modulante, che all'interno di questo intervallo di tempo  $T_s$ , risulta impossibile apprezzare delle variazioni della modulante. Ovviamente la modulante, essendo una sinusoide, varierà temporalmente ad ogni periodo  $T_s$ , ma all'interno di questo intervallo temporale sarà possibile assumerla costante.

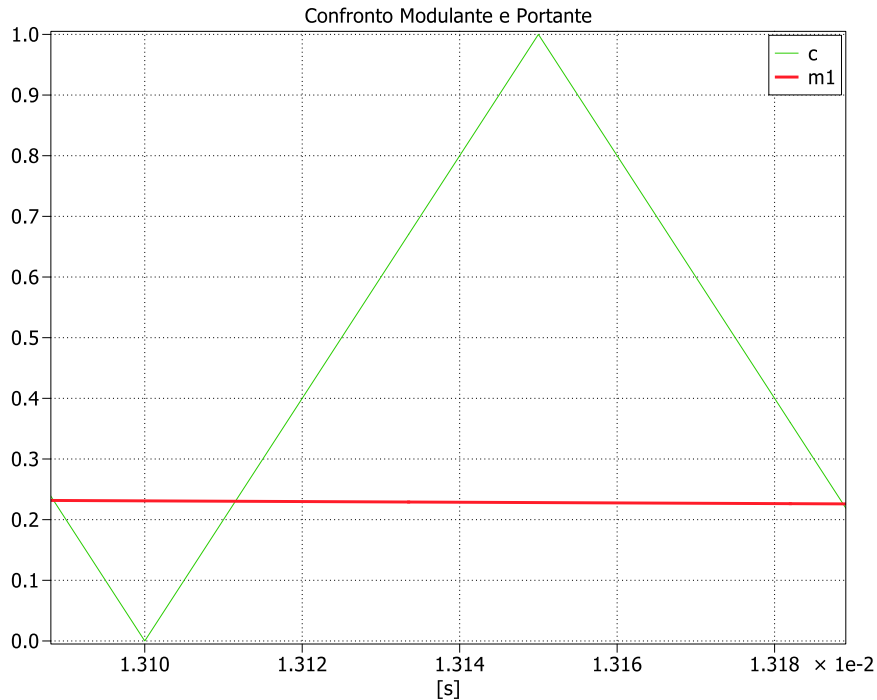


Figura 63. Ingrandimento di un periodo  $T_s$  della portante.

Quest'assunzione consente di uguagliare il valore acquisito dalla modulante del HB 1, all'interno di quel periodo di switching, al *duty cycle* (porzione temporale di periodo  $T_s$  in cui è acceso l'IGBT superiore dell'HB 1, quindi in cui la modulante sta sopra la portante, divisa per  $T_s$ )  $d_1(t)$  dello stesso:

$$m_1(t) = d_1(t) \quad (4.3.6)$$

Chiaramente, come specificato precedentemente, variando  $m_1(t)$  di  $T_s$  in  $T_s$  (essendo una sinusoide), varierà anche  $d_1(t)$  con il passare del tempo.

In riferimento alla figura 64, in cui è mostrato il confronto tra modulante e portante all'interno di un periodo di switching, è possibile osservare l'uscita istantanea dell'HB 1, derivante da tale modulazione, all'interno del medesimo intervallo di tempo  $T_s$ : nella porzione di  $T_s$  in cui la modulante sta sopra la portante, è attivo l'IGBT superiore dell'HB 1, quindi l'uscita di quest'ultimo sarà:

$$v_{AN}(t) = +\frac{V_1}{2} \quad \text{per} \quad 0 \leq t \leq d_1(t)T_s \quad (4.3.7)$$

Invece nella porzione di  $T_s$  in cui la modulante sta sotto alla portante, è attivo il transistor inferiore, quindi l'uscita del HB 1 sarà:

$$v_{AN}(t) = -\frac{V_1}{2} \quad \text{per} \quad d_1(t)T_s < t \leq T_s \quad (4.3.8)$$

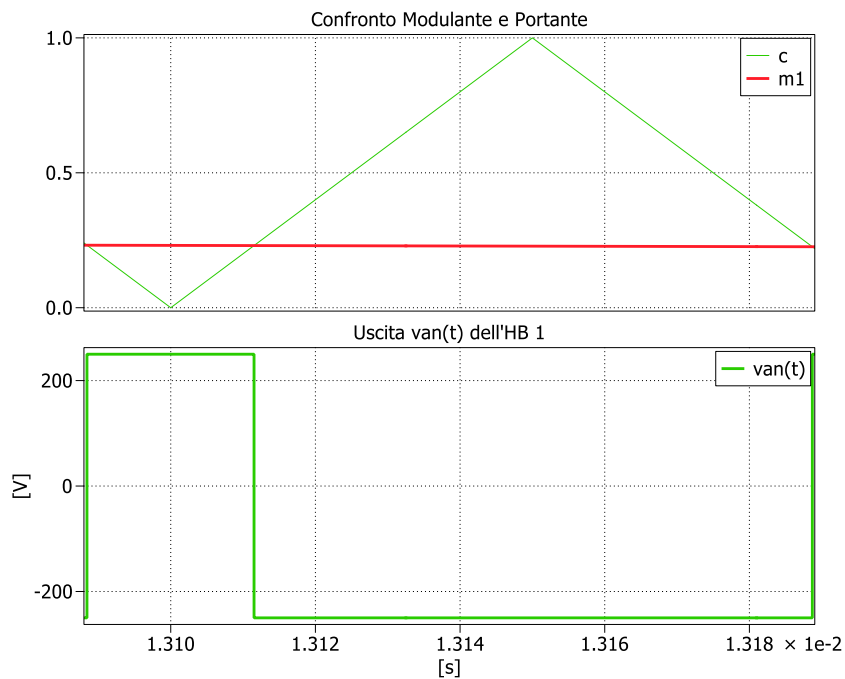


Figura 64. Uscita istantanea dell'HB 1  $v_{an}(t)$  derivante dal confronto modulante-portante in un periodo di switching  $T_s$ .

È possibile ora definire la *funzione di switching* per l'HB 1, al fine di legare le due topologie del circuito che si alternano in un periodo di switching, come:

$$S_1(t) = \begin{cases} 1 & \text{per} \quad 0 \leq t \leq d_1(t)T_s \\ 0 & \text{per} \quad d_1(t)T_s < t \leq T_s \end{cases} \quad (4.3.9)$$

Per poi definire attraverso la (4.3.9) il *modello switching* dell'HB 1, cioè quella funzione che descrive il comportamento esatto nel tempo di questo dispositivo, cioè la sua uscita istantanea (onda quadra):

$$v_{AN}(t) = S_1(t)V_1 - \frac{V_1}{2} \quad (4.3.10)$$

La (4.3.10) riassume il comportamento esatto dell'HB 1. Importante sottolineare come il *duty cycle* non sia costante di periodo ( $T_s$ ) in periodo, ma sia funzione del tempo, caratteristica che, definisce una funzione di switching  $S_1(t)$  dipendente anch'essa dal tempo.

Le medesime considerazioni possono essere operate per l'HB 2. Infatti quest'ultimo viene modulato nello stesso modo dell'HB 1, attraverso un segnale di riferimento  $\overline{v_{BN}^*}(t)$ , avente la stessa ampiezza del segnale  $\overline{v_{AN}^*}(t)$ . L'unica differenza sta nel fatto che  $\overline{v_{BN}^*}(t)$  viene preso in opposizione di fase rispetto a  $\overline{v_{AN}^*}(t)$  (figura 65). Questo perché la modulazione scelta in questo lavoro di tesi corrisponde alla modulazione PWM sinusoidale unipolare. Quindi:

$$\overline{v_{BN}^*}(t) = -\overline{v_{AN}^*}(t) \quad (4.3.11)$$

Come fatto per l'HB 1, a partire dal segnale di riferimento  $\overline{v_{BN}^*}(t)$  è possibile calcolare la modulante  $m_2(t)$  (figura 65). Essendo ancora la frequenza della portante, decisamente maggiore di quella della modulante, è sempre valida l'uguaglianza:

$$m_2(t) = d_2(t) \quad (4.3.12)$$

Con  $d_2(t)$  che varia di  $T_s$  in  $T_s$ .

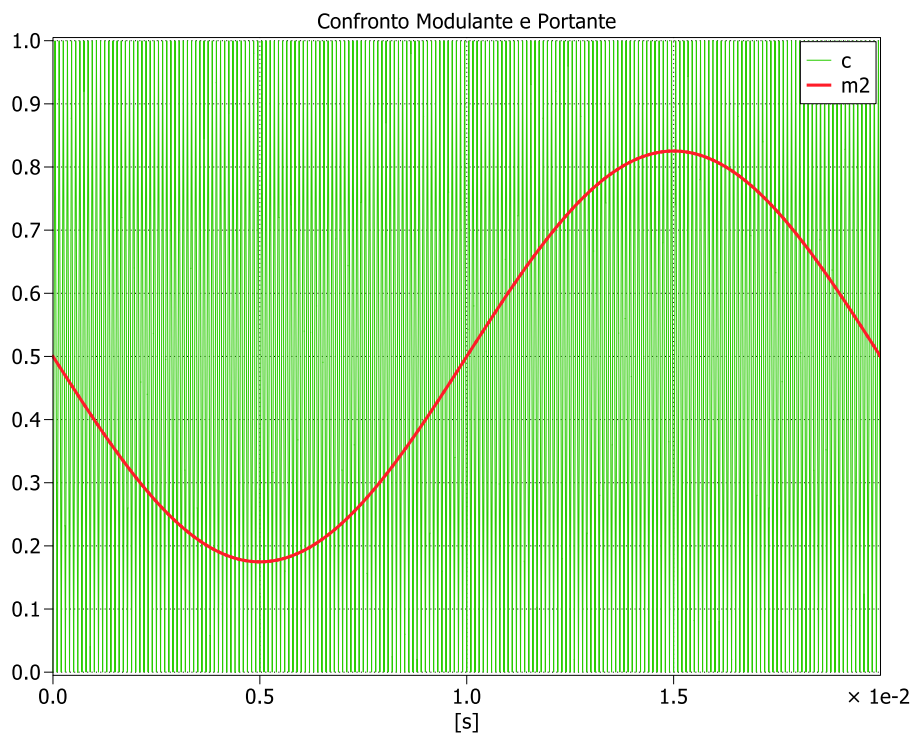


Figura 65. Confronto tra modulante e portante.

Confrontando la modulante con la portante, è possibile definire il segnale logico per comandare gli IGBT dell'HB 2, e quindi generare l'uscita istantanea  $v_{BN}(t)$  dello stesso. In figura 66 vengono mostrati i grafici del confronto modulante - portante e dell'andamento di  $v_{BN}(t)$ , presi nello stesso intervallo di tempo  $T_s$  dell'HB 1 di figura 64, in modo tale da rendere confrontabili a livello temporale i due periodi di switching.

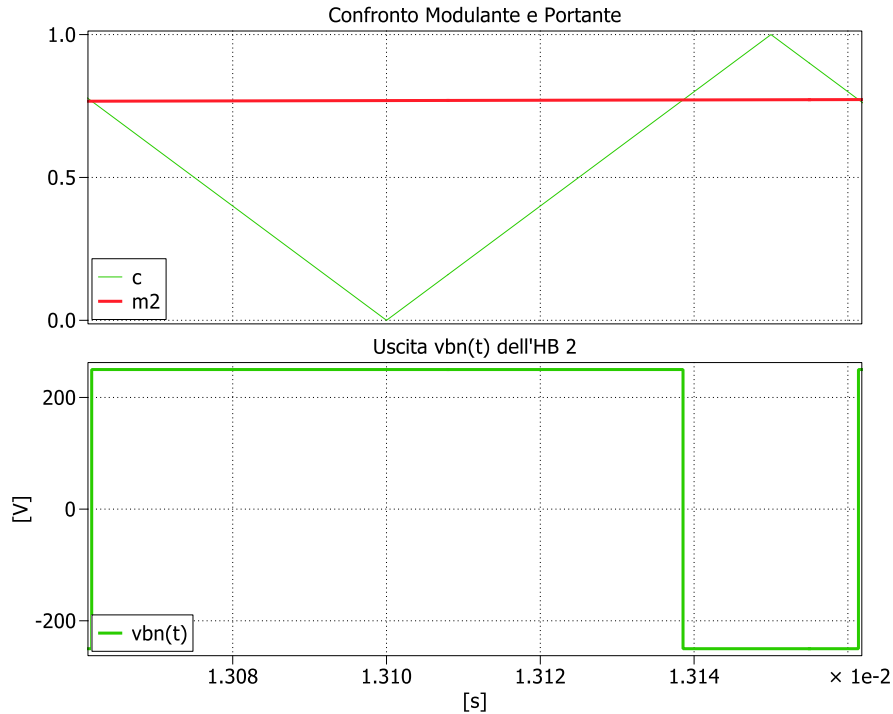


Figura 66. Uscita istantanea dell'HB 2  $v_{BN}(t)$  derivante dal confronto modulante-portante in un periodo di switching  $T_s$ .

In riferimento alla figura 66, in cui è mostrato il confronto tra modulante e portante all'interno di un periodo di switching, è possibile osservare l'uscita istantanea dell'HB 2, derivante da tale modulazione, all'interno del medesimo intervallo di tempo  $T_s$ : nella porzione di  $T_s$  in cui la modulante sta sopra la portante, è attivo l'IGBT superiore dell'HB 2, quindi l'uscita di quest'ultimo sarà:

$$v_{BN}(t) = +\frac{V_1}{2} \quad \text{per} \quad 0 \leq t \leq d_2(t)T_s \quad (4.3.13)$$

Invece nella porzione di  $T_s$  in cui la modulante sta sotto alla portante, è attivo il transistor inferiore, quindi l'uscita dell'HB 2 sarà:

$$v_{BN}(t) = -\frac{V_1}{2} \quad \text{per} \quad d_2(t)T_s < t \leq T_s \quad (4.3.14)$$

È possibile ora definire la *funzione di switching* per l'HB 2, al fine di legare le due topologie del circuito che si alternano in un periodo di switching, come:

$$S_2(t) = \begin{cases} 1 & \text{per } 0 \leq t \leq d_2(t)T_s \\ 0 & \text{per } d_2(t)T_s < t \leq T_s \end{cases} \quad (4.3.15)$$

Per poi definire attraverso la (4.3.15) il *modello switching* dell'HB 2, cioè quella funzione che descrive il comportamento esatto nel tempo di questo dispositivo, cioè la sua uscita istantanea (onda quadra):

$$v_{BN}(t) = S_2(t)V_1 - \frac{V_1}{2} \quad (4.3.16)$$

La (4.3.16) riassume il comportamento esatto dell'HB 2. Come già detto in precedenza, è importante sottolineare come il *duty cycle* non sia costante di periodo ( $T_s$ ) in periodo, ma sia funzione del tempo, caratteristica che, definisce una funzione di switching  $S_2(t)$  dipendente anch'essa dal tempo.

In riferimento a figura 60, è possibile definire la tensione di uscita dell'inverter come:

$$\begin{aligned} v_{inv}(t) = v_{AB}(t) &= v_{AN}(t) - v_{BN}(t) = S_1(t)V_1 - \frac{V_1}{2} - \left( S_2(t)V_1 - \frac{V_1}{2} \right) \\ &= S_1(t)V_1 - \frac{V_1}{2} - S_2(t)V_1 + \frac{V_1}{2} = S_1(t) - S_2(t)V_1 = S(t)V_1 \end{aligned} \quad (4.3.17)$$

Con:

$$S(t) = S_1(t) - S_2(t) \quad (4.3.18)$$

Ottenendo così il modello *switching* dell'inverter (4.3.17), cioè l'equazione che descrive l'uscita di quest'ultimo istante per istante, cioè il comportamento esatto del dispositivo.

Essendo  $S_1(t)$  e  $S_2(t)$  dipendenti da  $d_1(t)$  e  $d_2(t)$ , non costanti, ma variabili nel periodo, è possibile individuare istanti di tempo in cui  $S_1(t)$  e  $S_2(t)$  assumono come valore "1" o "0", l'una indipendentemente dall'altra.

Questo porta ad avere per la (4.3.18):

- $S(t) = 1 - 1 = 0$  per  $S_1(t) = 1$  e  $S_2(t) = 1$



- $S(t) = 0 - 1 = -1$  per  $S_1(t) = 0$  e  $S_2(t) = 1$
- $S(t) = 1 - 0 = 1$  per  $S_1(t) = 1$  e  $S_2(t) = 0$

Quindi, in generale, la funzione di switching dell'inverter può assumere come valori: 1, -1, 0.

Conseguentemente, attraverso la (4.3.17) è possibile comprendere come la tensione  $v_{AB}(t)$  istantanea in uscita da all'inverter possa assumere i valori:  $V_1, 0, -V_1$ . Questo è in accordo con la modulazione PWM sinusoidale scelta, ovvero la versione unipolare, per la quale sono previsti tre livelli di tensioni in uscita (lato AC), contro i due previsti dalla variante denominata bipolare.

Al modello switching dell'inverter, è possibile applicare il metodo di modellazione “*Generalized Average*”, con l'obiettivo di ottenere un'equazione che definisca il comportamento “medio” del sistema, cioè che descriva l'andamento dell'armonica fondamentale delle grandezze elettriche in analisi.

Infatti, il *Generalized Average*, consente di calcolare l'andamento nel tempo dell'ampiezza una  $k$ -esima armonica, concorrente a formare lo spettro dell'onda quadra in uscita da all'inverter, su ciascun periodo di switching.

Ponendo  $k = 0$ , è possibile ottenere l'andamento dell'ampiezza dell'armonica di ordine “0”, su ogni periodo di switching, che è proprio l'armonica che si intende controllare, cioè il valor medio di  $v_{AB}(t)$ , di  $T_s$  in  $T_s$ .

Applicando dunque l'approccio del *Generalized Average* al modello switching dell'inverter dato in (4.3.17), si ottiene:

$$\begin{aligned}
 \overline{v_{inv}}(t) = \overline{v_{AB}}(t) &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_{AB}(t - T_s + s) ds = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_1 S(t - T_s + s) ds \\
 &= \frac{1}{T_s} V_1 \int_0^{T_s} S(t - T_s + s) ds \\
 &= \frac{1}{T_s} V_1 \int_0^{T_s} [S_1(t - T_s + s) - S_2(t - T_s + s)] ds \quad (4.3.19) \\
 &= \frac{1}{T_s} V_1 \int_0^{T_s} S_1(t - T_s + s) ds - \frac{1}{T_s} V_1 \int_0^{T_s} S_2(t - T_s + s) ds
 \end{aligned}$$

I due integrali ottenuti dalla (4.3.19) calcolano il valor medio delle due funzioni di switching (4.3.9) e (4.3.15) su un generico periodo  $T_s$ . Il risultato di questi due integrali non è altro che il *duty cycle* di ciascuno dei due HB:

$$\begin{aligned}\overline{v_{inv}}(t) = \overline{v_{AB}}(t) &= \frac{1}{T_s} V_1 \int_0^{T_s} S_1(t - T_s + s) ds - \frac{1}{T_s} V_1 \int_0^{T_s} S_2(t - T_s + s) ds \\ &= V_1 d_1(t) - V_1 d_2(t)\end{aligned}\quad (4.3.20)$$

Avendo operato le assunzioni (4.3.6) e (4.3.12), è possibile riscrivere la (4.3.20) come:

$$\overline{v_{inv}}(t) = \overline{v_{AB}}(t) = V_1 m_1(t) - V_1 m_2(t) = V_1 (m_1(t) - m_2(t)) = V_1 m(t) \quad (4.3.21)$$

Dalla (4.3.21) è possibile capire come, l'armonica fondamentale della  $v_{AB}(t)$ , dipenda dalla tensione continua  $V_1$ , ma soprattutto dalle due modulanti  $m_1(t)$  e  $m_2(t)$ . Quindi modulando opportunamente i due HB, è possibile ottenere nel contenuto armonico di bassa frequenza della forma d'onda pulsata in uscita dall'inverter, il segnale che si intende generare. Occorre puntualizzare che l'eq. (4.3.21) vale soltanto in caso di modulazione PWM sinusoidale unipolare.

In particolare, attraverso  $m_1(t)$  e  $m_2(t)$ , viene definito l'indice di modulazione  $m(t)$ , che, come mostrato nella (4.3.21) risulta essere uguale a:

$$m_1(t) - m_2(t) = m(t) \quad (4.3.22)$$

Nel corso di questa trattazione, sono stati definiti due segnali modulanti  $m_1(t)$  e  $m_2(t)$ , (rispettivamente calcolati dai riferimenti  $\overline{v_{AN}}^*(t)$  e  $\overline{v_{BN}}^*(t)$ ) come due sinusoidi comprese nell'intervallo  $[0 ; 1]$  (per poter essere confrontate con la portante), di valor medio pari a  $\overline{m_1}(t) = \overline{m_2}(t) = 0,5$ , aventi la stessa ampiezza e in opposizione di fase l'uno rispetto all'altro.

Dal momento che le due modulanti appena descritte, nel concorrere a formare  $m(t)$ , vengono sottratte come da (4.3.22), è d'immediata comprensione che esse diano origine a un indice di modulazione avente le seguenti caratteristiche:

- forma d'onda sinusoidale
- stessa frequenza delle modulanti  $m_1(t)$  e  $m_2(t)$
- valori assunti compresi nell'intervallo  $[-1 ; 1]$
- ampiezza pari a:

$$\hat{m}(t) = M = MAX(m_1(t)) - MIN(m_2(t)) \quad (4.3.23)$$

Con  $0 < M < 1$ .

Di conseguenza, osservando la formula (4.3.21), è possibile attribuire all'indice di modulazione il significato di: percentuale con segno della tensione continua  $V_1$  che, istante per istante, viene trasmessa nell'armonica fondamentale della forma d'onda di tensione pulsata ai morsetti del "lato alternata" dell'inverter. Quindi, la tensione  $\overline{v_{AB}}(t)$  potenzialmente generabile ai morsetti del "lato AC" dell'AFE, non può avere un'ampiezza superiore alla continua  $V_1$ .

Da notare che, nel caso si volesse far generare al "lato alternata" dell'inverter una tensione  $\overline{v_{AB}}^*(t)$ , nota la tensione  $V_1$  sul lato continua, basterebbe dapprima calcolare l'indice di modulazione a partire dalla (4.3.21) come:

$$\frac{\overline{v_{AB}}^*(t)}{V_1} = m(t) \quad (4.3.24)$$

Per poi ricavare  $m_1(t)$  e  $m_2(t)$  sia attraverso l'equazione (4.3.22), sia considerando che, per come sono state definite le due modulanti, è possibile affermare che la loro somma istante per istante sia sempre uguale a "1":

$$\begin{cases} m_1(t) - m_2(t) = m(t) \\ m_1(t) + m_2(t) = 1 \end{cases} \quad (4.3.25)$$

Risolvendo il sistema (4.3.25), è possibile ricavare le modulanti  $m_1(t)$  e  $m_2(t)$  con cui modulare i due Half Bridges.

Resta però doveroso sottolineare che il risultato più importante di questa trattazione sia l'equazione (4.3.21), da cui si trae il legame tra la tensione "lato DC" e la tensione "lato AC" dell'AFE, cioè si giunge all'obiettivo prefissato all'inizio dell'analisi.

Attraverso l'indice di modulazione testè ottenuto, e tramite il bilancio di potenza che transita sull'AFE, è possibile ottenere una relazione simile anche per le correnti, cioè che leghi la corrente sul "lato AC" ( $i_g$ ) alla corrente sul "lato DC" ( $I_1$ ) dell'inverter.

Innanzitutto, grazie alle (4.3.21), (4.3.23) e (4.3.24), è possibile definire l'indice di modulazione come:

$$m(t) = M \sin(\omega t) \quad (4.3.26)$$

Con  $m(t)$  che quindi definisce la tensione  $\overline{v_{inv}}(t)$  come stabilito dalla (4.3.21).

È importante considerare un eventuale sfasamento tra tensione di rete e  $\overline{v_{inv}}(t)$ : infatti, come anticipato in precedenza, per un trasferimento di potenza attiva, in questo caso tra AFE e rete, è necessario uno sfasamento tra le due tensioni. In particolare, con la potenza che fluisce dal lato in cui la tensione è in anticipo, verso il lato in cui la tensione è in ritardo, dal momento che si considera una fase di caricamento della batteria, la tensione media in uscita dall'inverter sarà sfasata in ritardo di un angolo  $\gamma$  (quindi negativo) rispetto alla tensione di rete. Quindi si definisce  $\gamma$  come: fase della tensione fondamentale dell'AFE, rispetto alla tensione di rete.

Dal momento però che si è posto  $m(t)$ , e quindi  $\overline{v_{inv}}(t)$  a fase nulla per questa analisi, si tiene conto di questo sfasamento, utilizzando come riferimento per gli angoli, per la trattazione che segue, la forma d'onda  $\overline{v_{inv}}(t)$ , (figura 67), mantenendo però sempre il medesimo significato di  $\gamma$ , cioè: fase della tensione fondamentale generata dall'inverter, rispetto alla tensione di rete.

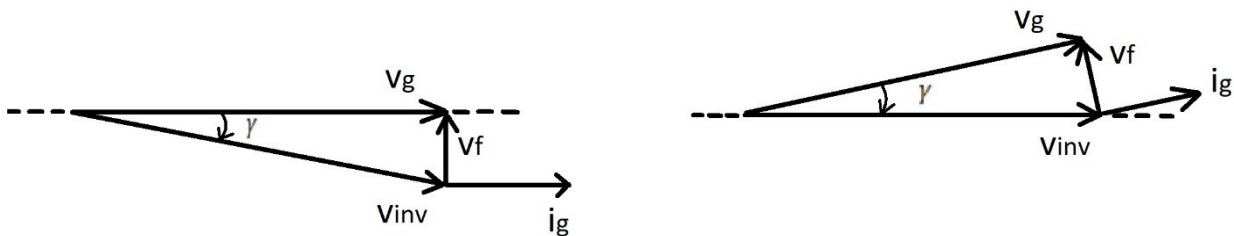


Figura 67. Schema fasoriale per le grandezze elettriche all'interfaccia tra rete e AFE

Di conseguenza, le forme d'onda delle grandezze elettriche all'interfaccia tra AFE e rete, sono definibili come:

$$\overline{v_{inv}}(t) = \sqrt{2} v_{inv}^{rms} \sin(\omega t) \quad (4.3.27)$$

$$v_g(t) = \sqrt{2} v_g^{rms} \sin(\omega t - \gamma) \quad (4.3.28)$$

$$i_g(t) = \sqrt{2} i_g^{rms} \sin(\omega t + \varphi - \gamma) \quad (4.3.29)$$

Il termine  $-\gamma$  nella (4.3.28), rappresenta il fatto che, mantenendo il medesimo significato dell'angolo  $\gamma$  (cioè sfasamento della tensione generata da all'inverter rispetto alla tensione di rete), per una

$\overline{v_{inv}}(t)$  sfasata in ritardo di  $\gamma$  (quindi negativo) rispetto a  $v_g(t)$ , quest'ultima, nel caso attuale in cui è stato posto  $\overline{v_{inv}}(t)$  come riferimento per gli angoli, sarà in anticipo dello stesso angolo (quindi  $\gamma$  positivo) rispetto a  $\overline{v_{inv}}(t)$ . Il segno “meno” serve proprio ad attestare ciò.

Considerando ora unitario il rendimento dell'AFE (assunzione più che ragionevole), al fine di trovare la relazione che leghi la corrente  $i_g$  alla corrente  $I_1$  dell'inverter, è possibile operare un bilancio di potenze sullo stesso, uguagliando la potenza istantanea sul “lato AC” ( $P_{AC}(t)$ ) alla potenza istantanea sul “lato DC” ( $P_{DC}(t)$ ).

$$\begin{aligned} P_{ac}(t) &= \sqrt{2} v_{inv}^{rms} \sqrt{2} i_g^{rms} \sin(\omega t) \sin(\omega t + \varphi - \gamma) \\ &= v_{inv}^{rms} i_g^{rms} [\cos(\varphi - \gamma) - \cos(2\omega t - \varphi - \gamma)] \end{aligned} \quad (4.3.30)$$

Avendo ricavato dal modello *Average* dell'inverter, la (4.3.21) e la (4.3.26), è possibile rappresentare l'armonica fondamentale della tensione “lato AC” dell'inverter come:

$$\overline{v_{inv}}(t) = MV_1 \sin(\omega t) \quad (4.3.31)$$

Da cui si ricava il valore di picco di  $\overline{v_{inv}}(t)$ :

$$\hat{v}_{inv} = MV_1 \quad (4.3.32)$$

E conseguentemente il valore efficace:

$$v_{inv}^{rms} = \frac{MV_1}{\sqrt{2}} \quad (4.3.33)$$

Sostituendo la (4.3.33) nella (4.3.30) si ottiene:

$$P_{ac}(t) = \frac{MV_1}{\sqrt{2}} i_g^{rms} [\cos(\varphi - \gamma) - \cos(2\omega t - \varphi - \gamma)] \quad (4.3.34)$$

È possibile esprimere anche la potenza istantanea sul lato DC dell'inverter:

$$P_{DC}(t) = V_1 I_1(t) \quad (4.3.35)$$

Con  $V_1$  assunta praticamente costante grazie alla presenza del controllore di tensione.

Uguagliando la (4.3.34) e la (4.3.35):

$$\begin{aligned}
 P_{ac}(t) &= P_{DC}(t) \\
 \frac{MV_1}{\sqrt{2}} i_g^{rms} [\cos(\varphi - \gamma) - \cos(2\omega t - \varphi - \gamma)] &= V_1 I_1(t) \\
 I_1(t) &= \frac{M}{\sqrt{2}} i_g^{rms} [\cos(\varphi - \gamma) - \cos(2\omega t - \varphi - \gamma)] \quad (4.3.36)
 \end{aligned}$$

Si trova il legame tra le correnti “lato alternata” e “lato continua” dell’inverter, in particolare tra la corrente continua  $I_1$  e il valore efficace della corrente assorbita da rete. Come si può notare, grazie alla modellazione *Average* dell’AFE, l’equazione che correla  $i_g^{rms}$  a  $I_1(t)$  contenuta nella (4.3.36) è lineare.

Importante notare come, la corrente  $I_1$  sia costituita innanzitutto da una componente costante (e quindi media), dipendente da “ $\cos(\varphi - \gamma)$ ”, atta perciò ad uno scambio di potenza netta sull’HV DC Link, che andrà in parte a caricare il condensatore  $C_1$  per regolare il valor medio di tensione ai suoi capi, e in parte ad alimentare il carico (DAB + batteria).

Invece, la componente fluttuante a valor medio nullo della corrente  $I_1$ , cioè dipendente dal termine “ $\cos(2\omega t - \varphi - \gamma)$ ”, è una corrente di seconda armonica che determina dunque un’oscillazione sulla tensione  $V_1$  ai capi del condensatore, la quale viene smorzata da quest’ultimo. Progettato dunque  $C_1$  in modo appropriato (in accordo con l’analisi di seconda armonica riportata in questo testo), questa componente oscillatoria rimarrà nei limiti di funzionamento predefiniti, consentendo di essere trascurata durante i calcoli qui riportati e rendendo importante la sola regolazione della componente costante della corrente, scopo del controllo della tensione  $V_1$ .

Dunque, trascurando la componente fluttuante della corrente  $I_1(t)$  ai fini del controllo, è possibile ricavare la relazione definitiva, che lega la corrente del “lato DC”, alla corrente del “lato AC” dell’inverter.

$$\bar{I}_1(t) = \frac{M}{\sqrt{2}} i_g^{rms} \cos(\varphi - \gamma) \quad (4.3.37)$$

Si sottolinea che, per quanto non sia stata esplicitata per mantenere i calcoli più compatti,  $i_g^{rms}(t)$  non sia una costante, bensì funzione del tempo, infatti, essa varierà in base alla potenza che si necessita scambiare con la rete. Supponendo però di trovarsi in condizioni di regime, fissato il punto

di funzionamento definito dal valore di potenza attiva e reattiva definiti precedentemente, allora  $i_g^{rms}(t)$  potrà essere ritenuta costante.

Con l'obiettivo di ricavare la f.d.t. del sistema da controllare  $\frac{V_1(s)}{i_g(s)}$ , si sostituisce, previa trasformazione nel dominio di Laplace, la (4.3.37) nella (4.3.5):

$$\frac{V_1(s)}{\frac{M}{\sqrt{2}} i_g^{rms}(s) \cos(\varphi - \gamma) - I_{DAB}(s)} = \frac{1}{sC_1}$$

$$\frac{V_1(s)}{i_g^{rms}(s) - \frac{\sqrt{2}}{M} \frac{I_{DAB}(s)}{\cos(\varphi - \gamma)}} = \frac{M \cos(\varphi - \gamma)}{\sqrt{2}} \frac{1}{sC_1} \Rightarrow \quad (4.3.38)$$

$$\Rightarrow G_{i_g^{rms}}^{V_1}(s) = \frac{M \cos(\varphi - \gamma)}{\sqrt{2}} \frac{1}{sC_1} \quad (4.3.39)$$

Si ottiene così la funzione di trasferimento che lega la variabile controllata ( $V_1$ ) alla variabile di controllo ( $i_g^{rms}$ ), utile a progettare il controllore di tensione sull'HV DC link.

In questo modo, è possibile progettare il regolatore di  $V_1$ , che fornisce il valore di  $i_g^{rms}$  il quale, in seguito ad alcune manipolazioni, consentirà di ottenere il valore  $i_g^*(t)$  di riferimento per l'anello interno di corrente. Quest'ultimo preleverà da rete la  $i_g(t)$  appena definita, la quale, raddrizzata dal ponte ad H, si trasformerà nella corrente  $I_1$ , che parteciperà al bilancio insieme alla corrente prelevata dal DAB ( $I_{DAB}$ ), al fine di ottenere la corrente  $I_{C1}$ , atta a mantenere stabile la tensione sull'HV DC link.

La prima differenza della (4.3.38) con il sistema ottenuto dalla (4.3.5), risiede nel disturbo negativo, posto a simulare la corrente tratta dal DAB per il caricamento della batteria: se prima il disturbo era semplicemente “ $-I_{DAB}$ ”, ora è diventato “ $-\frac{\sqrt{2}}{M} \frac{I_{DAB}(s)}{\cos(\varphi - \gamma)}$ ”.

Anche la funzione di trasferimento rappresentante il condensatore  $C_1$ , ora non è più semplicemente  $\frac{1}{sC_1}$ , ma è comparsa una costante “ $\frac{M \cos(\varphi - \gamma)}{\sqrt{2}}$ ”, a moltiplicare quest'ultima.

Importante sottolineare come, gli elementi di questa costante moltiplicativa ( $M$ ,  $\varphi$  e  $\gamma$ ), dipendono dalla potenza scambiata tra rete e AFE, e cioè dalla potenza che, a regime, attraversato il convertitore, viene inviata alla batteria. In altre parole essi dipendono dal “**punto di lavoro**” del sistema (condizione di regime, “*steady state*”, in cui la batteria assorbe una potenza costante).

Si può dedurre quindi che la funzione di trasferimento del sistema da controllare qui ricavata, dipende dal punto di lavoro in cui viene simulato il sistema stesso. Per simulare un funzionamento del convertitore in punti di lavoro differenti (situazioni in cui la batteria assorbe diversi valori di potenza allo steady state), sarà doveroso ricalcolare la funzione di trasferimento e ridimensionare un nuovo controllore utilizzando quest'ultima, per ciascuno dei punti di lavoro da valutare, al fine di ottenere risultati più precisi.

A causa di quest'ultima considerazione, decade il vantaggio pregresso di questo sistema: se per la (4.3.5) era possibile simulare diverse situazioni di caricamento della batteria, semplicemente variando il disturbo " $-I_{DAB}$ ", con il sistema individuato dalla (4.3.38), non è più sufficiente valutare diversi punti di lavoro del convertitore semplicemente variando il disturbo, ma è necessario ridefinire la funzione di trasferimento rappresentante il sistema controllato.

Ecco che allora perde di significato l'utilizzo di un sistema che simuli il caricamento della batteria attraverso un disturbo, quindi si ritiene più corretto l'utilizzo di un sistema che simuli quest'ultimo attraverso una resistenza modellante l'assorbimento di potenza da parte del DAB e della batteria stessa.

La rappresentazione utilizzata è quella mostrata in figura 68, in cui l'assorbimento di potenza da parte di DAB e batteria ( $P_{DAB}$ ) è rappresentata dalla resistenza  $R_{DAB}$  collegata dunque all'HV DC link dell'AFE.



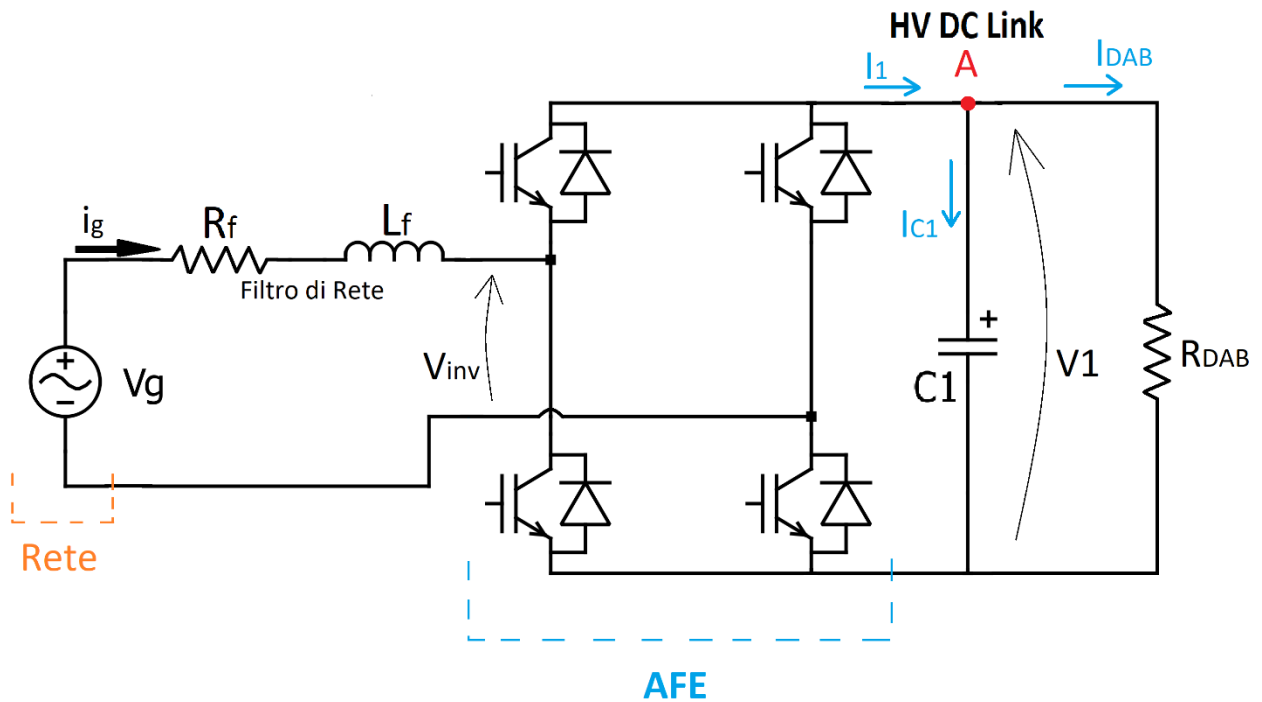


Figura 68. Schema circuitale dell'AFE in cui l'assorbimento di potenza da parte del DAB è rappresentato tramite una resistenza.

Al fine di calcolare il corretto valore di resistenza, opportuno considerare che:

- il punto di lavoro in cui si sta modellando il caricamento della batteria coincide con  $P_{batt} = 3,5 \text{ kW}$ ,  $V_1 = 500 \text{ V}$ .
- Il rendimento del DAB è talmente elevato da poter essere considerato unitario:

$$P_{DAB} = P_{batt} \quad (4.3.40)$$

- La legge di ohm della batteria è:

$$V_1 = R_{DAB} I_{DAB} \quad (4.3.41)$$

- È possibile calcolare la potenza dissipata dalla resistenza (e quindi dal DAB) come:

$$P_{DAB} = V_1 I_{DAB} \quad (4.3.42)$$

Unendo la (4.3.40), la (4.3.41) e la (4.3.42):

$$P_{DAB} = P_{batt} = \frac{V_1^2}{R_{DAB}} \quad (4.3.43)$$

Da cui ricavare il valore di  $R_{DAB}$  per poter simulare l'assorbimento di potenza richiesto:

$$R_{DAB} = \frac{V_1^2}{P_{DAB}} = \frac{(500 \text{ V})^2}{3500 \text{ W}} = 71,4 \Omega \quad (4.3.44)$$

La (4.3.44) rappresenta il “*carico equivalente*” sull’HV DC link visto dall’AFE, nel punto di lavoro definito. Importante sottolineare che, cambiando il punto di lavoro, è necessario calcolare nuovamente il valore della resistenza attraverso la (4.3.44).

Definito quindi circuito del sistema da controllare (figura 68), è necessario calcolare la funzione di trasferimento rappresentante il legame tra la variabile di controllo ( $i_g^{rms}$ ) e la variabile controllata ( $V_1$ ).

Si procede come fatto per il sistema precedente, in cui si è calcolata dapprima la f.d.t. del tipo  $\left(\frac{V_1(s)}{I_1(s)}\right)$ , che lega le grandezze del “lato continua” dell’AFE, per poi ricavare la f.d.t. contenente la vera variabile di controllo ( $i_g^{rms}$ , e non  $I_1$ ) attraverso la (4.3.37).

Anche per il sistema rappresentato in figura 68, è possibile operare la KCL al nodo A:

$$\begin{aligned} I_1 - I_{C1} - I_{DAB} &= 0 \\ I_1 &= I_{C1} + I_{DAB} \end{aligned} \quad (4.3.45)$$

Nella (4.3.45) si sostituiscono le leggi di ohm dei bipoli in cui scorrono le correnti menzionate:

$$I_1(t) = C_1 \frac{dV_1(t)}{dt} + \frac{V_1(t)}{R_{DAB}} \quad (4.3.46)$$

Trasformando nel dominio di Laplace:

$$\begin{aligned} I_1(s) &= C_1 s V_1(s) + \frac{V_1(s)}{R_{DAB}} \\ I_1(s) &= V_1(s) \left( C_1 s + \frac{1}{R_{DAB}} \right) \\ \frac{V_1(s)}{I_1(s)} &= \frac{1}{C_1 s + \frac{1}{R_{DAB}}} \end{aligned} \quad (4.3.47)$$

Ottenendo così la funzione di trasferimento del sistema da controllare “in continua” mostrato in figura 69.

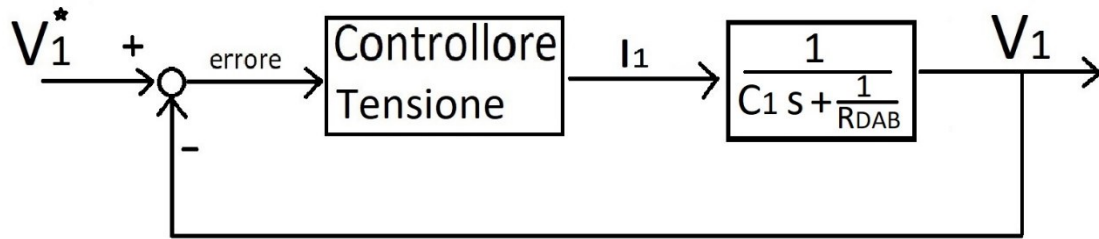


Figura 69. Schema di controllo preliminare "in continua" della tensione sull'HVDC link, con caricamento della batteria simulato attraverso  $R_{DAB}$ .

È possibile notare come non sia più presente il disturbo " $-I_{DAB}$ " a rappresentare il caricamento della batteria, da momento che quest'ultimo risulta essere già rappresentato da sistema controllato.

Come considerato in precedenza, il controllore di tensione non è in grado di agire sulla continua  $I_1$ , ma può regolare quest'ultima attraverso l'anello interno di corrente, fornendo dunque un valore ( $i_g^{rms}$ ) di riferimento per il sistema di controllo in cascata.

Risulta quindi doveroso rimpiazzare la  $I_1(s)$  della (4.3.47) attraverso la (4.3.37), ottenendo così una f.d.t. che rappresenti il legame "medio" (delle armoniche fondamentali) tra la variabile controllata e la variabile di controllo reale ( $i_g^{rms}(t)$ ).

$$\begin{aligned} \frac{V_1(s)}{\frac{M}{\sqrt{2}} i_g^{rms}(s) \cos(\varphi - \gamma)} &= \frac{1}{C_1 s + \frac{1}{R_{DAB}}} \\ \Rightarrow \frac{V_1(s)}{i_g^{rms}(s)} &= \frac{M \cos(\varphi - \gamma)}{\sqrt{2}} \frac{1}{C_1 s + \frac{1}{R_{DAB}}} = G_{i_g^{rms}}^{V_1}(s) \end{aligned} \quad (4.3.48)$$

Il sistema calcolato con la (4.3.48), è quello da utilizzare per dimensionare il controllore che, misurata la tensione  $V_1$ , definirà il valore di corrente  $i_g^{rms*}$  per l'anello interno di corrente. Questo valore di riferimento, non è però sufficiente per l'anello di corrente, il quale necessita di un riferimento sinusoidale  $i_g^*(t)$ , avente valore r.m.s. uguale a quello definito dall'anello di tensione esterno, in modo tale da poter trarre da rete la corrente  $i_g(t)$  sinusoidale che, una volta attraversato l'AFE, verrà raddrizzata, ottenendo così la corrente  $I_1$  atta a caricare il condensatore e alimentare DAB e batteria (figura 70).

Per ottenere il valore di riferimento appena descritto, è necessario moltiplicare  $i_g^{rms*}$  per il termine " $\sqrt{2} \sin \vartheta$ ", con  $\vartheta$  angolo della tensione di rete, fornito istante per istante dalla PLL. In questo modo si ottiene un riferimento di corrente:

$$i_g^*(t) = i_g^{rms*}(t) \sqrt{2} \sin \vartheta \quad (4.3.49)$$

In fase con la tensione di rete. Questa peculiarità consente il solo scambio della potenza attiva, che è l'unica potenza che si vuole assorbire da rete nella fase simulata di caricamento della batteria (figura 70).

Nel caso in cui fosse richiesto anche uno scambio di potenza reattiva, sarebbe sufficiente introdurre il calcolo dell'angolo  $\varphi$  di sfasamento tra tensione di rete e corrente prelevata, attraverso la formula (4.1.7) (formula che restituisce l'angolo  $\varphi$  e il valore r.m.s della corrente di rete a partire dai valori di potenza attiva e reattiva che si intende scambiare), già utilizzata nel capitolo 4.1 per l'anello di corrente, per poi sommarlo all'angolo  $\vartheta$  della tensione di rete, poiché, il modulo di  $i_g^{rms*}(t)$  è già calcolato dal controllore di tensione, in funzione di "P" e "Q" che si intende scambiare con la rete: infatti, il controllore è progettato attraverso la f.d.t. (4.3.48), che dipende dalla costante " $\frac{M \cos(\varphi - \gamma)}{\sqrt{2}}$ ", la quale, attraverso il termine " $M \cos(\varphi - \gamma)$ " considera il fatto che si stia analizzando un sistema che scambia solo potenza attiva oppure anche potenza reattiva con la rete. Di conseguenza, progettando il controllore attraverso la (4.3.48), si ottiene in uscita da esso un valore di  $i_g^{rms*}(t)$  che considera già **nel modulo** il fatto che si stia scambiando anche potenza reattiva, oltre a quella attiva necessaria al caricamento della batteria. È sufficiente dunque correggere solamente l'angolo della corrente rispetto alla tensione di rete attraverso la (4.1.7), sommando il " $\varphi$ " così calcolato, al  $\vartheta$  della tensione di rete.

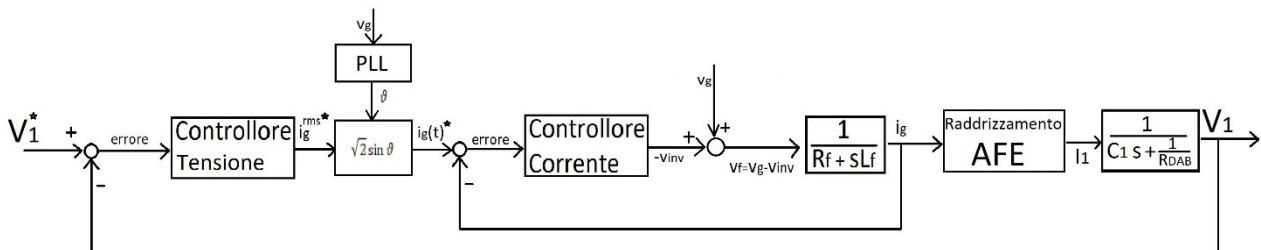


Figura 70. Schema di controllo complessivo della tensione sull'HVDC link dell'AFE, considerando il solo scambio di potenza attiva.

Da quest'ultima considerazione è possibile capire come, la f.d.t. ottenuta per il sistema da controllare (4.3.48), e quindi anche il controllore con essa progettato, valga solo per un sistema che opera nel punto di lavoro stabilito attraverso il calcolo di  $M$ ,  $\varphi$ ,  $\gamma$  e  $R_{DAB}$ , e che, tale punto di lavoro, sia rappresentato all'interno della f.d.t. stessa attraverso questi valori.

Per questa analisi, il punto di lavoro considerato risulta essere: potenza assorbita da rete solamente attiva, coincidente con la potenza di ricarica della batteria  $P_{batt} = 3,5 \text{ kW}$ , considerando unitario il rendimento del convertitore.

Nel caso si volesse cambiare il punto di lavoro del sistema ("P" e "Q"), sarebbe necessario ricalcolare i valori  $M$ ,  $\varphi$ ,  $\gamma$  e  $R_{DAB}$ , per definire una nuova f.d.t. e quindi progettare un nuovo controllore.

$R_{DAB}$  è già stato calcolato attraverso la (4.3.44), quindi, per poter definire completamente il sistema da controllare, è necessario calcolare anche i valori di  $M$ ,  $\varphi$  e  $\gamma$ . Dipendendo questi ultimi dalla potenza scambiata con la rete (punto di lavoro), è necessario calcolare tale potenza in funzione di essi, per poi ricavarli impostando lo scambio di potenza desiderato  $P_{batt} = 3,5 \text{ kW}$ .

Si calcola la potenza transitante sull'interfaccia di collegamento tra AFE e rete, assumendola uguale a quella assorbita dalla batteria, considerando dunque unitario il rendimento del convertitore e trascurando le perdite del filtro di rete ( $R_f = 0 \Omega$ ), assunzioni più che ragionevoli, vista l'elevata efficienza del sistema complessivo.

Avendo definito le grandezze fasoriali nella (4.1.3) e nella (4.1.4), i moduli delle quali coincidono con i valori r.m.s. delle grandezze elettriche rappresentate, è sufficiente esprimere la formulazione del fasore rappresentante la tensione alternata generata dall'inverter:

$$\overline{V_{inv}} = V_{inv} e^{j\gamma} = V_{inv} \cos \gamma + j V_{inv} \sin \gamma \quad (4.3.50)$$

Per poi calcolare la potenza apparente in transito sulla sezione di collegamento tra AFE e rete mostrata in figura 23:

$$\begin{aligned}
\bar{S}_g = P_g + jQ_g = \bar{V}_g \bar{I}_g^* &= V_g \left( \frac{\bar{V}_g - \bar{V}_{inv}}{j\omega L_f} \right)^* \\
&= V_g \left( \frac{V_g - V_{inv} \cos \gamma - jV_{inv} \sin \gamma}{j\omega L_f} \right)^* \\
&= V_g \left( -\frac{jV_g - jV_{inv} \cos \gamma + V_{inv} \sin \gamma}{\omega L_f} \right)^* \\
&= V_g \left( \frac{-V_{inv} \sin \gamma + jV_g - jV_{inv} \cos \gamma}{\omega L_f} \right) = \frac{-V_g V_{inv} \sin \gamma}{\omega L_f} \\
&\quad + j \frac{-V_g V_{inv} \cos \gamma + V_g^2}{\omega L_f}
\end{aligned} \tag{4.3.51}$$

Da cui è possibile ricavare:

$$\begin{cases} P_g = \frac{-V_g V_{inv} \sin \gamma}{\omega L_f} \\ Q_g = \frac{-V_g V_{inv} \cos \gamma + V_g^2}{\omega L_f} \end{cases} \tag{4.3.52}$$

Per derivare i valori  $M$  e  $\gamma$ , attraverso il sistema di equazioni ottenuto, è sufficiente definire il punto di lavoro nel quale si è deciso di simulare il sistema ( $P_g = 3500$  W,  $Q_g = 0$  var), inserendolo all'interno della (4.3.52). Notare che, avendo scelto  $Q_g = 0$  var, l'angolo  $\varphi$  risulta essere nullo.

Posto  $V_g = 230$  V, ricordando che  $L_f = 0,0025$  H, la (4.3.52) diventa:

$$\begin{cases} 3500 = \frac{-V_g V_{inv} \sin \gamma}{2 * \pi * 50 * 0,0025} \\ 0 = -V_g V_{inv} \cos \gamma + V_g^2 \end{cases}$$

$$\begin{cases} 2 * \pi * 50 * 0,0025 * 3500 = -V_g V_{inv} \sin \gamma \\ 0 = -V_g V_{inv} \cos \gamma + V_g^2 \end{cases}$$

$$\begin{cases} 2748,8936 = -V_g V_{inv} \sin \gamma \\ V_{inv} = \frac{V_g}{\cos \gamma} \end{cases}$$

$$\begin{cases} -2748,8936 = V_g \frac{V_g}{\cos \gamma} \sin \gamma \\ V_{inv} = \frac{V_g}{\cos \gamma} \end{cases}$$

$$\begin{cases} \operatorname{tg}(\gamma) = \frac{-2748,8936}{V_g^2} = -0,052 \\ V_{inv} = \frac{V_g}{\cos \gamma} \end{cases} \quad (4.3.53)$$

Dalla (4.3.53), si calcola  $\gamma$  (angolo della tensione generata dall'inverter, rispetto alla tensione di rete) come:

$$\gamma = \operatorname{atan}(-0,052) = -0,0519 \text{ rad} \quad (4.3.54)$$

Angolo negativo, cioè  $V_{inv}$  in ritardo rispetto a  $V_g$ .

Ottenuto  $\gamma$ , dalla (4.3.53) è possibile anche calcolare:

$$V_{inv} = \frac{V_g}{\cos \gamma} = 230,313 \text{ V} \quad (4.3.55)$$

Dalla (4.3.55) è possibile calcolare  $M$ , ricordandone la definizione attraverso la (4.3.32):

$$\frac{\hat{v}_{inv}}{\sqrt{2}} = \frac{MV_1}{\sqrt{2}}$$

$$\frac{V_{inv}\sqrt{2}}{V_1} = M \quad (4.3.56)$$

È possibile scrivere ora, la f.d.t. del sistema da controllare, sostituendo nella (4.3.48) i valori trovati con le, (4.3.56), (4.3.54):

$$\frac{V_1(s)}{i_g^{rms}(s)} = \frac{\frac{V_{inv}\sqrt{2}}{V_1} \cos(-\gamma)}{\sqrt{2}} \frac{1}{C_1s + \frac{1}{R_{DAB}}}$$

$$\frac{V_1(s)}{i_g^{rms}(s)} = \frac{V_{inv}}{V_1} \cos(-\gamma) \frac{1}{C_1s + \frac{1}{R_{DAB}}}$$

$$\frac{V_1(s)}{i_g^{rms}(s)} = 0,46 \frac{1}{C_1s + \frac{1}{R_{DAB}}} = G_{i_g^{rms}}^{V_1}(s) \quad (4.3.57)$$

Ottenendo così la funzione di trasferimento del sistema medio da controllare, linearizzata nel punto di lavoro:  $P_g = 3500 \text{ W}$ ,  $Q_g = 0 \text{ var}$ , con  $C_1 = 0,0022 \text{ F}$  e  $R_{DAB} = 71,4 \Omega$

Si sceglie di utilizzare un controllore P.I., che garantisce un errore a regime nullo, per via del fatto che si controlli una variabile costante ( $V_I$ ), quindi a frequenza nulla.

Considerando dunque la f.d.t. (4.3.57), che lega la variabile controllata alla variabile di controllo, e definita la funzione di trasferimento del controllore, che sarà uguale alla (4.1.11) (viene nominata con un pedice differente, cioè  $G_{cvi}(s)$ , essendo la f.d.t. di un controllore di tensione, che controlla quest'ultima attraverso la corrente), trattandosi sempre di controllore P.I., è possibile calcolare la f.d.t del sistema di controllo in anello aperto:

$$G_{ol}(s) = G_{PC1}^{V_I^2}(s) * G_{cvi}(s) = 0,46 \frac{1}{C_1 s + \frac{1}{R_{DAB}}} k_{pvi} \frac{(s+a)}{s} \quad (4.3.58)$$

$$= \frac{0,46 k_{pvi} (s+a)}{s \left( C_1 s + \frac{1}{R_{DAB}} \right)}$$

Con  $a = \frac{k_{ivi}}{k_{pvi}}$ ,



si calcola la f.d.t. del sistema in anello chiuso:

$$\begin{aligned}
 G_{cl}(s) &= \frac{G_{ol}(s)}{1 + G_{ol}(s)} = \frac{\frac{0,46 k_{pvi} (s + a)}{s \left( C_1 s + \frac{1}{R_{DAB}} \right)}}{1 + \frac{0,46 k_{pvi} (s + a)}{s \left( C_1 s + \frac{1}{R_{DAB}} \right)}} \\
 &= \frac{\frac{0,46 k_{pvi} (s + a)}{s \left( C_1 s + \frac{1}{R_{DAB}} \right)}}{\frac{s \left( C_1 s + \frac{1}{R_{DAB}} \right) + 0,46 k_{pvi} (s + a)}{s \left( C_1 s + \frac{1}{R_{DAB}} \right)}} \\
 &= \frac{0,46 k_{pvi} (s + a)}{s \left( C_1 s + \frac{1}{R_{DAB}} \right) + 0,46 k_{pvi} (s + a)} \\
 &= \frac{0,46 k_{pvi} (s + a)}{s^2 C_1 + \frac{s}{R_{DAB}} + 0,46 k_{pvi} s + 0,46 k_{pvi} a} \\
 &= \frac{1}{C_1} \frac{0,46 k_{pvi} (s + a)}{s^2 + \left( \frac{\frac{1}{R_{DAB}} + 0,46 k_{pvi}}{C_1} \right) s + \frac{0,46}{C_1} k_{ivi}} \\
 &= \frac{\frac{0,46 k_{pvi}}{C_1} (s + a)}{s^2 + \left( \frac{\frac{1}{R_{DAB}} + 0,46 k_{pvi}}{C_1} \right) s + \frac{0,46}{C_1} k_{ivi}} \tag{4.3.59}
 \end{aligned}$$

Il calcolo dei coefficienti proporzionale e integrale del regolatore, viene fatto imponendo al sistema in anello chiuso (4.3.59) la dinamica voluta:

- Larghezza di banda di 50 Hz, ovvero 10 volte inferiore alla larghezza di banda dell'anello interno di corrente, al fine di garantire il disaccoppiamento dei due anelli di controllo, cioè per permettere all'anello interno di corrente di seguire il riferimento fornito dall'anello esterno di tensione, corrispondente a una pulsazione  $\omega_0 = 2\pi 50 = 314,1593 \text{ rad/s}$
- Smorzamento:  $\zeta = \frac{\sqrt{2}}{2}$ . Si sceglie uno smorzamento di tentativo uguale a quello dell'anello di corrente, per poi valutare i *diagrammi di Bode* e la *risposta allo scalino* del sistema in anello chiuso

di tensione e verificarne la dinamica, assunto tale valore di smorzamento, per eventualmente modificarlo in caso di *sovraelongazione* o risonanza eccessive.

Si impone ora al sistema in anello chiuso la dinamica stabilita, con l'obiettivo di trovare le costanti integrale e proporzionale, confrontando i coefficienti del denominatore della f.d.t. appena ottenuta (4.3.59), con quelli del generico denominatore del secondo ordine già espresso nella (4.1.15).

Si ottiene:

$$2\zeta\omega_0 = \frac{1}{R_{DAB}} + 0,46 k_{pvi}$$

$$k_{pvi} = \frac{2\zeta\omega_0 C_1 - \frac{1}{R_{DAB}}}{0,46} = 2,094 \quad (4.3.60)$$

$$\omega_0^2 = \frac{0,46 k_{ivi}}{C_1}$$

$$k_{ivi} = \frac{\omega_0^2 C_1}{0,46} = 472,024 \quad (4.3.61)$$

Si inseriscono i coefficienti ottenuti dalle (4.3.60) e (4.3.61) all'interno della funzione di trasferimento del sistema in anello chiuso, in modo tale da poterne tracciare i *diagrammi di Bode* e la *risposta allo scalino unitario* (figura 71):

$$G_{cl}(s) = \frac{473,92s + 98695,877}{s^2 + 444,286s + 98695,877} \quad (4.3.62)$$

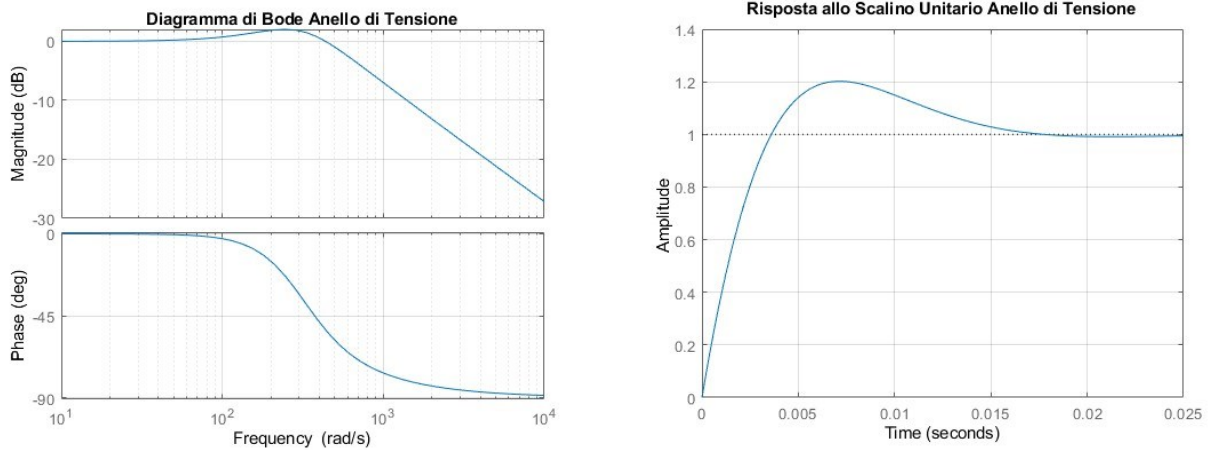


Figura 71. Diagramma di Bode e risposta allo scalino unitario per smorzamento  $\zeta = \frac{\sqrt{2}}{2}$ .

Per uno smorzamento pari a  $\frac{\sqrt{2}}{2}$ , la risposta allo scalino presenta una *sovraelongazione* del 20% oltre il valore di regime, il quale viene ritenuto accettabile. Stabilito tale valore, è possibile scrivere la funzione di trasferimento del controllore *Proporzionale Integrale*:

$$G_{cvi}(s) = k_{pvi} + \frac{k_{ivi}}{s} = \frac{k_{pvi}s + k_{ivi}}{s} = \frac{2,094s + 472,024}{s} \quad (4.3.63)$$

Avendo calcolato le funzioni di trasferimento di controllore (4.3.63) e sistema controllato (4.3.57), è doveroso fare alcune considerazioni in merito alla realizzazione del sistema complessivo contenente l'anello esterno di tensione e l'anello interno di corrente.

Una versione verosimile di questo sistema è stata rappresentata nella figura 70: tuttavia, uno schema di questo tipo, non è rappresentabile in un modello Simulink “medio a funzioni di trasferimento”, per due motivi:

- Non è realizzabile un vero e proprio blocco del tipo “Raddrizzamento AFE” come quello mostrato in figura 70. Per simulare gli effetti del raddrizzamento dell’AFE sulla corrente  $i_g(t)$  sarebbe necessario includere un vero e proprio ponte ad H all’interno della simulazione, soluzione che, si allontana dall’obiettivo della tesi, cioè elaborare un modello medio a funzioni di trasferimento del convertitore in esame. Un’altra soluzione potrebbe quella di simulare il blocco “Raddrizzamento AFE” tramite la (4.3.37), che consente di calcolare l’andamento

medio  $\bar{I}_1(t)$  a partire dal valore di  $i_g^{rms}$ . A tale scopo sarebbe necessario un blocco di calcolo del valore r.m.s. della corrente  $i_g(t)$  in uscita dall'anello di corrente, per poterne trarre il valore  $i_g^{rms}$ , da porre in ingresso alla (4.3.37). Questa soluzione potrebbe sembrare efficace, ma in realtà risulta essere impraticabile, come evidenziato in seguito;

- Il sistema su cui è stato progettato il controllore di tensione, è quello descritto dalla f.d.t. (4.3.57), sistema che quindi riceve in ingresso il valore r.m.s. della corrente di rete e restituisce la tensione  $V_1$  sull'HV DC link; dunque è decisamente più funzionale rimpiazzare lo schema di figura 70, con quello di figura 71, in cui il sistema controllato (ultimo blocco a destra) è rappresentato proprio dalla (4.3.57), cioè la stessa f.d.t. utilizzata per il progetto del regolatore. In questo modo, è necessario solamente un blocco per il calcolo del valore r.m.s. della corrente sinusoidale  $i_g(t)$  in uscita dall'anello di corrente, senza bisogno di utilizzare la (4.3.37) proposta nel punto precedente, poiché la f.d.t. utilizzata per rappresentare il sistema controllato, riceve in ingresso direttamente il valore  $i_g^{rms}$ , e non  $\bar{I}_1(t)$ , come la f.d.t. del sistema rappresentato in figura 70.

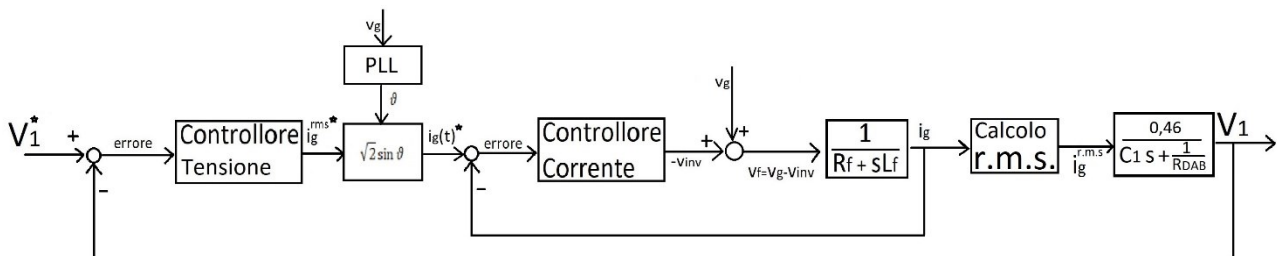


Figura 72. Schema di controllo complessivo dell'AFE, formato da anello di tensione esterno e anello di corrente interno, con calcolo del valore r.m.s. della corrente di rete.

Si è evidenziato però in simulazione un problema di fondo per entrambe le soluzioni proposte: esse prevedono l'utilizzo del calcolo del valore r.m.s. della corrente  $i_g(t)$  in uscita dall'anello di corrente.

Il blocco di calcolo del valore r.m.s., introduce un ritardo non trascurabile il quali si propaga per tutta la durata della simulazione. Questo perchè, per poter operare tale computo, l'algoritmo di estrazione del valore r.m.s. necessita che sia intercorso un periodo della fondamentale per poter eseguire il calcolo, intervallo di tempo che, per delle grandezze elettriche, risulta essere decisamente importante, a tal punto da non rendere attendibile la simulazione di tale sistema e causando evidenti problemi di stabilità nel sistema di controllo.

A tal proposito, si rappresenta in simulazione il solo anello di tensione, trascurando l'anello interno di corrente, supponendo dunque che quest'ultimo sia sufficientemente veloce rispetto all'anello esterno e riesca quindi a seguire pedissequamente il riferimento fornito da esso; si trascura dunque la dinamica dell'anello interno di corrente, considerando che il riferimento  $i_g^*(t)$  e la corrente realmente circolante, siano sempre e istantaneamente uguali. Di seguito il sistema modellato attraverso MATLAB/Simulink (figura 73).

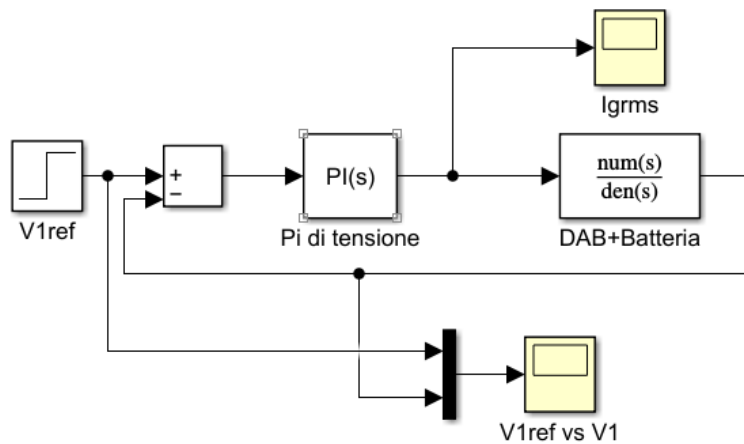


Figura 73. Controllo di tensione  $V_1$  attraverso il valore di corrente  $I_g^{rms}$ .

Dai risultati della simulazione, si nota che dopo un transitorio iniziale, atto a caricare il condensatore  $C_1$ , la tensione sull'HV DC link si stabilizza al valore di riferimento, segno di controllo ben riuscito (figura74).

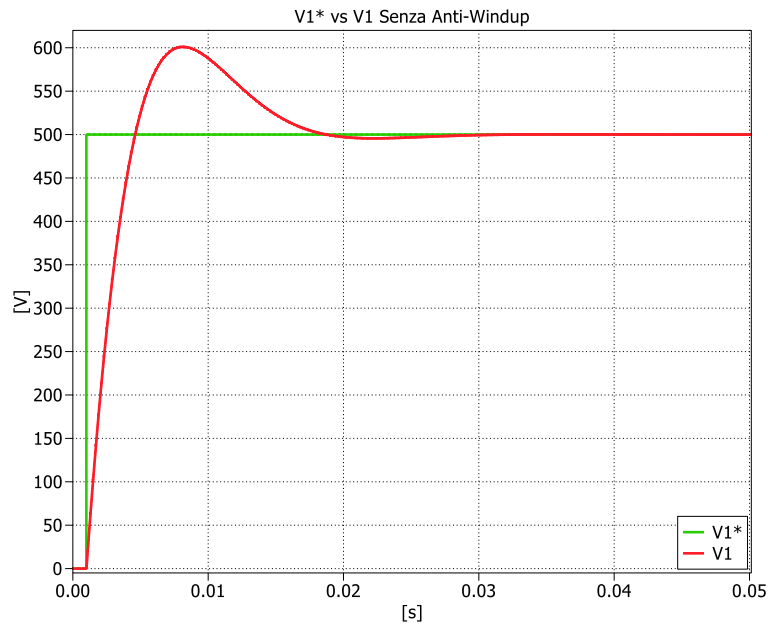


Figura 74. Andamento della tensione  $V_1$ , durante il transitorio iniziale di caricamento del condensatore, con conseguente stabilizzazione a regime.

La corrente in uscita dal P.I., presenta anch'essa un transitorio iniziale volto a caricare  $C_1$ , ma superato quest'ultimo (terminato il transitorio il condensatore non necessita più corrente atta a caricarlo, avendo raggiunto il valore di tensione  $V_1$  uguale al riferimento), essa si stabilizza al valore di regime necessario ad alimentare DAB e batteria (figura 75). È possibile calcolare questo valore di regime per la corrente  $i_g^{rms}$ , considerando unitario il rendimento del convertitore e trascurando le perdite del filtro di rete: si uguaglia dunque la potenza attiva assorbita dalla batteria a quella prelevata da rete.

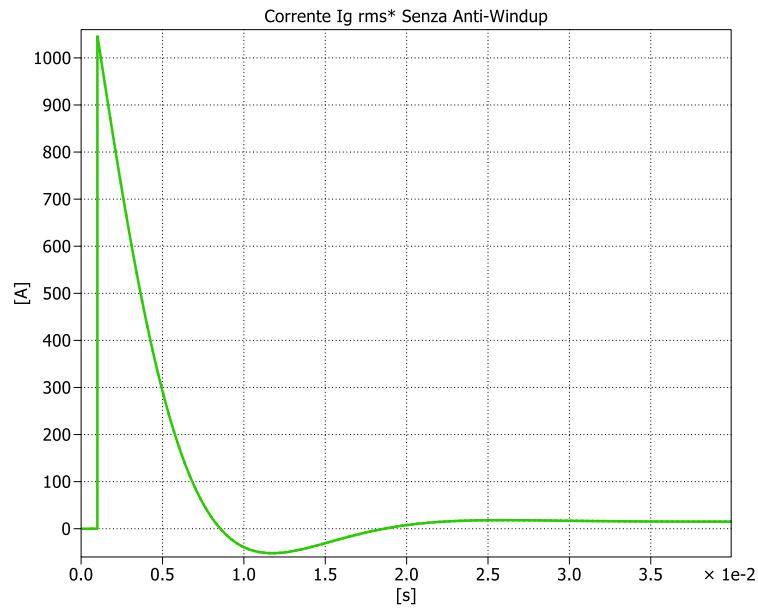


Figura 75. Transitorio iniziale della corrente in uscita dal P.I. di tensione, con conseguente stabilizzazione al valore di regime, volto ad alimentare DAB e batteria.

$$P_g = P_{batt} \quad (4.3.64)$$

Con  $\cos(\varphi) = 1$ .

Esplicitando i membri della (4.3.64) si ottiene:

$$V_g^{rms} I_g^{rms} = 3500 \text{ W}$$

$$I_g^{rms} = \frac{3500 \text{ W}}{V_g^{rms}} = \frac{3500 \text{ W}}{230 \text{ V}} = 15,217 \text{ A} \quad (4.3.65)$$

Che coincide effettivamente con il valore di regime della corrente in uscita dal P.I. di tensione, mostrato in figura 76.

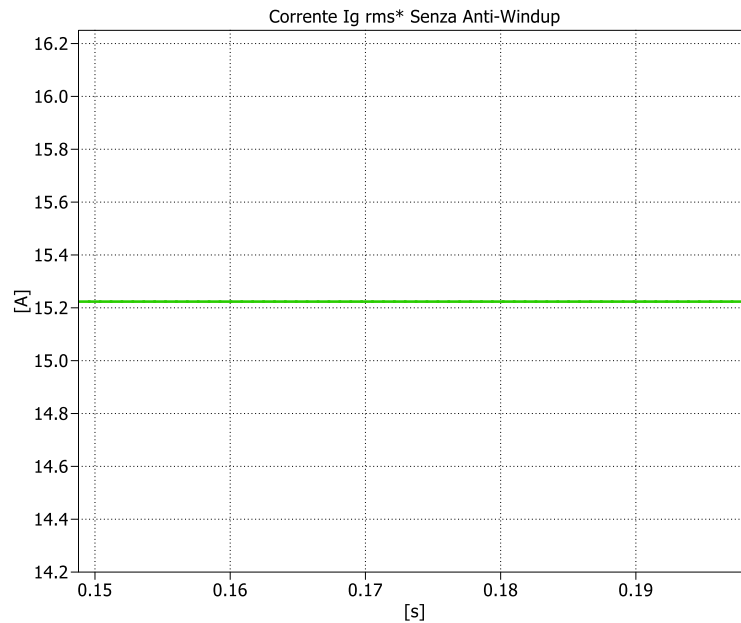


Figura 76. Valore di regime raggiunto dalla corrente  $i_g^{rms}$ , atto ad alimentare DAB e batteria.

Rimane da considerare che, il valore di corrente  $i_g^{rms}$  fornito dal controllore di tensione in fase di caricamento del condensatore, come mostrato in figura 75, presenta valori molto elevati all'inizio del transitorio (1050 A di valore efficace), essendo proprio il transitorio iniziale, un intervallo di tempo in cui l'errore tra setpoint e variabile controllata risulta essere il più grande. Per questo motivo, si ritiene necessario valutare una configurazione del sistema, in cui l'uscita del P.I. viene fatta saturare ad un valore limite, attraverso un filtro Anti-Windup.

Si decide di impostare la saturazione della potenza assorbita da rete, come fatto per il controllore di tensione che fornisce il valore di potenza, dimensionato nel capitolo 4.2, al valore limite consentito dal DAB pari a 6 kW.

Un limite per la potenza di tale valore, coincide con una soglia massima raggiungibile per la corrente, calcolabile attraverso la (4.3.65):

$$V_g^{rms} I_g^{rms} = 6000 \text{ W}$$

$$I_g^{rms} = \frac{6000 \text{ W}}{V_g^{rms}} = \frac{6000 \text{ W}}{230 \text{ V}} = 26,1 \text{ A} \quad (4.3.66)$$

La (4.3.66), rappresenta il valore limite a cui impostare l'Anti-Windup per il valore della corrente  $i_g^{rms}$  in uscita dal P.I. di tensione.



Di seguito si riporta il confronto tra, la corrente in uscita dal controllore di tensione, con e senza saturazione (figura 48), e l'andamento della tensione  $V_1$  durante la fase di caricamento del condensatore, nelle configurazioni con e senza saturazione (figura 49). Ovviamente, nel sistema che presenta la saturazione in uscita dal controllore, la variabile controllata impiegherà più tempo per arrivare a regime, proprio a causa del fatto che i valori assumibili dalla variabile di controllo vengono limitati.

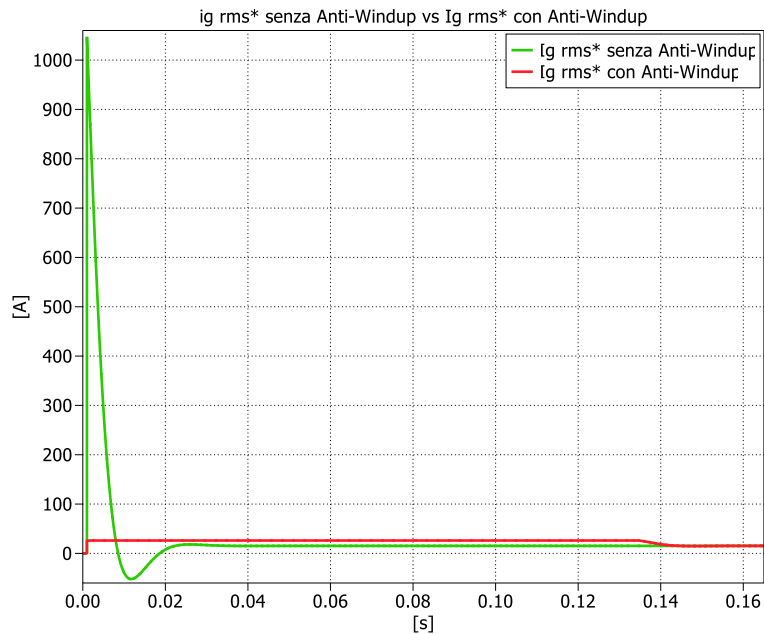


Figura 77. Confronto della corrente  $i_g^{rms}$  in uscita dal P.I. di tensione, nelle configurazioni con e senza Anti-Windup.

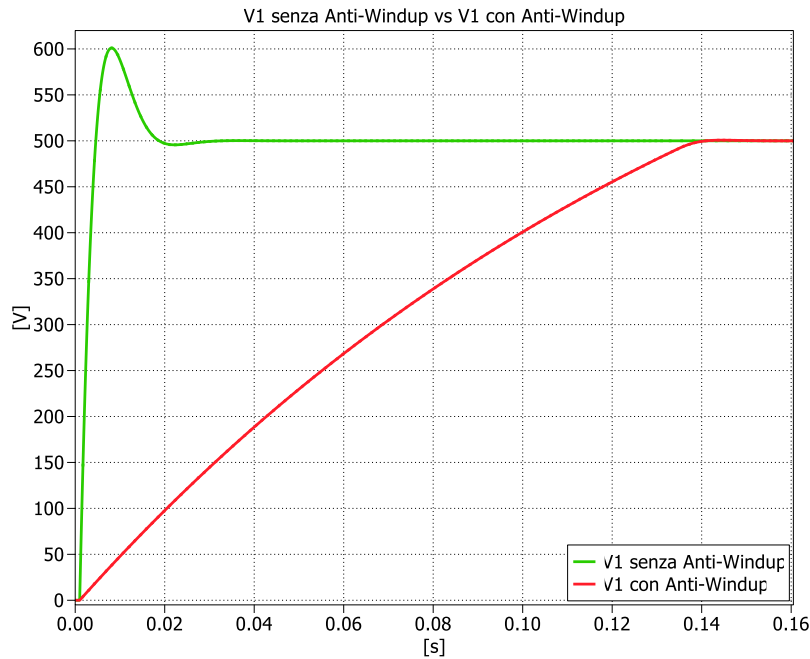


Figura 78. Confronto della tensione sull'HV DC link nelle configurazioni con e senza Anti-Windup.

Si ritiene opportuno un confronto tra i due controllori che si sono realizzati, cioè quello che regola la tensione sull'HV DC link, fornendo un valore di potenza da assorbire da rete, calcolato nel capitolo 4.2, e quello che regola la medesima tensione, fornendo un valore di corrente  $i_g^{rms}$  da trarre da rete, trattato nel capitolo corrente.

Nell'ottica di paragonare le prestazioni e rendere i due sistemi confrontabili, si simulano i soli anelli esterni di tensione, in modo da prescindere dalle dinamiche dell'anello interno di corrente, impostando oltretutto la stessa larghezza di banda (50 Hz) e lo stesso smorzamento ( $\frac{\sqrt{2}}{2}$ ) per entrambi gli anelli chiusi.

La simulazione viene inizializzata con valori di correnti e tensioni corrispondenti ad una situazione di regime per entrambi gli anelli di controllo, cioè una condizione allo steady state in cui la tensione controllata sull'HV DC link è stabilizzata al valore di riferimento (500 V), e la potenza assorbita dalla batteria è costante a 3500 W. Successivamente, si fornisce uno scalino iniziale al valore di riferimento, il quale viene portato da 500 V a 450 V (step di - 50 V) e si valuta la risposta degli anelli di controllo (figura 79). Una volta raggiunto il nuovo riferimento, si fornisce un ulteriore step di "+ 100 V", per arrivare ad un valore di ingresso agli anelli 550 V di riferimento, sempre nell'ottica di valutare e confrontare i transitori (figura 79).

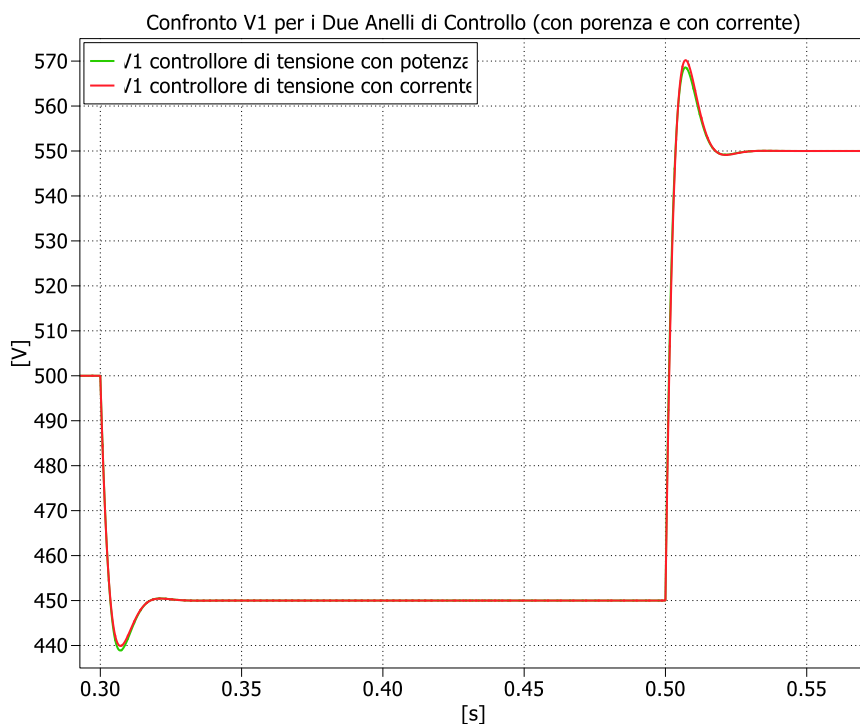


Figura 79. Confronto delle dinamiche di risposta allo scalino dei due anelli di controllori di tensione sull'HVDC link, impostando stessa banda e stesso smorzamento per entrambi gli anelli chiusi.

Dal momento che i controllori simulati, sono stati dimensionati attraverso sistemi in anello chiuso, ai quali sono stati imposti stessa larghezza di banda e stesso smorzamento, la risposta allo scalino ottenuta è decisamente simile. Semplicemente, il controllore di tensione che regola quest'ultima attraverso la potenza presenta una sovralongazione leggermente minore di quello che regola la tensione attraverso la corrente.

Invece, simulando i due controlli tensione, nel modo in cui sono stati dimensionati, cioè con un anello chiuso avente una banda di 70 rad/s per il regolatore che utilizza la potenza, e un anello chiuso con una banda di 314 rad/s per il regolatore che utilizza a corrente, si ottengono (come ci si aspettava) due risposte abbastanza differenti (figura 80).

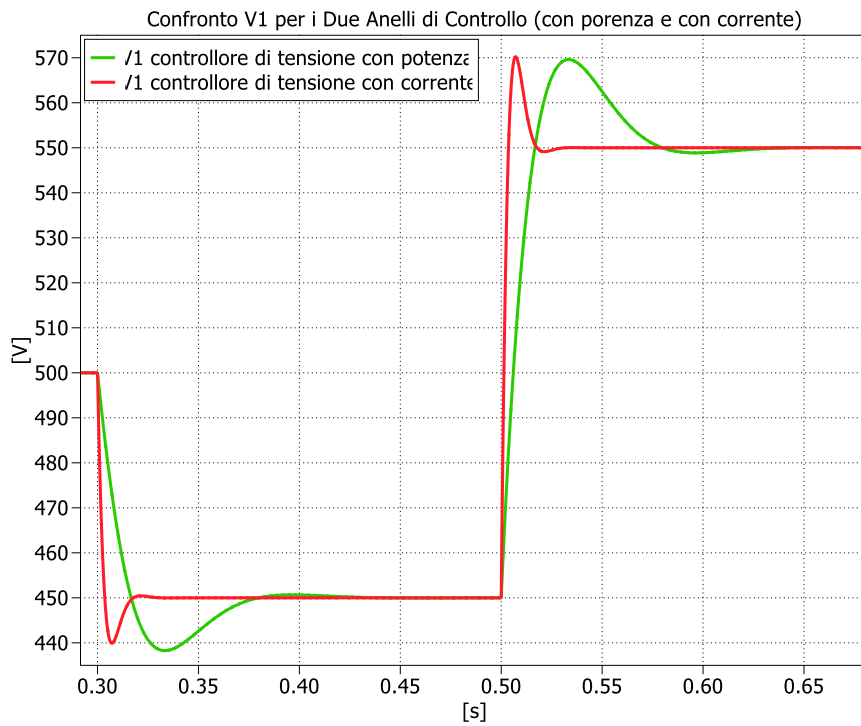


Figura 80. Confronto delle dinamiche di risposta allo scalino dei due anelli di controllo di tensione sull'HVDC link considerando le differenti bande ottenute per gli anelli chiusi.

È possibile notare da figura 80 come, il controllore di tensione attraverso la potenza, sia più lento nel seguire il riferimento di quello che utilizza la corrente, impiegando quindi più tempo per terminare il transitorio e raggiungere il valore di regime, per via della differenza di banda tra i due.

## 4.4 Dual Active Bridge: Modellazione e Design del Sistema di Controllo

Il sistema “Dual Active Bridge” da modellare e controllare è mostrato in figura 81. Il DAB è il dispositivo a cui è collegata la batteria e che si occupa direttamente della carica (o scarica) di quest’ultima.

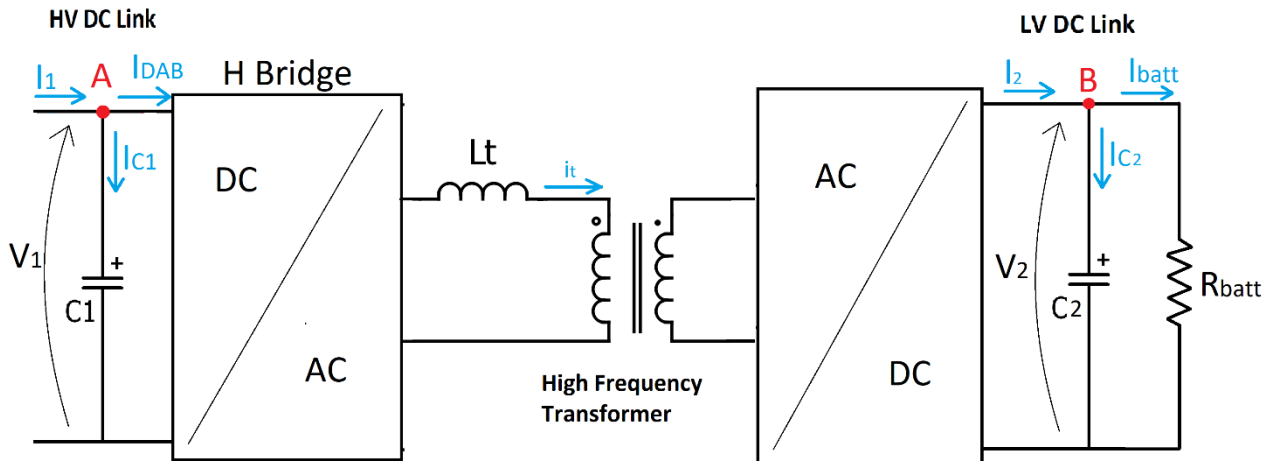


Figura 81. DAB con la batteria modellata attraverso la resistenza  $R_{batt}$ .

Il processo di carica della batteria può essere diviso in due fasi:

- Fase a **corrente costante** entrante nella batteria, in cui si massimizza quest’ultima con l’obiettivo di minimizzare i tempi di carica. Durante questa fase, la tensione  $V_2$  ai capi della batteria cresce, parallelamente allo *State of Charge* di quest’ultima e quindi alla potenza trasmessa.
- Fase a **tensione costante** in cui la tensione ai capi della batteria, e quindi all’uscita del DAB, essendo stata incrementata nella fase precedente, ha raggiunto un valore limite di 60 V, oltre il quale è opportuno non andare. In questa fase, non è possibile caricare la batteria mantenendo la corrente in ingresso ad essa costante, altrimenti la tensione continuerebbe ad innalzarsi, rischiando di rompere il sistema. Si controlla dunque il valore della tensione  $V_2$ , mantenendolo costante al valore di 60 V raggiunto nella fase precedente. In questa fase, la corrente in ingresso alla batteria diminuirà all’aumentare dello *State of Charge*, delineando quindi una potenza decrescente (tensione costante e corrente in diminuzione).

Simulare la prima o la seconda fase descritta, agli scopi di questa analisi, non comporta enormi differenze a livello di modellazione: infatti, l’assorbimento di potenza rappresentante la carica della

batteria, come fatto per l'anello di tensione, anche in questo caso, viene delineato attraverso una resistenza, nell'ottica di poter descrivere il sistema in un punto di lavoro ( $P_{batt} = 3,5 \text{ kW}$ ) intorno a cui linearizzare il comportamento di quest'ultimo.

La stessa modellazione del DAB, come si vedrà in seguito, porta ad ottenere un sistema linearizzato nell'intorno dello stesso punto di lavoro, definito da:

- Tensione sull'HV DC link  $V_1 = 500 \text{ V}$ ;
- Tensione sul LV DC link  $V_2 = 60 \text{ V}$ ;
- Corrente in ingresso al DAB " $I_{DAB}$ " corrispondente a uno scambio di potenza  $P_{batt} = 3,5 \text{ kW}$  (rendimento del dispositivo considerato unitario);
- Corrente in uscita dal DAB " $I_2$ " corrispondente a uno scambio di potenza  $P_{batt} = 3,5 \text{ kW}$ ;
- *Phase Shift Ratio* " $D$ ", ovvero il rapporto tra lo sfasamento espresso in radianti tra le tensioni pulsate generate rispettivamente dai ponti primario e secondario del DAB e  $\pi$ , corrispondente a uno scambio di potenza  $P_{batt} = 3,5 \text{ kW}$ .

Quindi, una modellazione di questo tipo, nel caso in cui si volesse rappresentare la fase di carica della batteria a **corrente costante**, porterebbe ad avere anche una tensione costante su quest'ultima (per via del fatto di averla modellata attraverso una resistenza), quando invece, per questa fase di caricamento, considerando un sistema reale, il voltaggio ai capi della stessa dovrebbe essere in leggero aumento (discostandosi dal punto in cui si è linearizzata la modellazione del DAB), con conseguente crescita della potenza e allontanamento dal punto di lavoro in cui si è modellata la batteria.

Analogamente, nel caso in cui si volesse rappresentare la fase di carica della batteria a **tensione costante**, risulterebbe anche una corrente costante all'ingresso di quest'ultima (modellata sempre attraverso una resistenza), quando invece, per questa fase di caricamento, considerando un sistema reale, la corrente in ingresso alla stessa dovrebbe essere in moderata diminuzione (discostandosi dal punto in cui si è linearizzata la modellazione del DAB), con conseguente decrescita della potenza e allontanamento dal punto di lavoro in cui si è modellata la batteria.

Resta importante sottolineare però che, per quanto il comportamento di un sistema reale possa avere un andamento delle grandezze elettriche e della potenza di caricamento della batteria che si allontani dal punto di linearizzazione, questa modellazione rimane comunque attendibile per discostamenti da quest'ultimo non troppo eccessivi.

Dunque, per la modellazione in esame, simulare il sistema in una condizione in cui una delle due grandezze viene mantenuta costante (corrente o tensione), porta necessariamente ad avere costante anche l'altra, divergendo leggermente dal comportamento reale della batteria.

Si rimandano quindi ad analisi future, modellazioni della batteria che ne rispecchino in maniera più dettagliata il funzionamento, con l'obiettivo di verificare l'attendibilità delle linearizzazioni effettuate.

L'unica differenza sostanziale nella simulazione di una delle due fasi di carica, per quanto riguarda la modellazione in esame, risiede nella strategia di controllo: infatti, una simulazione della fase di carica a **corrente costante**, prevederebbe il controllo della corrente in ingresso alla batteria, con l'obiettivo di mantenere quest'ultima costante al valore massimo consentito dalla stessa, al fine di minimizzare i tempi di carica, invece, una simulazione della fase di carica a **tensione costante**, prevederebbe il controllo della tensione  $V_2$  ai capi della batteria, per mantenere quest'ultima costante (in questo caso pari al valore limite di 60 V).

Si sceglie di simulare la fase di caricamento a **tensione costante**, valutando dunque un sistema di controllo del DAB che regoli la tensione  $V_2$  sul LV DC link, al valore costante di 60 V, appena menzionato. Un controllore di questo tipo mantiene stabile la tensione  $V_2$ , attraverso la regolazione della potenza che fluisce attraverso il DAB stesso, poiché quest'ultima risulta essere di facile manipolazione, attraverso la modulazione del convertitore.

Infatti, la modulazione del DAB, differente da quella utilizzata per l'AFE, è denominata "*Phase Shift Modulation*" e consiste nel far generare ai morsetti del "lato AC" dei due ponti ad H, due onde quadre aventi la stessa frequenza di switching dei semiconduttori di potenza (20 kHz per il sistema in esame), ad ampiezza fissa (la massima generabile attraverso una *Phase Shift Modulation*, cioè coincidente con le tensioni  $V_1$  e  $V_2$  imposte i "lati DC" dei ponti ad H) e *Duty Cycle* costante a "0,5", inviando segnali appropriati ai gate degli IGBT che costituiscono i due ponti. Le due onde quadre così generate sono applicate ai due lati *dell'High Frequency Transformer*.

È possibile regolare la potenza trasferita attraverso il DAB stabilendo un *Phase Shift Ratio* " $d$ ", opportuno tra le due onde quadre applicate al trasformatore, definito come:

$$d = \frac{\psi}{\pi} \quad (4.4.1)$$

Con " $\psi$ " angolo di fase tra le due tensioni ad onda quadra.

Dal momento che la variabile controllata risulta essere “ $V_2$ ”, regolata attraverso la variabile di controllo “ $d$ ”, è opportuno trovare il legame tra le due, per poter così progettare il regolatore.

Per raggiungere questo obiettivo è necessario definire un modello *Average* del DAB.

La tecnica di modellazione utilizzata è denominata “*Reduced-Order Average*” ed è basata sull’equazione della potenza media trasferita attraverso il DAB. Questa modellazione consente di considerare il DAB come se fosse si comportasse come un convertitore DC – DC diretto, trascurando quindi gli effetti legati alla rete ad alta frequenza presente all’interno del convertitore stesso, funzionante da interfaccia tra le due sorgenti DC. Trascurando l’esistenza di un AC link interno, non è però possibile modellare le dinamiche del trasformatore, ovvero delle grandezze periodiche a 20 kHz presenti su tale “*Bus*” AC, risolto non particolarmente significativo ai fini dell’attuale modellazione, per via del fatto che non è di interesse per questa analisi modellare le dinamiche di tali variabili.

Nel caso in cui però si volesse tenere conto di questi andamenti periodici, si rimanda alla tecnica di modellazione “*Generalized Average*” mostrata in [11] e [12], la quale approssima le dinamiche delle grandezze elettriche periodiche, considerando vari coefficienti della serie di Fourier.

Partendo dunque dall’equazione della potenza media che attraversa il DAB:

$$P_{DAB} = \frac{V_1(t) V_2(t)}{2N_1 f_s L_t} d(1 - |d|) \quad (4.4.2)$$

Con:

- $d = \frac{\psi}{\pi}$ ;
- $V_1(t)$  mantenuto costante al valore  $V_1$  da parte del regolatore di tensione dell’AFE;
- $N_1$  numero di avvolgimenti del primario, considerando un secondario con un solo avvolgimento. Di conseguenza si definisce il rapporto di trasformazione come:

$$n = \frac{N_2}{N_1} = \frac{1}{N_1} = \frac{1}{10} \quad (4.4.3)$$

- $N_2$  numero di avvolgimenti del secondario;
- $L_t$  induttanza totale di dispersione del trasformatore ad alta frequenza, riportata al secondario.

Si considera anche la potenza istantanea in ingresso al dispositivo come:



$$P_{in} = V_1(t)i_{DAB}(t) \quad (4.4.4)$$

E la potenza istantanea in uscita dal DAB:

$$P_{out} = V_2(t)i_2(t) \quad (4.4.5)$$

Di conseguenza, assumendo unitario il rendimento del convertitore, è possibile uguagliare la (4.4.4) e la (4.4.5) alla (4.4.2), ottenendo:

$$\begin{cases} i_{DAB}(t) = \frac{V_2(t)}{2N_1f_sL_t} d(1 - |d|) \\ i_2(t) = \frac{V_1(t)}{2N_1f_sL_t} d(1 - |d|) \end{cases} \quad (4.4.6)$$

Partendo dalla (4.4.6), già riferita al comportamento medio del sistema, si ricava il modello “*Average di Piccolo Segnale*”, cioè ci si pone nel punto di lavoro individuato a inizio capitolo (attraverso le grandezze costanti  $V_1 = 500 V, V_2 = 60 V, I_{DAB}, I_2, D, P_{batt} = 3,5 kW$ ), e si perturba quest'ultimo attraverso delle piccole variazioni delle grandezze citate (identificate, in questa trattazione, con il simbolo “ $\tilde{\cdot}$ ” posto sopra la variabile in essere), come riportato di seguito:

$$\begin{aligned} V_1(t) &= V_1 + \tilde{v}_1(t) \\ V_2(t) &= V_2 + \tilde{v}_2(t) \\ i_{DAB}(t) &= I_{DAB} + \tilde{i}_{DAB}(t) \\ i_2(t) &= I_2 + \tilde{i}_2(t) \\ d(t) &= D + \tilde{d}(t) \end{aligned} \quad (4.4.7)$$

Sostituendo quindi la (4.4.7) dentro la (4.4.6), è possibile ottenere il sistema contenente le perturbazioni:

$$\begin{cases} I_{DAB} + \tilde{i}_{DAB}(t) = \frac{V_2 + \tilde{v}_2(t)}{2N_1f_sL_t} (D + \tilde{d}(t))(1 - |D + \tilde{d}(t)|) \\ I_2 + \tilde{i}_2(t) = \frac{V_1 + \tilde{v}_1(t)}{2N_1f_sL_t} (D + \tilde{d}(t))(1 - |D + \tilde{d}(t)|) \end{cases} \quad (4.4.8)$$

Svolgendo i calcoli per la (4.4.8), trascurando i prodotti tra le perturbazioni (poiché danno origine a quantità di un ordine di grandezza inferiore alle perturbazioni stesse, e quindi trascurabili), eliminando la parte costante delle equazioni, e trasformando nel dominio di Laplace, si ottiene:

$$\begin{cases} \tilde{i}_{DAB}(s) = \frac{V_2(1-2D)}{2N_1f_sL_t} \tilde{d}(s) + \frac{D(1-2D)}{2N_1f_sL_t} \tilde{v}_2(s) \\ \tilde{i}_2(s) = \frac{V_1(1-2D)}{2N_1f_sL_t} \tilde{d}(s) + \frac{D(1-2D)}{2N_1f_sL_t} \tilde{v}_1(s) \end{cases} \quad (4.4.9)$$

Che scritta in forma compatta diventa:

$$\begin{cases} \tilde{i}_{DAB}(s) = G_{\tilde{d}}^{i_{DAB}}(s) \tilde{d}(s) + G_{\tilde{v}_2}^{i_{DAB}}(s) \tilde{v}_2(s) \\ \tilde{i}_2(s) = G_{\tilde{d}}^{i_2}(s) \tilde{d}(s) + G_{\tilde{v}_1}^{i_2}(s) \tilde{v}_1(s) \end{cases} \quad (4.4.10)$$

La (4.4.10) contiene le f.d.t. che legano le grandezze elettriche del DAB. Come anticipato, questa funzione di trasferimento non descrive le dinamiche dell'AC link contenuto all'interno del convertitore.

Per progettare il controllore è necessario trovare la funzione di trasferimento che legghi la variabile controllata ( $V_2$ ) alla variabile di controllo ( $d$ ), cioè una f.d.t. del tipo “ $G_{\tilde{d}}^{\tilde{v}_2}(s) = \frac{V_2}{d}$ ”.

Tuttavia, una funzione di trasferimento di questo tipo non è presente nel sistema di equazioni descritto dalla (4.4.10).

È possibile però ricavare la f.d.t. ricercata, considerando che:

$$G_{\tilde{d}}^{\tilde{v}_2}(s) = \frac{\tilde{v}_2(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{\tilde{v}_2(s)}{\tilde{i}_2(s)} \frac{\tilde{i}_2(s)}{\tilde{d}(s)} = \bar{Z}_2(s) G_{\tilde{d}}^{i_2}(s) \quad (4.4.11)$$

Con  $\bar{Z}_2(s)$  impedenza vista ai morsetti d'uscita del DAB, data dal parallelo tra  $C_2$  e  $R_{batt}$  (figura 81).

Infatti, nota la funzione di trasferimento  $G_{\tilde{d}}^{i_2}(s)$ , nel momento in cui si pone in ingresso a quest'ultima il “Phase Shift Ratio”  $\tilde{d}(s)$ , essa restituisce la corrente  $\tilde{i}_2(s)$  all'uscita del DAB. Moltiplicando questa corrente per l'impedenza vista ai morsetti di uscita del DAB stesso, è possibile ottenere la tensione  $\tilde{v}_2(s)$  ai capi di questi (figura 82).

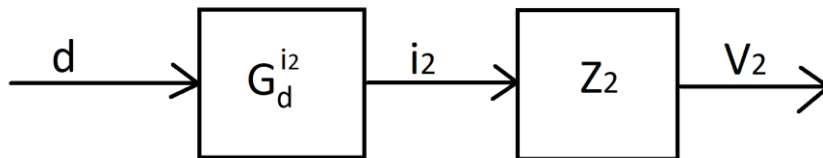


Figura 82. Schema a blocchi rappresentante la funzione di trasferimento del DAB.

Importante considerare però che, come espresso dal sistema (4.4.10), la corrente  $\tilde{i}_2(s)$  in uscita dal DAB, non è influenzata solamente dal *Phase Shift Ratio*  $\tilde{d}(s)$  attraverso la  $G_{\tilde{d}}^{\tilde{i}_2}(s)$ , bensì anche da  $\tilde{v}_1(s)$  attraverso la  $G_{\tilde{v}_1}^{\tilde{i}_2}(s)$ . Dal momento che però la tensione  $V_1$  è mantenuta ad un valore praticamente costante dal controllore di tensione dell'AFE, la piccola variazione  $\tilde{v}_1(s)$  risulta essere nulla. Ecco che quindi  $\tilde{d}(s)$  è l'unica variabile ad influenzare  $\tilde{i}_2(s)$  in termini di piccole variazioni.

Oltretutto, è possibile notare nel sistema (4.4.10) che la funzione di trasferimento utilizzata  $G_{\tilde{d}}^{\tilde{i}_2}(s)$ , nella sua formulazione estesa, contiene il valore  $V_1$ , costante a 500 V. Se quest'ultima tensione non fosse mantenuta stabile da parte del controllo dell'AFE, l'affermazione è appena effettuata non sarebbe vera, e quindi non sarebbe possibile utilizzare tale funzione di trasferimento per modellare il sistema.

Ecco perché quindi, è importante avere un controllo atto a mantenere stabile la tensione  $V_1$  sull'HV DC link.

Al fine di ricavare la f.d.t. per progettare il sistema di controllo per il DAB, rimane solo da calcolare l'impedenza collegata ai suoi morsetti di uscita ( $\bar{Z}_2(s)$ ): essa è il parallelo tra il condensatore  $C_2$  e la resistenza  $R_{batt}$ .

$R_{batt}$  modella l'assorbimento di potenza da parte della batteria di 3,5 kW, nel punto di lavoro attorno al quale il sistema è stato linearizzato ( $V_2 = 60 V$ ).

Quindi, nota la formula della potenza transigente sulla sezione di ingresso della batteria:

$$P_{batt} = V_2 I_{batt} \quad (4.4.12)$$

e nota la legge di ohm per una resistenza:

$$V_2 = R_{batt} I_{batt} \quad (4.4.13)$$

è possibile calcolare il valore di  $R_{batt}$ :

$$R_{batt} = \frac{V_2^2}{P_{batt}} = \frac{60^2}{3500} = 1,029 \Omega \quad (4.4.14)$$

Avendo ricavato il valore della resistenza, e conoscendo la capacità il condensatore  $C_2$  (0,0022 F), non resta che computare il parallelo tra i due bipoli (direttamente nel dominio di Laplace):

$$\bar{Z}_2(s) = \frac{\frac{R_{batt}}{sC_2}}{\frac{1}{sC_2} + R_{batt}} = \frac{R_{batt}}{1 + sC_2R_{batt}} = \frac{1,029}{1 + s * 0,002263} \quad (4.4.15)$$

Considerando l'algebra dei sistemi a blocchi, considerando la (4.4.11), la (4.4.15), e osservando lo schema a blocchi di figura, è possibile calcolare la f.d.t. necessaria a progettare il sistema di controllo:

$$G_{\tilde{d}}^{\tilde{V}_2}(s) = \bar{Z}_2(s) G_{\tilde{d}}^{\tilde{I}_2}(s) = \frac{R_{batt}}{1 + sC_2R_{batt}} \frac{V_1(1 - 2D)}{2N_1f_sL_t} \quad (4.4.16)$$

Per poter ottenere la funzione di trasferimento espressa dalla (4.4.16), è ancora necessario calcolare i valori di:

- $L_t$ : induttanza di dispersione del trasformatore riportato al secondario;
- $D$ : “*Phase Shift Ratio*” calcolato per il punto lavoro intorno a cui è stato linearizzato il sistema.

Conoscendo il valore di induttanza di dispersione del trasformatore ad alta frequenza riportato al primario, stabilito in sede di progetto ( $L = 0.0035$  H), l'operazione di riporto al secondario è pressoché immediata:

$$L_t = Ln^2 = L \frac{1}{N_1^2} = 35 \cdot 10^{-7} \text{ H} \quad (4.4.17)$$

Il “*Phase Shift Ratio*” viene calcolato attraverso la formula della potenza transitante nel DAB, impostando all'interno di quest'ultima, i valori delle grandezze che competono al punto di lavoro in cui viene modellato il sistema. In particolare, dalla formula della potenza, si calcola l'angolo di sfasamento tra le due tensioni applicate al primario e al secondario del trasformatore ad alta frequenza da parte dei ponti ad H, per poi ricavare il valore del “*Phase Shift Ratio*” attraverso la (4.4.1).

$$P_{DAB} = P_{batt} = \frac{8}{\pi^2} \frac{nV_1V_2 \sin\psi}{\omega_s L_t} \quad (4.4.18)$$

$$\sin\psi = \frac{P_{batt} \pi^2 \omega_s L_t}{8 n V_1 V_2} = 0,633 \quad (4.4.19)$$

$$\psi = 0,6855 \text{ rad} \quad (4.4.20)$$

$$D = \frac{\psi}{\pi} = 0,2182 \quad (4.4.21)$$

Il valore di  $\psi$  ottenuto dalla (4.4.20), risulta essere piuttosto elevato per un DAB, tuttavia, coincide con il valore stabilito in sede di progetto.

Si calcola quindi la f.d.t. che lega la variabile controllata ( $V_2$ ) alla variabile di controllo ( $d$ ), già scritta nella (4.4.16):

$$G_{\tilde{d}}^{\tilde{V}_2}(s) = \bar{Z}_2(s) G_{\tilde{d}}^{\tilde{i}_2}(s) = \frac{289,851}{1,4 + s * 0,003168} \quad (4.4.22)$$

Attraverso la (4.4.22), è possibile progettare un regolatore che misura la tensione  $V_2$  sul LV DC link, la confronta con il valore di riferimento di “60 V”, e in base all'errore ottenuto dalla differenza dei due, fornisce un valore di “Phase Shift Ratio” atto a controllare il flusso di potenza attraversante il DAB, con l'obiettivo di annullare tale errore (figura 83).

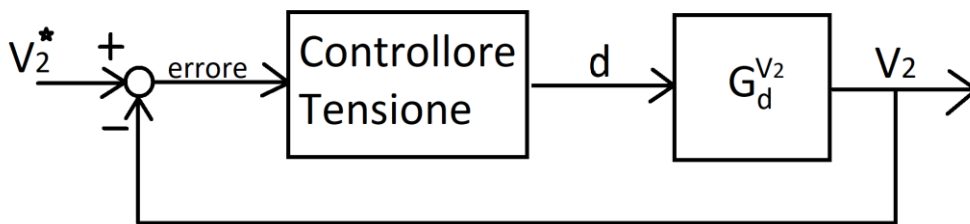


Figura 83. Schema di controllo per il DAB.

Si sceglie di utilizzare un controllore P.I., che garantisce un errore a regime nullo, per via del fatto che si controlli una variabile costante ( $V_2$ ), quindi a frequenza nulla.

Considerando dunque la f.d.t. (4.4.22), che lega la variabile controllata alla variabile di controllo, e definita la funzione di trasferimento del controllore, che sarà uguale alla (4.1.11) (viene nominata con un pedice differente, cioè  $G_{cd}(s)$ , essendo la f.d.t. del controllore del DAB), trattandosi sempre di controllore P.I., è possibile calcolare la f.d.t del sistema di controllo in anello aperto:

$$\begin{aligned} G_{ol}(s) &= G_{\tilde{d}}^{\tilde{V}_2}(s) * G_{cd}(s) = \frac{289,851}{1,4 + s * 0,003168} k_{pd} \frac{(s + a)}{s} \\ &= \frac{289,851 * k_{pd} (s + a)}{1,4 s + s^2 * 0,003168} \end{aligned} \quad (4.4.23)$$

Con  $a = \frac{k_{id}}{k_{pd}}$ ;

si calcola la f.d.t. del sistema in anello chiuso:

$$\begin{aligned}
G_{cl}(s) &= \frac{G_{ol}(s)}{1 + G_{ol}(s)} = \frac{\frac{289,851 * k_{pd} (s + a)}{1,4 s + s^2 * 0,003168}}{1 + \frac{289,851 * k_{pd} (s + a)}{1,4 s + s^2 * 0,003168}} \\
&= \frac{\frac{289,851 * k_{pd} (s + a)}{1,4 s + s^2 * 0,003168}}{\frac{1,4 s + s^2 * 0,003168 + 289,851 * k_{pd} (s + a)}{1,4 s + s^2 * 0,003168}} \\
&= \frac{289,851 * k_{pd} (s + a)}{s^2 * 0,003168 + 1,4 s + 289,851 * k_{pd} s + k_{id} * 289,851} \\
&= \frac{91493,37 * k_{pd} (s + a)}{s^2 + \left(\frac{1,4 + 289,851 * k_{pd}}{0,003168}\right) s + \frac{k_{id} * 289,851}{0,003168}} \quad (4.4.24)
\end{aligned}$$

Il calcolo dei coefficienti proporzionale e integrale del regolatore, viene fatto imponendo al sistema in anello chiuso (4.4.24) la dinamica voluta:

- Larghezza di banda di 500 Hz, corrispondente a una pulsazione  $\omega_0 = 2\pi 50 = 3141,593$  rad/s, ovvero 10 volte superiore alla larghezza di banda del controllo di tensione sull'HV DC link, al fine di garantire il disaccoppiamento dei due anelli di controllo (e quindi tra i sistemi AFE e DAB), cioè per evitare che eventuali disturbi sul sistema di regolazione dell'AFE possano propagarsi anche sul sistema di controllo del DAB o viceversa;
- Smorzamento:  $\zeta = \frac{\sqrt{2}}{2}$ . Si sceglie uno smorzamento di tentativo uguale a quello dell'anello di corrente, per poi valutare i *diagrammi di Bode* e la *risposta allo scalino* del sistema in anello chiuso di tensione e verificarne la dinamica, assunto tale valore di smorzamento, per eventualmente modificarlo in caso di *sovraelongazione* o risonanza eccessive.

Si impone ora al sistema in anello chiuso la dinamica stabilita, con l'obiettivo di trovare le costanti integrale e proporzionale, confrontando i coefficienti del denominatore della f.d.t. appena ottenuta (4.4.24), con quelli del generico denominatore del secondo ordine già espresso nella (4.1.15).

Si ottiene:

$$\begin{aligned}
2\zeta\omega_0 &= \frac{1,4 + 289,851 * k_{pd}}{0,003168} \\
k_{pd} &= \frac{2\zeta\omega_0 * 0,003168 - 1,4}{289,851} = 0,04373 \quad (4.4.25)
\end{aligned}$$

$$\omega_0^2 = \frac{289,851 * k_{id}}{0,003168}$$

$$k_{id} = \frac{\omega_0^2 * 0,003168}{289,851} = 107,87 \quad (4.4.26)$$

Si inseriscono i coefficienti ottenuti dalle (4.4.25) e (4.4.26) all'interno della funzione di trasferimento del sistema in anello chiuso, in modo tale da poterne tracciare i *diagrammi di Bode* e la *risposta allo scalino unitario* (figura 71):

$$G_{cl}(s) = \frac{4001s + 9869390}{s^2 + 4442,92s + 9869390} \quad (4.4.27)$$

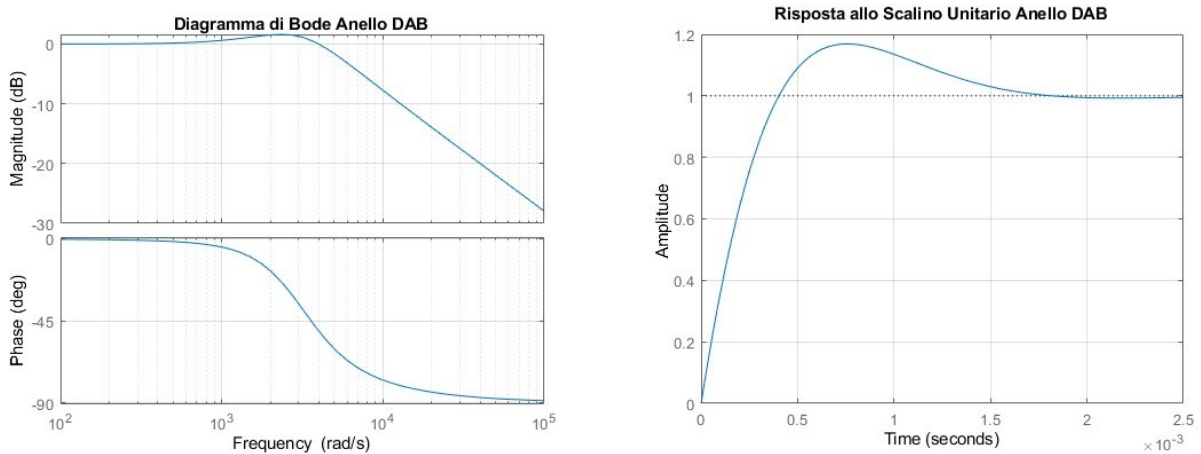


Figura 84. Diagramma di Bode e risposta allo scalino unitario per smorzamento  $\zeta = \frac{\sqrt{2}}{2}$ .

Per uno smorzamento pari a  $\frac{\sqrt{2}}{2}$ , la risposta allo scalino presenta una *sovraelongazione* minore del 20% oltre il valore di regime, la quale viene ritenuta accettabile. Stabilito tale valore, è possibile scrivere la funzione di trasferimento del controllore *Proporzionale Integrata*:

$$G_{cd}(s) = k_{pd} + \frac{k_{id}}{s} = \frac{k_{pd}s + k_{id}}{s} = \frac{0,04373s + 107,87}{s} \quad (4.4.28)$$

Avendo calcolato le funzioni di trasferimento di controllore (4.4.28) e sistema controllato (4.4.22), è possibile implementare l'anello di controllo di tensione del DAB attraverso il software *Simulink* (figura 85).

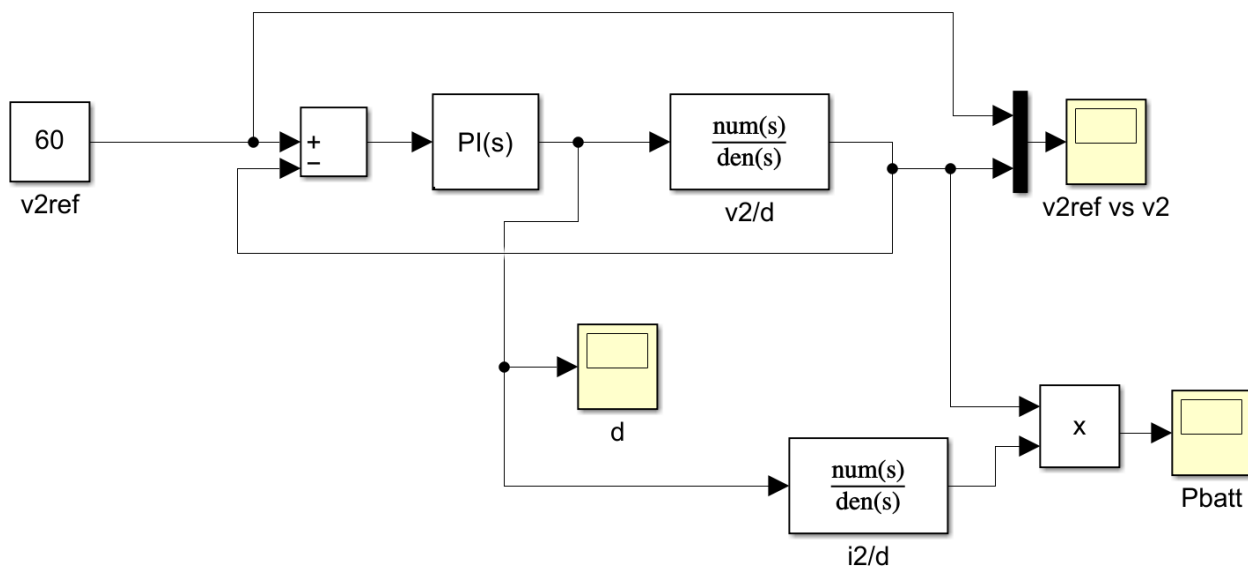


Figura 85. Controllo di tensione  $V_2$ , attraverso la modulazione del DAB.

Dai risultati della simulazione, si nota che, dopo un transitorio iniziale, atto a caricare il condensatore  $C_2$ , la tensione sul LV DC link si stabilizza al valore di riferimento, segno di controllo ben riuscito (figura 86).

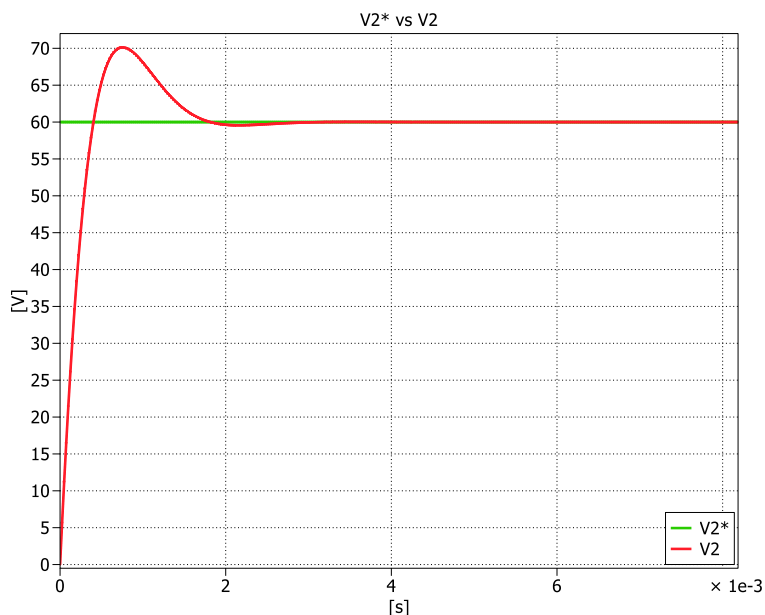


Figura 86. Andamento tensione  $V_2^*$  confrontata con il valore di riferimento.

Il *Phase Shift Ratio* in uscita dal P.I. (figura 87), presenta anch'esso un transitorio iniziale volto a comandare un trasferimento di potenza attraverso il DAB necessario a caricare  $C_2$ , ma superata questa fase (terminato il transitorio il condensatore non necessita più potenza atta a caricarlo, avendo



raggiunto il valore di tensione  $V_2$  uguale al riferimento), esso si stabilizza al valore di regime necessario consentire il flusso di potenza per il caricamento batteria. Infatti, è possibile notare come il valore di regime per il *Phase Shift Ratio* sia  $d = 0,29$  (figura 88), molto simile al valore riscontrato nei calcoli, di “0,21”, necessario al trasferimento della potenza  $P_{batt} = 3,5$  kW.

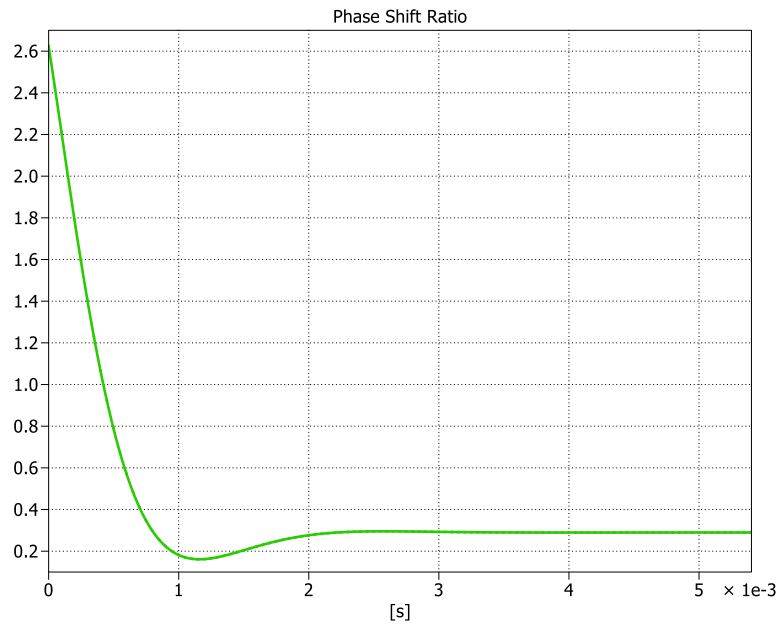


Figura 87. Andamento Phase Shift Ratio.

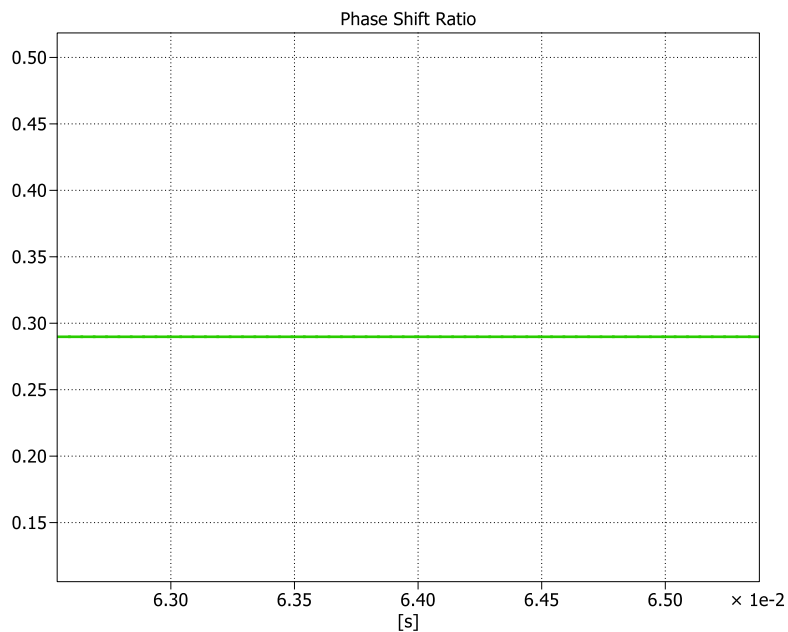


Figura 88. Valore di regime del Phase Shift Ratio.

Occorre fare una considerazione importante riguardante i valori assunti da “ $d$ ” a inizio transitorio: oltre ad essere molto elevati, e quindi rischiosi per l’entità dello scambio di potenza che ne deriverebbe (anch’esso molto grande) come mostrato in figura 89, non rispecchiano quanto dovrebbe avvenire nella realtà. Infatti, il *Phase Shift Ratio* è definito come rapporto tra l’angolo  $\psi$  di sfasamento tra le due tensioni “AC” applicate al trasformatore ad alta frequenza, e l’angolo  $\pi$ . Considerando che, è importante non eccedere eccessivamente con  $\psi$ , onde evitare scambi indesiderati di potenza reattiva, che incrementerebbero le perdite nel dispositivo, si ritiene opportuno limitare il *Phase Shift Ratio* inserendo un filtro Anti-Windup all’uscita del P.I.

Il valore della potenza scambiato attraverso il DAB è stato calcolato inserendo in simulazione la f.d.t. “ $G_{\bar{d}}^{i_2}(s)$ ” ottenuta dalla (4.4.10). Infatti, ponendo il valore di “ $d$ ”, comunicato dal controllore, in ingresso a quest’ultima, è possibile ottenere in uscita da essa il valore di corrente “ $i_2$ ”. Moltiplicando questa corrente per il valore di tensione fornito dalla f.d.t rappresentante il sistema controllato (4.4.22), è possibile ottenere la potenza in uscita dal DAB, la quale, una volta terminato il transitorio di caricamento di  $C_2$ , coinciderà con la potenza di ingresso alla batteria.

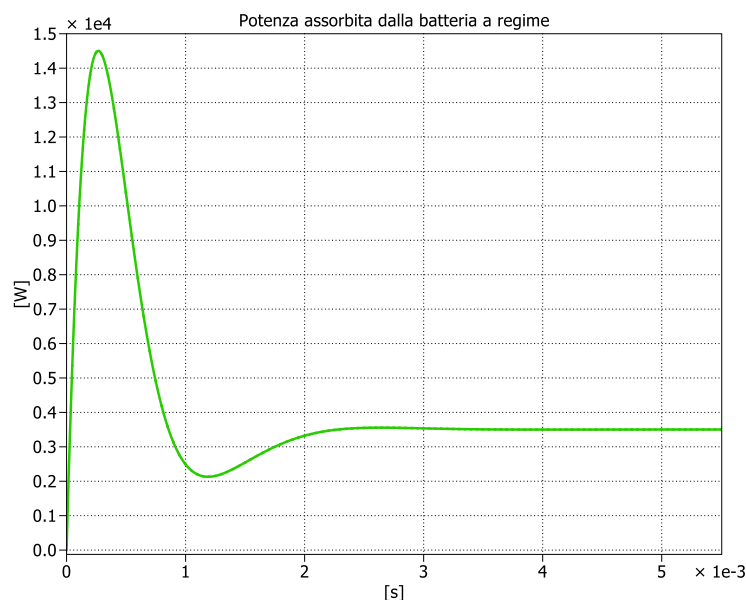


Figura 89. Andamento della potenza della DAB.

Si sceglie di limitare il valore di “ $d$ ”, a quello che consente un trasferimento massimo di potenza di 4,5 kW, poco superiore al valore nominale di 3,5 kW, nell’ottica di limitare l’angolo “ $\psi$ ”, per ridurre il più possibile l’assorbimento di potenza reattiva da rete, rimandando ad un’analisi futura un

eventuale studio sullo scambio di quest'ultima e sul legame tra esse e tale valore di *Phase Shift Ratio* e sulle eventuali perdite causate da quest'ultimo.

$$P_{MAX} = \frac{8}{\pi^2} \frac{nV_1V_2 \sin\psi}{\omega_s L_t} \quad (4.4.29)$$

$$\sin\psi = \frac{P_{MAX} \pi^2 \omega_s L_t}{8 n V_1 V_2} = 0,814 \quad (4.4.30)$$

$$\psi = 0,951rad \quad (4.4.31)$$

$$D_{MAX} = \frac{\psi}{\pi} = 0,3 \quad (4.4.32)$$

Di seguito è possibile osservare il confronto tra il sistema simulato senza filtro Anti-Windup e lo stesso simulato con filtro Anti-Windup, per quanto riguarda gli andamenti della tensione sul LV DC link (figura 90), della potenza in uscita dal DAB (figura 91), e del *Phase Shift Ratio* (figura 92).

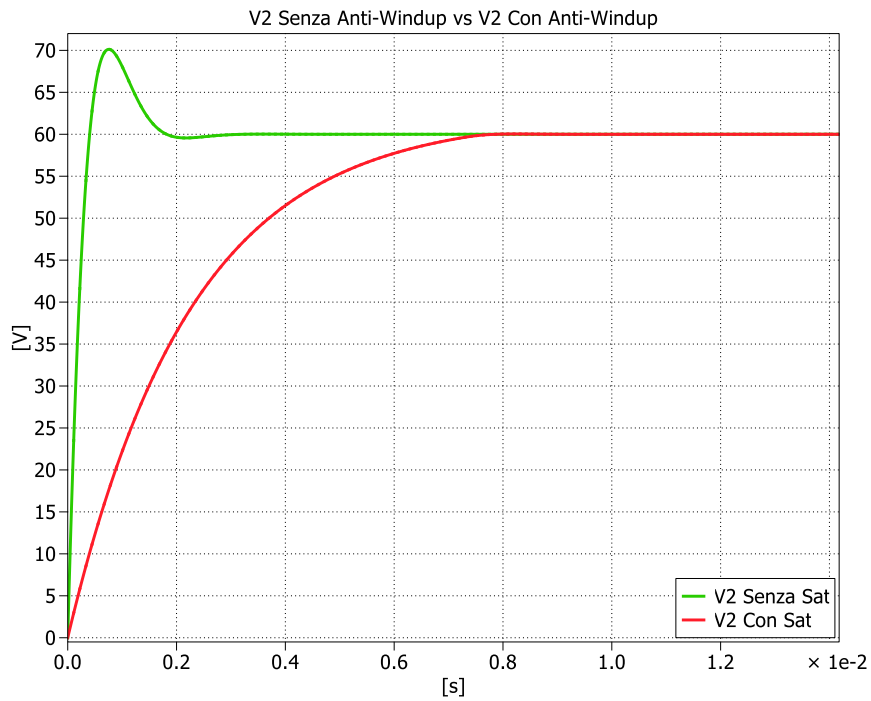


Figura 90. Andamento della tensione V2 senza e con filtro Anti-Windup.

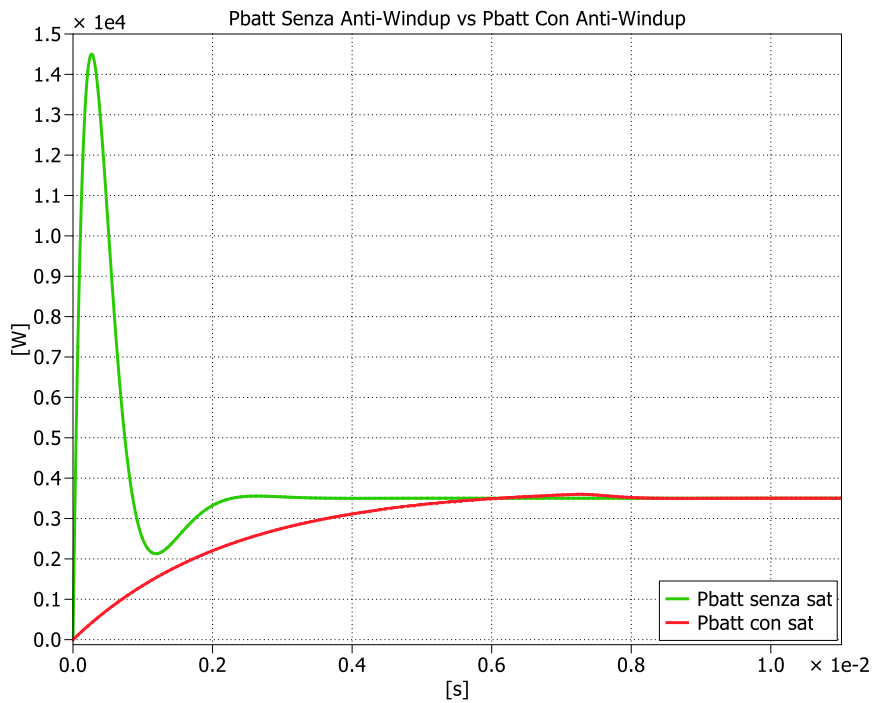


Figura 91. Andamento della potenza trasferita dal DAB senza e con filtro Anti-Windup.

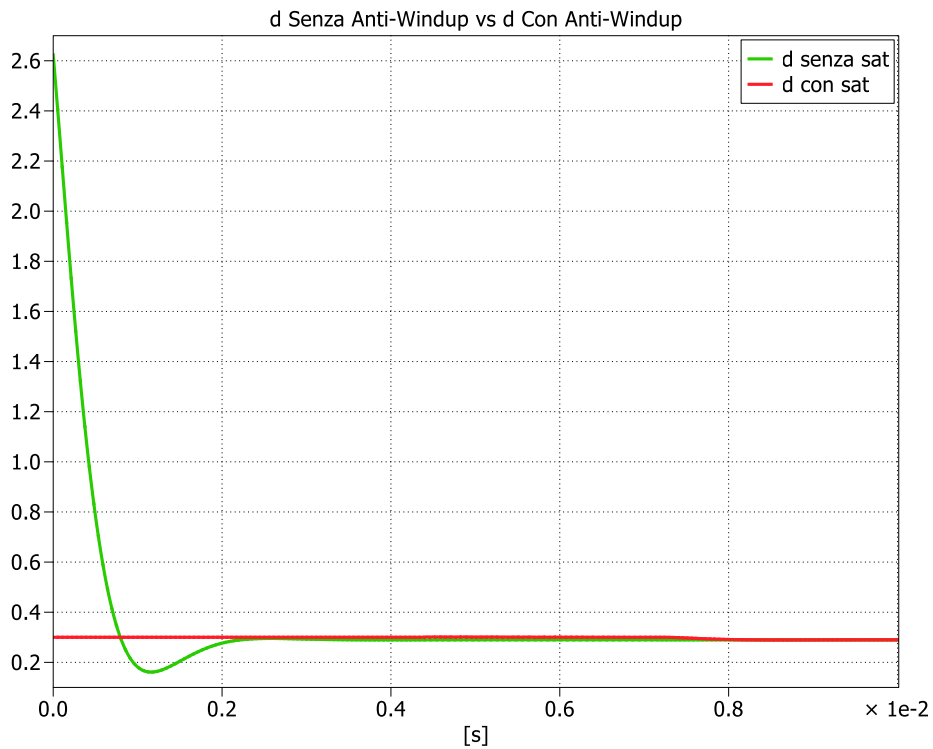


Figura 92. Andamento del Phase Shift Ratio senza e con filtro Anti-Windup.

In ciascuno dei casi mostrati è possibile notare come, in presenza di filtro Anti-Windup, l'andamento delle grandezze venga effettivamente limitato, assumendo valori consoni ad un corretto funzionamento del sistema.

## 4.5 Simulazione del Sistema Complessivo

Nei capitoli precedenti sono state modellate le parti costituenti il convertitore in esame, e progettati i controllori atti al corretto funzionamento del sistema.

L'ultimo passo, consiste nell'unire le singole parti modellate (AFE e DAB) e i relativi sistemi di controllo, al fine di ottenere la simulazione media dell'intero dispositivo.

Dal momento che sono state considerate due diverse strategie per il controllo della tensione sull'HV DC link dell'AFE, verranno simulati due sistemi differenti: uno in cui tale tensione viene controllata attraverso la potenza assorbita da rete, e uno in cui la medesima regolazione viene operata mediante il valore efficace della corrente da trarre dalla linea, le cui rispettive modellazioni sono riportate nel capitolo precedente.

### 4.5.1 Sistema complessivo con $V_1$ controllata attraverso la potenza di rete

In figura 93 è mostrato il modello medio realizzato in MATLAB/Simulink del convertitore. Lo schema semplificato dei collegamenti è delineato in figura 94. Sono stati inseriti: l'anello interno di corrente dell'AFE, l'anello esterno che controlla la tensione sull'HV DC link attraverso la potenza prelevata da rete e l'anello di controllo che rappresenta il funzionamento del DAB.

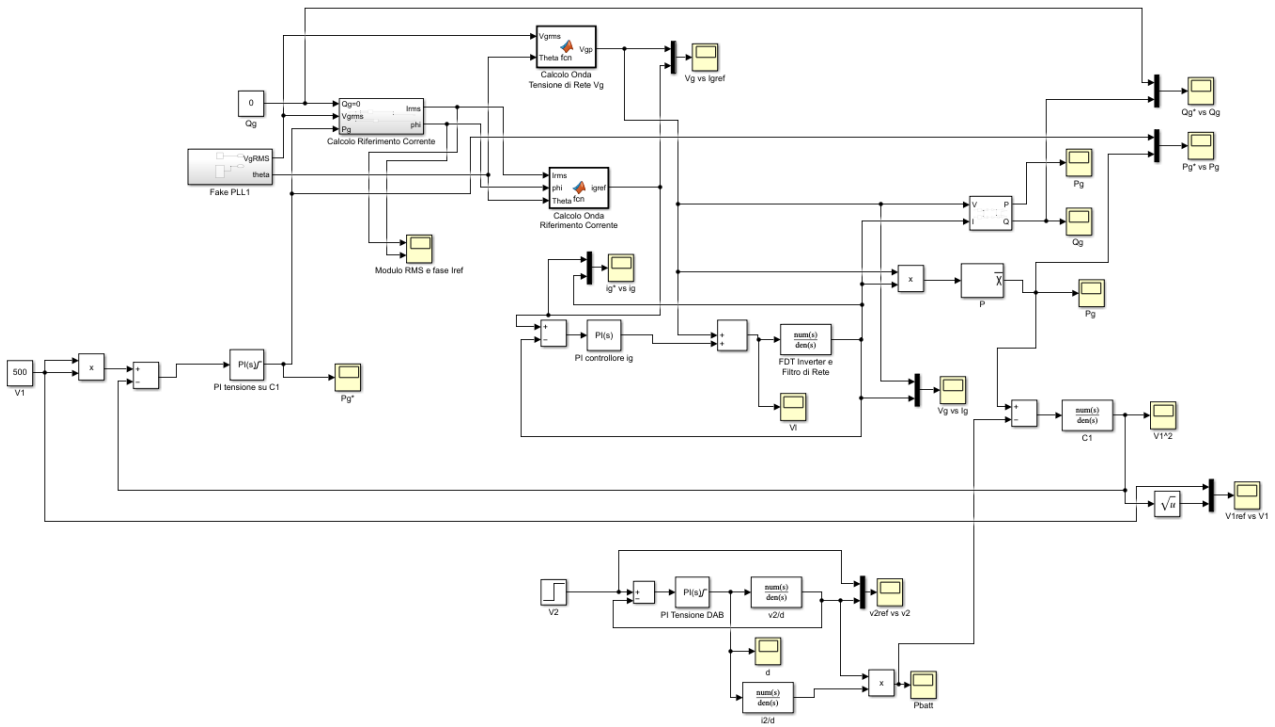


Figura 93. Modello Simulink del sistema complessivo con il controllo di tensione  $V_1$  attraverso la potenza.

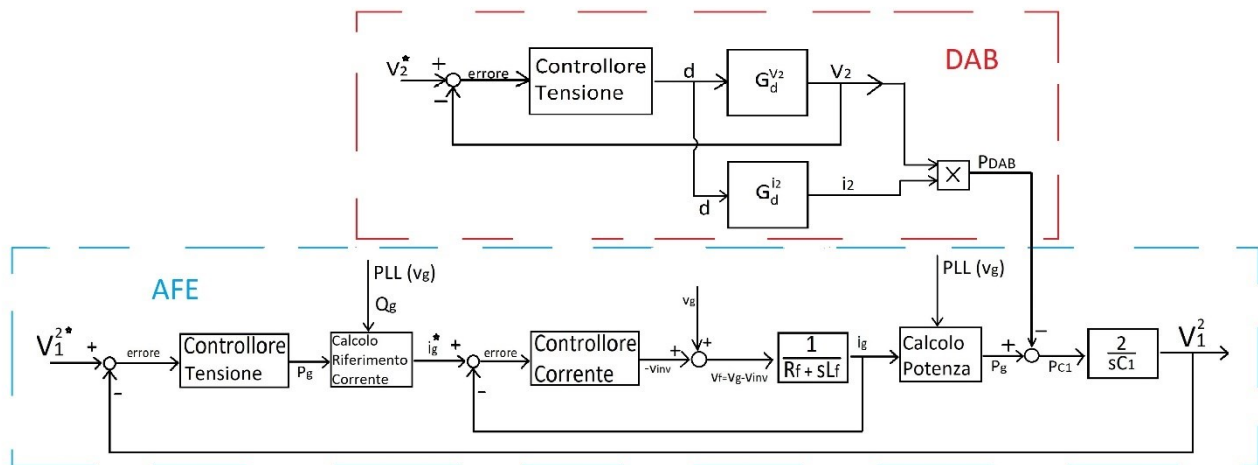


Figura 94. Schema di collegamento del sistema complessivo con il controllo di tensione  $V_1$  attraverso la potenza.

Il collegamento tra AFE e DAB, in simulazione, è stato effettuato per mezzo dell’HV DC link: infatti, questo “bus” rappresenta punto di accoppiamento tra i due stadi di conversione, sia a livello circuitale, che a livello di modellazione a funzioni di trasferimento. Su questo punto comune, modellato dalla (4.2.8), agiscono entrambi i sistemi appena citati, l’AFE prelevando potenza da rete e inviandola all’HV DC link, mentre il DAB traendo potenza da quest’ultimo e trasmettendola alla batteria.

Infatti, anche a livello di simulazione, il valore della potenza in uscita dall'anello di controllo del DAB, calcolato attraverso il prodotto " $i_2 * v_2$ " (output rispettivamente della  $G_d^{i_2}$  e della  $G_d^{v_2}$ ), viene posto come disturbo in ingresso al sistema controllato dall'anello di tensione dell'AFE (condensatore C1 sull'HV DC link). In questo modo, sulla f.d.t. (4.2.8), agiscono due ingressi: uno positivo fornito dal controllore di tensione dell'AFE stesso, rappresentante la potenza prelevata da rete in arrivo sul DC link, e uno negativo simboleggiante la potenza in uscita dal DC link (e quindi dal condensatore C1) e inviata dunque alla batteria, stabilita dal sistema di controllo del DAB.

È d'immediata comprensione quindi come, la possibilità di modellare il caricamento della batteria attraverso un disturbo, sia di fondamentale importanza per l'accoppiamento dei due stadi del convertitore. Infatti, se si utilizzasse la funzione di trasferimento (4.3.57) impiegata per progettare il controllore di tensione  $V_1$  che controlla quest'ultimo attraverso la corrente  $i_g^{rms}$ , in cui l'assorbimento di potenza da parte del DAB, e il conseguente caricamento della batteria, vengono modellati attraverso una resistenza, non sarebbe possibile simulare il funzionamento congiunto dei due stadi del convertitore, poiché, una funzione di trasferimento di questo tipo riassume già l'effetto del prelievo di potenza da parte del DAB sul HV DC link.

Dunque, per poter collegare i due stadi di conversione, è opportuno inserire in simulazione, una funzione di trasferimento che modelli il solo HV DC link, senza tenere conto dell'assorbimento di potenza da parte della batteria, in modo tale da poter simulare quest'ultima attività, tramite l'anello di controllo del DAB, modellato nel paragrafo 4.4.

Per verificare i risultati del sistema di figura 93, si è simulata una situazione in cui, dal tempo  $t = 0$  s al tempo  $t = 0,17$  s, la potenza assorbita dal DAB è nulla. Questo effetto si ottiene inizializzando la simulazione a  $t = 0$  s con il condensatore sul LV DC link " $C_2$ " scarico, e fornendo come riferimento di tensione  $V_2$  in ingresso all'anello di controllo del DAB un valore di 0 V. In questo modo, fornendo allo stesso tempo un valore di riferimento all'anello di controllo di tensione sull'HV DC link di 500 V, si dà la possibilità all'AFE di assorbire potenza da rete in modo tale da poter caricare il condensatore  $C_1$  e portare quest'ultimo a un valore di tensione stabile uguale a quello del riferimento. Una volta raggiunto tale valore di regime, si aziona il DAB, fornendo a  $t = 0,17$  s, un valore di riferimento in ingresso all'anello di controllo di quest'ultimo di 60 V: in questo modo il DAB inizia ad assorbire potenza dall'HV DC link, determinando una breve diminuzione della tensione " $V_1$ ", riportata subito al valore di riferimento da parte del controllo di tensione dell'AFE (figura 95). Questo accade perchè il DAB deve precaricare il condensatore  $C_2$  in modo tale da portare la tensione



ai suoi capi ad un valore pari a quello impostato nel riferimento (figura 96) e alimentare la resistenza che modella la batteria, per una potenza di 3,5 kW.

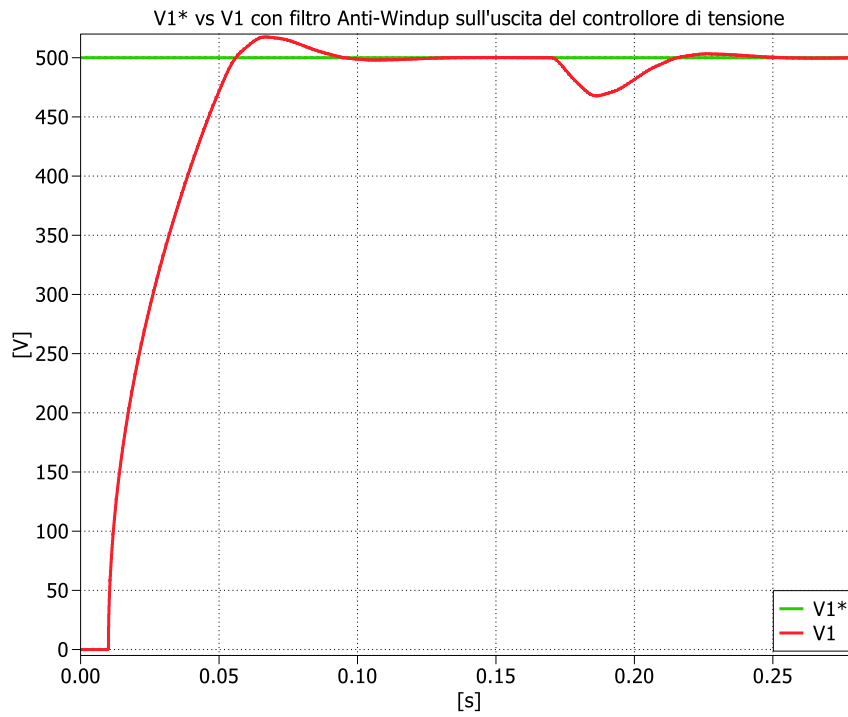


Figura 95. Andamento della tensione  $V_1$  nel sistema complessivo.

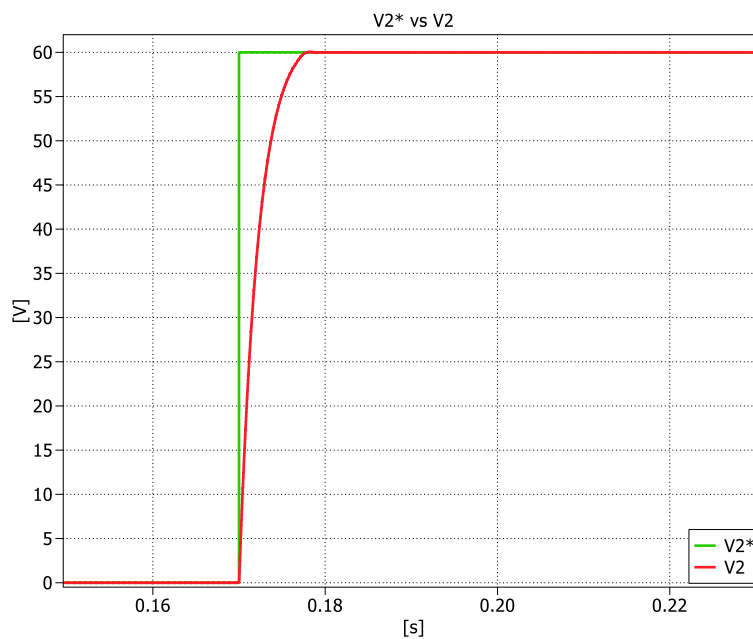


Figura 96. Andamento della tensione  $V_2$ .

È possibile notare come, la potenza attiva assorbita dalla rete da parte dell'AFE assume, inizialmente un valore elevato (limitato dal filtro Anti-Windup posto sul P.I. di tensione) atto a caricare il condensatore sull'HV DC link, per poi assestarsi a 0 W una volta terminato il transitorio. Successivamente, da  $t = 0,17$  s in poi, questo valore di potenza ricomincia a crescere, per assestarsi a regime ad un valore di 3,5 kW, uguagliando così la potenza di caricamento della batteria (figura 97).

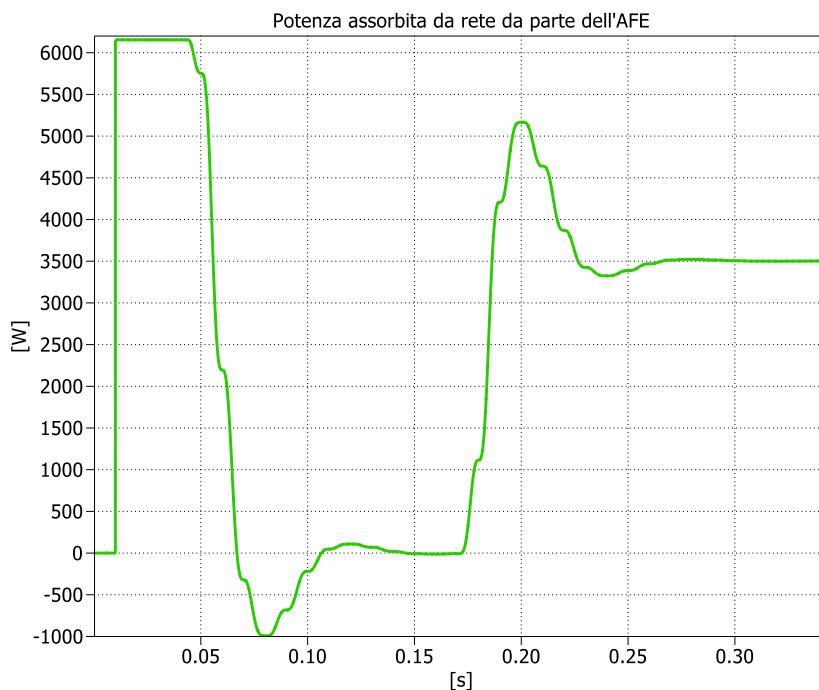


Figura 97. Potenza assorbita dalla rete da parte dell'AFE.

#### 4.5.2 Sistema complessivo con $V_1$ controllata attraverso la corrente

In figura 98 è mostrato il modello medio realizzato in MATLAB/Simulink del convertitore. Lo schema semplificato dei collegamenti è delineato in figura 99. Sono stati inseriti: l'anello di controllo esterno dell'AFE che regola la tensione sull'HV DC link attraverso il valore di corrente " $i_g^{rms}$ " da prelevare dalla rete, trascurando l'anello interno di corrente per le ragioni spiegate nel paragrafo 4.3, e l'anello di controllo che rappresenta il funzionamento del DAB.

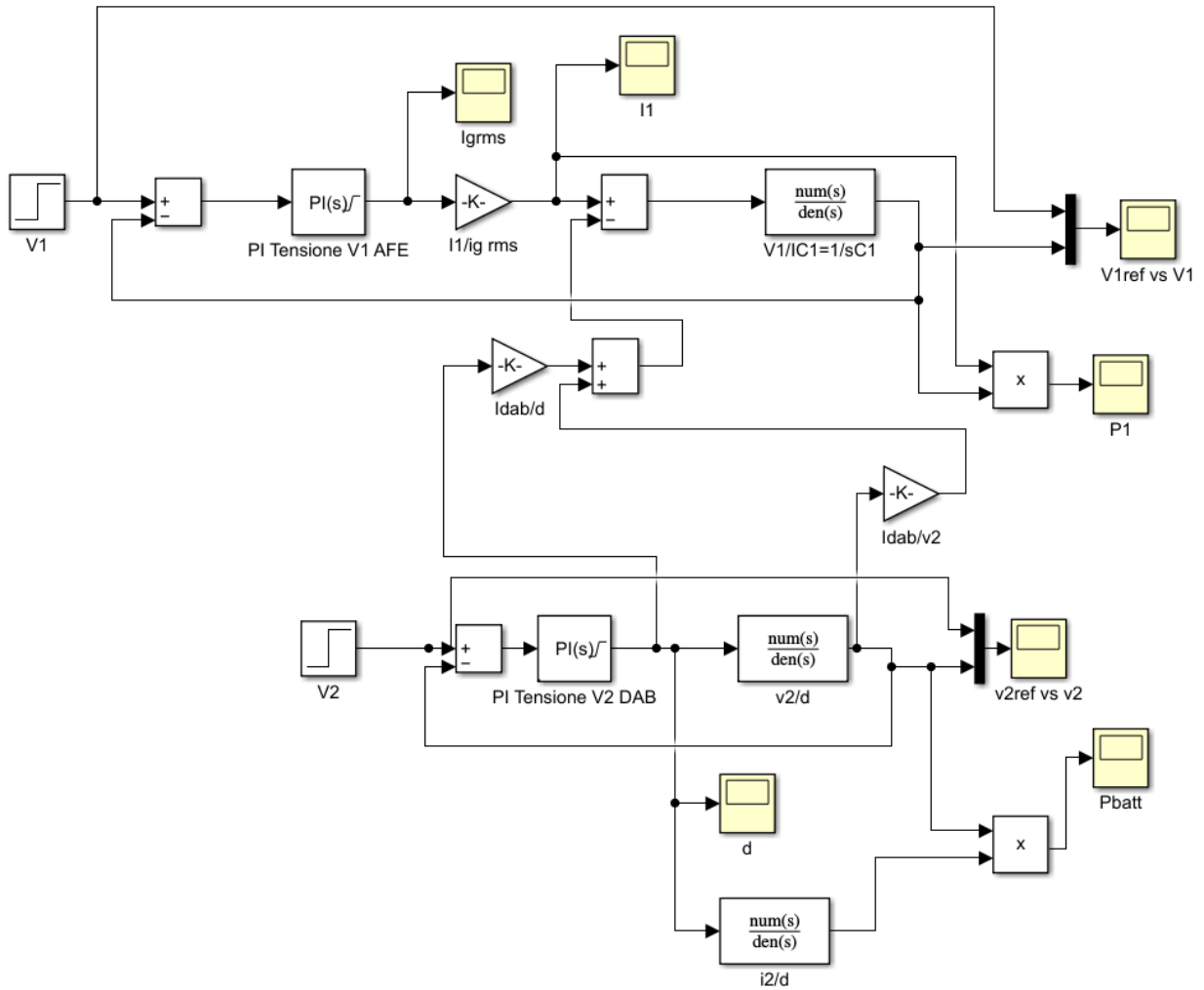


Figura 98. Modello Simulink del sistema complessivo con il controllo di tensione V1 attraverso la corrente.

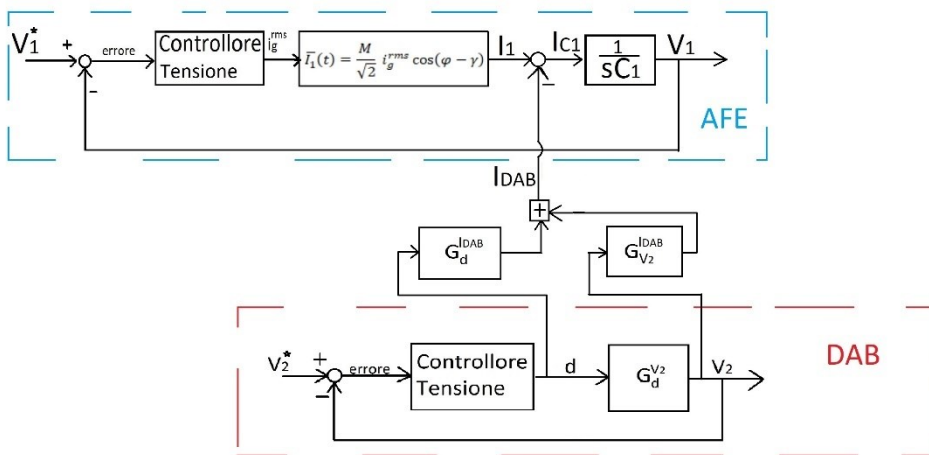


Figura 99. Schema di collegamento del sistema complessivo con il controllo di tensione V1 attraverso la corrente.

Anche in questo caso, per poter effettuare il collegamento tra DAB e AFE, è di fondamentale importanza utilizzare una rappresentazione dell'HV DC link attraverso una f.d.t. che consenta di simulare l'assorbimento di potenza da parte del DAB attraverso un disturbo di corrente, da sommare alla corrente raddrizzata dall'AFE, già agente sull'HV DC link stesso.

Di conseguenza, non è possibile utilizzare la (4.3.57) con cui si è modellato il controllore di tensione dell'AFE a tale scopo, poichè essa già simula l'assorbimento di potenza da parte del DAB, attraverso una resistenza.

La f.d.t. che si presta bene a questo scopo è la (4.3.5) che riceve in ingresso la " $I_{C1}$ " definita proprio dal bilancio (4.3.1), con la " $I_1$ " assorbita da rete da parte dell'AFE e inviata all'HV DC link, e la " $I_{DAB}$ " tratta da quest'ultimo da parte del DAB e inviata alla batteria, previa trasformazione in " $I_2$ ".

L'unico problema da risolvere sta nel fatto che, il controllore di tensione sull'HV DC link dell'AFE, controlla " $V_1$ " fornendo il valore di corrente " $i_g^{rms}$ ", e non " $I_1$ ", come dovrebbe essere posto in ingresso alla (4.3.5) rappresentante l'HV DC link. Per convertire la " $i_g^{rms}$ " nella " $I_1$ ", simulando così gli effetti del raddrizzamento da parte dell'AFE, si utilizza la (4.3.37) che permette di calcolare l'andamento medio di " $I_1$ ", a partire dal valore efficace della corrente prelevata da rete.

Quindi utilizzando la (4.3.5) per rappresentare l'HV DC link, è possibile simulare il prelievo di corrente su quest'ultimo da parte del DAB, attraverso il disturbo " $-I_{DAB}$ " posto in ingresso proprio alla (4.3.5).

Resta solo da comprendere come ottenere la corrente " $I_{DAB}$ " attraverso l'anello di controllo del DAB stesso: osservando la (4.4.10), essa risulta essere la somma di due contributi, quello di " $d$ ", e quello di " $v_2$ ", rispettivamente attraverso le f.d.t. " $G_d^{I_{DAB}}(s)$ " e " $G_{v_2}^{I_{DAB}}(s)$ ". Quindi, è sufficiente prelevare i valori " $d$ " e " $v_2$ " dall'anello di controllo del DAB, porli in ingresso alle due f.d.t. appena menzionate e sommare le due uscite così ottenute, in modo da ottenere il disturbo " $I_{DAB}$ " da sottrarre alla corrente " $I_1$ " in uscita dall'AFE.

In questa maniera è possibile collegare i due stadi di conversione, per formare il convertitore complessivo, in questa configurazione in cui la tensione " $V_1$ " è controllata attraverso la corrente assorbita da rete.

Per verificare i risultati del sistema di figura 98, si è simulata una situazione in cui, dal tempo  $t = 0$  s, al tempo  $t = 0,14$  s, la potenza assorbita dal DAB è nulla; Questo effetto si ottiene inizializzando la simulazione a  $t = 0$  s con il condensatore sul LV DC link " $C_2$ " scarico, e dando come riferimento

di tensione  $V_2$  in ingresso all'anello di controllo del DAB un valore di 0 V. In questo modo, fornendo allo stesso tempo un valore di riferimento all'anello di controllo di tensione sull'HVDC link di 500 V, si dà la possibilità all'AFE di assorbire corrente da rete in modo tale da poter caricare il condensatore  $C_1$  e portare quest'ultimo a un valore di tensione stabile uguale a quello del riferimento. Una volta raggiunto tale valore di regime, si aziona il DAB, dando a  $t = 0,14$  s, un valore di riferimento in ingresso all'anello di controllo di quest'ultimo di 60 V: in questo modo il DAB inizia ad assorbire corrente dall'HVDC link, determinando una breve diminuzione della tensione " $V_1$ ", riportata subito al valore di riferimento da parte del controllo di tensione dell'AFE (figura 100). Questo accade perché il DAB deve caricare il condensatore  $C_2$  in modo tale da portare la tensione ai suoi capi ad un valore pari a quello impostato nel riferimento (figura 101) e alimentare la resistenza che modella la batteria, per una potenza di 3,5 kW.

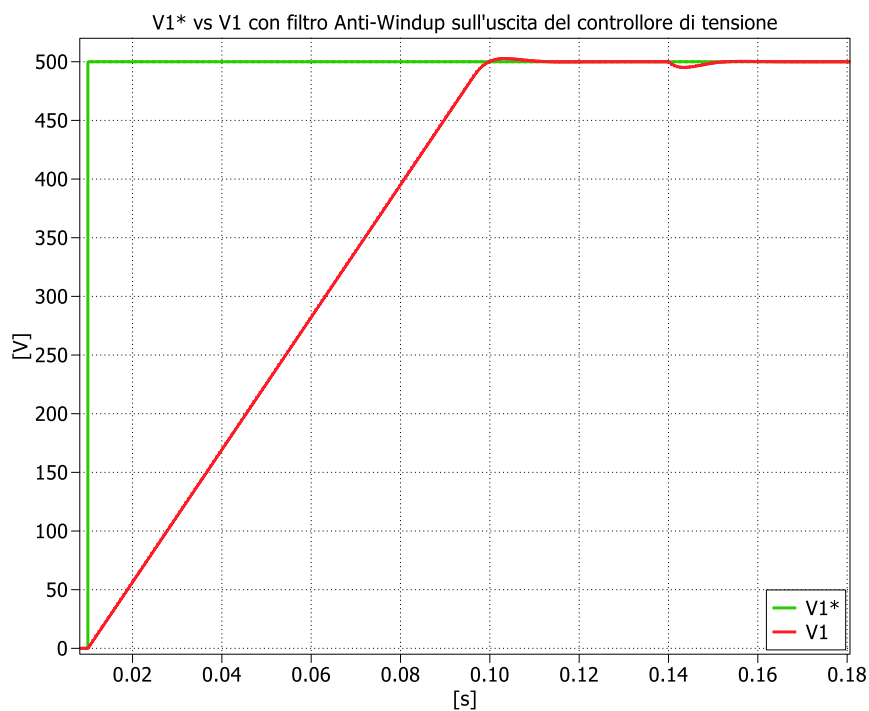


Figura 100. Andamento della tensione  $V_1$  nel sistema complessivo.

E' possibile notare come la crescita lineare della tensione  $V_1$  sia dovuta al fatto che la corrente assorbita da rete, comunicata dal controllore di tensione dell'AFE, viene limitata dal filtro Anti-Windup.

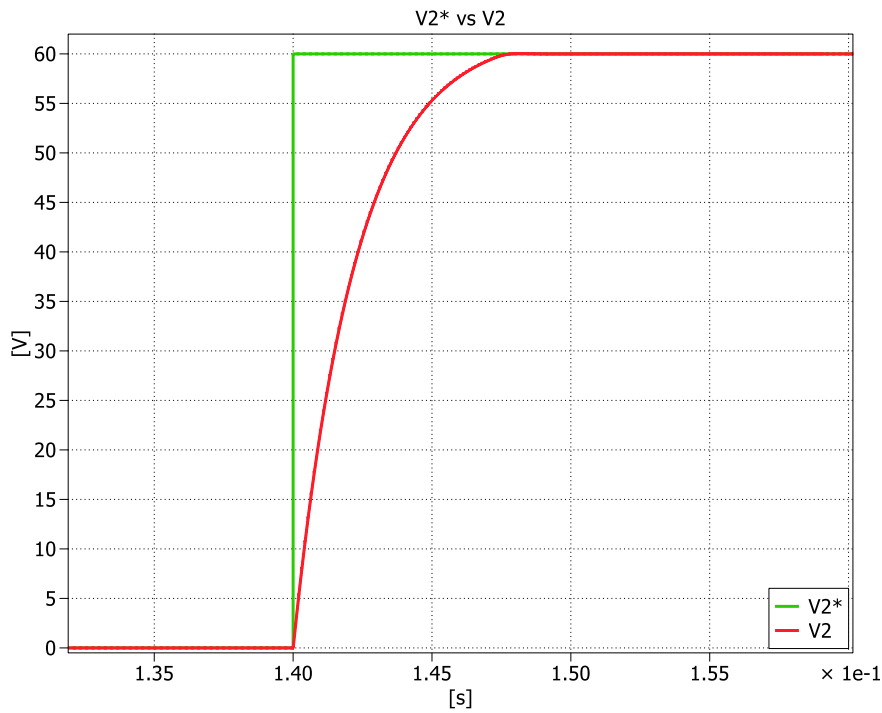


Figura 101. Andamento della tensione V2.

È possibile notare come, la potenza attiva assorbita dalla rete da parte dell'AFE, abbia inizialmente un andamento lineare, per via del fatto che la corrente sia limitata ad un valore costante da parte del filtro Anti-Windup posto sul P.I. di tensione e nel contempo tensione " $V_1$ " sull'HV DC link abbia una crescita lineare. Successivamente, dopo essersi assestata a "0 W" una volta terminato il transitorio, da  $t = 0,14$  s in poi, la potenza ricomincia a crescere, per stabilirsi a regime ad un valore di 3,5 kW, uguagliando così la potenza di caricamento della batteria (figura 102).

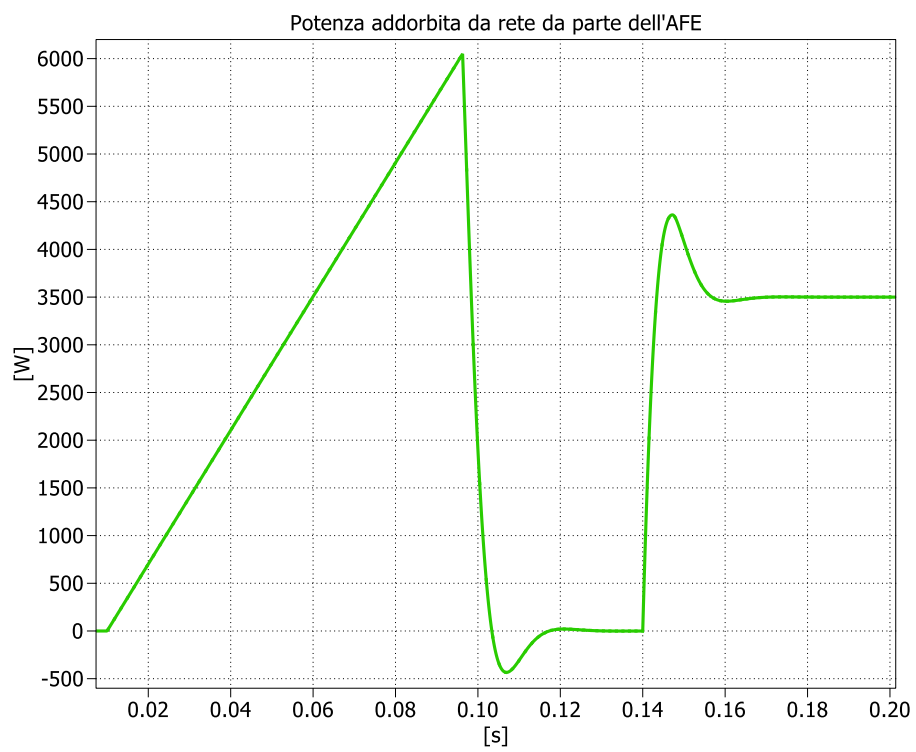


Figura 102. Potenza assorbita dalla rete da parte dell'AFE.

## 5 Conclusioni

Nel seguente elaborato, si è messo in evidenza come i sistemi di accumulo elettrico necessitino un equipaggiamento addizionale, ovvero un convertitore di potenza, che consenta di poter adattare le forme d'onda di corrente e tensione in uscita da questi dispositivi, a quelle richieste dall'applicazione nelle quali vengono utilizzati.

Si è valutata dunque una particolare configurazione di convertitore, costituita da un sistema mono fase AC-DC-DC doppio stadio, utilizzato per interfacciare alla rete delle batterie di flusso al vanadio, in cui il primo stadio è costituito da un raddrizzatore controllato attivamente, in gergo *Active Front End*, mentre il secondo da un convertitore di tipo *Dual Active Bridge*, impiegati in una condizione di funzionamento del tipo “*Grid-Following*” per la quale il sistema di accumulo considerato è sottoposto alla fase di carica. La configurazione considerata risulta ottima per l'integrazione dei sistemi di accumulo nelle MicroGrid.

L'obiettivo del lavoro di tesi è stato quello di sviluppare un modello matematico medio in Spazio di Stato del convertitore in analisi, per poter progettare un sistema di controllo e verificarne il funzionamento.

Le tecniche di modellazione utilizzate sono lo *State Space Average* ([9], [10]) e il *Generalized Average* ([11], [12]) nella forma denominata *Reduced Order*.

Inizialmente si è delineato un anello di controllo della corrente scambiata tra AFE e rete, modellando quest'ultimo attraverso la funzione di trasferimento del filtro di rete, in modo tale da poter considerare l'AFE come un generatore di corrente comandato, comportamento tipico di un convertitore funzionante in “*Grid-Following*”. Si evidenzia come il controllore P.I. progettato, non garantisca un errore a regime nullo, per via del fatto che non si stia controllando una grandezza costante, ma sinusoidale. Di conseguenza, il segnale di riferimento e quello controllato, a regime, differiscono leggermente sia in fase che in ampiezza. Tuttavia, è stato ridotto notevolmente l'errore, scegliendo una larghezza di banda del sistema in anello chiuso costituito da controllore e sistema controllato, sufficientemente maggiore della frequenza del segnale di riferimento.

In questa fase progettuale si è constatato anche uno scambio di potenza reattiva con la rete indesiderato (pur avendo impostato  $Q_g = 0$  var), per via della differenza di fase tra il riferimento di corrente e la corrente reale. Infatti, una corrente circolante nel sistema, sfasata in anticipo rispetto al valore di riferimento, possiede una fase positiva anche rispetto alla tensione di rete. Il fatto di aver



scelto una corrente di riferimento in fase rispetto a quest'ultima, avendo impostato uno scambio di potenza reattiva nullo, non garantisce dunque una corrente circolante nel sistema in fase con la forma d'onda della tensione, causando così uno scambio di potenza reattiva indesiderato. Nel caso in cui quest'ultimo fosse considerato eccessivo per l'applicazione in esame, è consigliabile aumentare ulteriormente la larghezza di banda del sistema in anello chiuso, oppure adottare altre strategie di controllo (ad esempio un controllore PI risonante).

Successivamente, si è delineato un sistema di controllo della tensione sull'HV DC link, modellando quest'ultimo attraverso la f.d.t. del condensatore C1, che riceve in ingresso la potenza derivante dal bilancio (4.2.1) e restituisce il valore di tensione " $V_1^2$ " (ovvero il quadrato della tensione al HV DC-link). Di conseguenza, si è dimensionato un regolatore, che controlla quest'ultimo valore di tensione, fornendo la potenza da assorbire da rete (tramite l'anello interno di corrente) che, partecipando al bilancio (4.2.1) definisce l'ingresso alla f.d.t. del sistema controllato. L'assorbimento di potenza da parte del DAB sull'HV DC link è stato modellato attraverso un disturbo negativo agente su quest'ultimo.

Si è poi simulato il sistema complessivo, in cui si uniscono i due anelli di controllo dell'AFE in un unico modello Simulink, tenendo inizialmente le larghezze di banda di questi, l'una di un ordine di grandezza inferiore all'altra (l'anello interno più veloce di quello esterno). In questa simulazione, il valore di potenza da prelevare da rete fornito dal controllore di tensione, non viene più comunicato direttamente al condensatore, bensì viene utilizzato per calcolare il riferimento di corrente per l'anello di controllo interno, atto a scambiare la potenza definita. In questo modo, l'anello di corrente interno renderà possibile l'assorbimento da rete di una corrente che farà circolare nel sistema la potenza stabilita dal controllore di tensione, atto a mantenere stabile la tensione  $V_1$ .

La simulazione è stata realizzata con l'obiettivo di verificare se, con la larghezza di banda impostata per il controllore esterno di tensione, la dinamica dell'anello interno fosse effettivamente trascurabile, rispetto a quella dell'anello esterno, e quindi verificare che l'anello interno di corrente riuscisse a seguire il riferimento imposto dall'anello esterno di tensione.

Inizialmente questa condizione non è stata verificata, così è stata modificata la banda del controllore esterno di tensione, riducendola, in modo tale che il controllore di tensione producesse un riferimento seguibile dall'anello interno. Si è giunti dunque ad una banda di 70 rad/s per l'anello esterno.

Successivamente, si è individuata la possibilità di controllare la tensione ai capi del condensatore, non solo attraverso l'energia, ma anche attraverso la carica accumulata in esso, e quindi attraverso la corrente in ingresso al medesimo.

Si è dunque delineato dapprima, un sistema di controllo dell'AFE atto a regolare  $V_1$  attraverso la corrente  $I_1$  trasmessa sull'HV DC link da parte dell'AFE stesso, modellando la carica della batteria attraverso la corrente assorbita dal DAB posta come disturbo negativo agente sull'HV DC link, sottolineando però l'impossibilità, da parte di tale sistema di controllo, di agire sulla corrente  $I_1$  in maniera diretta, dovendo quindi controllarla in modo indiretto tramite l'anello interno di corrente, essendo  $I_1$  il risultato della corrente sinusoidale assorbita da rete, raddrizzata per mano dell'AFE.

Con l'obiettivo di progettare un controllore di tensione in grado di fornire il riferimento  $i_g^*$  desiderato all'anello di corrente, per poter assorbire da rete la corrente così definita, in modo tale che una volta raddrizzata si trasformi nella  $I_1$  sull'HV DC link atta a mantenere la  $V_1$  stabile, è stata ricavata una modellazione "Average" dell'inverter, al fine di trovare il legame tra  $i_g$  e  $I_1$ , per poter progettare un controllore di questo tipo.

Individuato tale legame, si è calcolata la f.d.t. del sistema rappresentante il legame tra  $V_1$  e  $i_g^{rms}$ , per poter progettare il regolatore. Importante sottolineare che, in questa fase, l'assorbimento di potenza sull'HV DC link da parte del DAB, non è stato modellato attraverso un disturbo negativo come nei calcoli precedenti, bensì tramite una resistenza inclusa nel sistema controllato. Questo per via del fatto che, ricavando la f.d.t. del sistema controllato attraverso la (4.3.37), si introduce una linearizzazione dello stesso nell'intorno di un punto di lavoro, di conseguenza perde di significato la possibilità di variare quest'ultimo in modo arbitrario attraverso il disturbo " $-I_{DAB}$ ", senza rimodellare il sistema nel nuovo eventuale punto di equilibrio valutato.

Si è evidenziato però un problema di fondo per la simulazione del sistema complessivo dell'AFE (tramite il modello basato sulle f.d.t.) costituito dall'anello esterno di tensione che comunica il riferimento di corrente all'anello interno, per via del fatto che, tale sistema, prevede l'utilizzo del calcolo del valore r.m.s. della corrente  $i_g(t)$  in uscita dall'anello di corrente.

Il blocco di calcolo del valore r.m.s., introduce un ritardo non trascurabile e che si propaga nella simulazione, poiché, per poter operare tale computo, esso necessita che sia intercorso un periodo della fondamentale, intervallo di tempo che, per delle grandezze elettriche, risulta essere decisamente importante, a tal punto da non rendere attendibile la simulazione di tale sistema.

Quindi si è scelto di simulare il solo anello di tensione, trascurando l'anello interno di corrente, supponendo dunque che quest'ultimo sia sufficientemente veloce rispetto all'anello esterno e riesca quindi a seguire pedissequamente il riferimento fornito da esso.

Si è dunque operato un confronto tra i due controllori che si sono realizzati, cioè quello che regola la tensione sull'HV DC link, fornendo un valore di potenza da assorbire da rete, e quello che regola la medesima tensione, fornendo un valore di corrente  $i_g^{rms}$  da trarre dalla linea.

Nell'ottica di paragonare le performances e rendere i due sistemi confrontabili, si sono simulati i soli anelli esterni di tensione, in modo da prescindere dalle dinamiche dell'anello interno di corrente, impostando oltretutto la stessa larghezza di banda (50 Hz) e lo stesso smorzamento ( $\frac{\sqrt{2}}{2}$ ) per entrambe le configurazioni operanti in anello chiuso, ottenendo effettivamente dei risultati pressochè simili per entrambi i sistemi di regolazione.

Importante sottolineare la differenza sostanziale tra i due anelli di tensione ottenuti: quello che opera attraverso la potenza è stato calcolato tramite un sistema completamente linearizzato, consentendo quindi la valutazione precisa della risposta del sistema in qualsiasi punto di lavoro (modellato tramite il disturbo  $P_{DAB}$ ), mantenendo sempre il legame lineare tra variabile controllata e variabile di controllo. Di contro questo sistema utilizza come variabile controllata  $V_1^2$  e non  $V_1$ .

Invece il controllore che lavora attraverso la corrente è stato dimensionato tramite un sistema linearizzato nell'intorno di un punto di lavoro, quindi, maggiore è l'allontanamento da quest'ultimo, maggiore è l'imprecisione dei risultati della simulazione. Nel caso in cui si volesse quindi simulare il sistema in una condizione di funzionamento particolarmente distante dal punto di lavoro definito, sarebbe necessario ricalcolare le funzioni di trasferimento per tale punto.

Infine si è modellato il DAB, simulando una fase di caricamento della batteria a tensione costante, sempre linearizzando il sistema in un punto di lavoro corrispondente ad un assorbimento di potenza della batteria di 3,5 kW.

Nella fase finale dell'elaborato, sono state unite le singole configurazioni modellate (AFE e DAB) e i relativi sistemi di controllo, al fine di ottenere la simulazione media dell'intero dispositivo. Dal momento che sono state considerate due diverse strategie per il controllo della tensione sull'HV DC link dell'AFE, sono stati simulati due sistemi differenti, uno in cui tale tensione viene controllata attraverso la potenza assorbita da rete, e uno in cui la medesima regolazione viene operata mediante il valore efficace della corrente da trarre dalla linea.

Il collegamento tra i modelli medi di AFE e DAB, in simulazione, è stato effettuato per mezzo dell'HV DC link: infatti, questo "bus" rappresenta il punto di accoppiamento tra i due stadi di conversione, sia a livello circuitale, che a livello di modellazione a funzioni di trasferimento.

Di seguito, si riporta una tabella contenente, le funzioni di trasferimento, e le relazioni dei coefficienti proporzionale e integrale, ottenute per i controllori P.I. dimensionati.

Controllore	Costante Proporzionale	Costante Integrale
Controllore di $i_g(t)$	$k_{pi} = 2\zeta\omega_0L_f - R_f = 11,102$	$k_{ii} = \omega_0^2L_f = 24674$
Controllore di $V_1$ tramite l'equazione della potenza da rete	$k_{pvp} = \zeta\omega_0C_1 = 0,4887$	$k_{ivp} = \frac{\omega_0^2C_1}{2} = 108,566$
Controllore di $V_1$ tramite l'equazione della corrente efficace da rete	$k_{pvi} = \frac{2\zeta\omega_0C_1 - \frac{1}{R_{DAB}}}{0,46} = 2,094$	$k_{ivi} = \frac{\omega_0^2C_1}{0,46} = 472,024$
Controllore di $V_2$	$k_{pd} = \frac{2\zeta\omega_0 * 0,003168 - 1,4}{289,851} = 0,04373$	$k_{id} = \frac{\omega_0^2 * 0,003168}{289,851} = 107,87$

Controllore	Funzione di Trasferimento
Controllore di $i_g(t)$	$G_{ci}(s) = \frac{11,102s + 24674}{s}$
Controllore di $V_1$ tramite la potenza da rete	$G_{cvp}(s) = \frac{0,4887s + 108,566}{s}$
Controllore di $V_1$ tramite la corrente efficace da rete	$G_{cvi}(s) = \frac{2,094s + 472,024}{s}$
Controllore di $V_2$	$G_{cd}(s) = \frac{0,04373s + 107,87}{s}$

I modelli medi ottenuti, consentono di fare delle analisi di simulazione a regime, come ad esempio uno studio dei flussi di potenza, e possono essere utilizzati per progettare un eventuale Energy Management System, per la gestione dell'energia accumulata nel sistema di stoccaggio collegato al convertitore, potendo includere in analisi future delle modellazioni più accurate di quest'ultimo. Queste valutazioni possono essere anche effettuate sul modello reale del convertitore, modello cioè ottenuto simulando fedelmente il dispositivo (utilizzando le librerie dei software di simulazione per replicare i bipoli e i dispositivi switching che costituiscono il convertitore), ma il vantaggio di

utilizzare un modello medio risiede nella possibilità di avere simulazioni più leggere, grazie al costo computazionale ridotto, e quindi decisamente più veloci di quelle ottenibili con il sistema modellato fedelmente.

Inoltre, tale modello ha permesso, tramite perturbazione e linearizzazione, di ottenere una famiglia di funzioni di trasferimento volte a descrivere il comportamento dinamico dell'intero sistema. Tali funzioni di trasferimento hanno consentito la progettazione dei regolatori lineari (ad esempio i comuni regolatori Proporzionali-Integrali PI) utilizzati per definire la strategia di controllo del convertitore.

Di contro, il modello medio definito non consente di apprezzare i comportamenti del dispositivo causati dai fenomeni di commutazione (*switching*) dei dispositivi, e non sarebbe quindi adatto ad un'analisi delle armoniche contenute nelle forme d'onda che competono al convertitore. Questa ultima questione rappresenta uno spunto per le successive analisi previste per questo lavoro di tesi.



## Bibliografia

- [1] McKinney, M.L. and Schoch, R.M., *Environmental Science, Systems and Solutions*. Third edition, University of Tennessee, Knoxville USA 2003]
- [2] Miller, G.T., “*Living in the Environment: Principles, connections and solutions.*” Fourth edition, Brooks/ Cole Publishing Company, Pacific Grove, USA 1999
- [3] <https://www.consilium.europa.eu/it/policies/climate-change/paris-agreement/cop28/#ambition>
- [4] S. Vazquez, S. M. Lukic, E. Galvan, L. G. Franquelo and J. M. Carrasco, "Energy Storage Systems for Transport and Grid Applications", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 12, pp. 3881-3895, Dec. 2010
- [5] EPRI-DOE Handbook of Energy Storage for Transmission & Distribution Applications, Dec 2003
- [6] José R. Rodríguez, Juan W. Dixon, José R. Espinoza, Jorge Pontt, Pablo Lezana, “PWM Regenerative Rectifiers: State of the Art”, *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 22 no. 6, November 2007
- [7] R. Lasseter, “Microgrids”, 2002 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting. Conference Proceedings (Cat. No.02CH37309), vol. 1, pp. 305-308, 2002
- [8] Joan Rocabert, Alvaro Luna, Frede Blaabjerg, Pedro Rodriguez, “Control of Power Converters in AC Microgrids”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 11, november 2012
- [9] R. D. Middlebrook, Slobodan Cuk, “A General Unified Approach to Modelling Switching-Converter Power Stages” California Institute of Technology, Pasadena, California
- [10] Slobodan Cuk, R.D. Middlebrook, Electrical Engineering Dept., California Institute of Technology, Pasadena, California 91125 for National Aeronautics and Space Administration NASA, Lewis Research Centre, Cleveland, Ohio, 44135, “Modeling, Analysis and Design of Switching Converters”
- [11] Seth R. Sanders, J. Mark Noworolski, Xiaojun Z. Liu, George C . Verghese, “Generalized Averaging Method for Power Conversion Circuits” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 6. no. 2. april 1991
- [12] Hengsi Qin, Jonathan W. Kimball, “Generalized Average Modeling of Dual Active Bridge DC–DC Converter”, *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 27, no. 4, april 2012
- [13] A. Jeff, "Combined Cycle Power Plants " presented at the IMIA Annual Conference 2015, Merida (Yucatán), Mexico 2015
- [14] Shigenori Inoue, Hirofumi Akagi, “A Bidirectional DC-DC Converter for an Energy Storage System With Galvaic Isolation” *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol 22, no. 6, november 2007
- [15] Seddik Bacha, Iulian Munteanu, Antoneta Iuliana Bratcu, “Power Electronic Converters Modeling and Control” *Advanced Textbooks in Control and Signal Processing*, Springer, 2013