

**UNIVERSITÀ
DEGLI STUDI
DI PADOVA**

UNIVERSITA' DEGLI STUDI DI PADOVA

DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA INDUSTRIALE

**CORSO DI LAUREA MAGISTRALE IN
INGEGNERIA DELL'ENERGIA
ELETTRICA**

**Controllo dei processi di carica/scarica di una
batteria a flusso mediante convertitore a
commutazione**

Laureando :

Filippo Compostella

Matricola 1242777

Relatore :

Giorgio Spiazzi

Anno accademico 2021-2022

Indice

1 – Introduzione

- 1.1 Scopo della tesi
- 1.2 Struttura della tesi

2 – Batterie a flusso al Vanadio

- 2.1 Batterie a flusso
- 2.2 Vanadium Redox Flow Battery
- 2.3 Modello matematico VRFB

3 – BIBCI converter – Analisi Steady State

- 3.1 Modello allo spazio di stato
- 3.2 Forme d'onda di tensione e corrente
- 3.3 Potenza Trasferita
- 3.4 Specifiche e Dimensionamento
- 3.5 Soft Switching

4 – BIBCI converter – Analisi Dinamica

- 4.1 Modello medio non-lineare
- 4.2 Modello linearizzato a piccolo segnale

5 – Sintesi del Sistema di Controllo

- 5.1 Anello di regolazione interno
- 5.2 Anello centrale di regolazione
- 5.3 Disaccoppiamento dei due loop di regolazione

5.4 Anello di regolazione esterno

6 – Simulazione e Verifica Sperimentale

6.1 Variazioni di carico

6.2 Transitori di tensione

6.3 Transitori di corrente

Bibliografia

Capitolo I: Introduzione

1.1 - SCOPO DELLA TESI

L'obiettivo di questo elaborato è quello di gestire i processi di carica/scarica di una batteria a flusso tramite lo studio di un convertitore isolato bidirezionale. Tra le diverse topologie di convertitori che risultano d'interesse nell'ambito delle energie rinnovabili, vi è il convertitore BIBCI (Bidirectional Interleaved Boost with Coupled Inductors): un convertitore dc/dc che viene implementato utilizzando due mutui induttori, due full-bridge situati in ingresso all'induttore primario e in uscita all'induttore secondario e un'induttanza che viene utilizzata per immagazzinare l'energia che viene trasferita da un lato all'altro del convertitore. Il suo elevato guadagno di tensione, il ridotto ripple della corrente d'ingresso e altri vantaggi che vedremo in seguito rendono questo convertitore molto adatto a fonti rinnovabili quali celle a combustibile e pannelli fotovoltaici. Inoltre è possibile sfruttare la proprietà della bidirezionalità del convertitore utilizzando come sorgente energetica una batteria secondaria, come nel nostro caso, o un supercondensatore. Per consentire alla batteria di assorbire o erogare in ogni momento la potenza desiderata è infatti necessario l'utilizzo di un convertitore che permetta al flusso di potenza di scorrere in entrambe le direzioni.

L'accumulatore che si decide di accoppiare al convertitore è la batteria a flusso al Vanadio da 9 kW/27 kWh di picco, realizzata presso il Dipartimento di Ingegneria Industriale dell'Università di Padova dal prof. Guarnieri e dai ricercatori del laboratorio di Accumulo e Conversione di Energia Elettrochimica. Lo scopo di questo lavoro è quello di stabilire quali siano le relazioni che intercorrono tra le varie grandezze del convertitore e della batteria a flusso e, in seguito, dimensionare un opportuno sistema di controllo che garantisca un funzionamento ottimale.

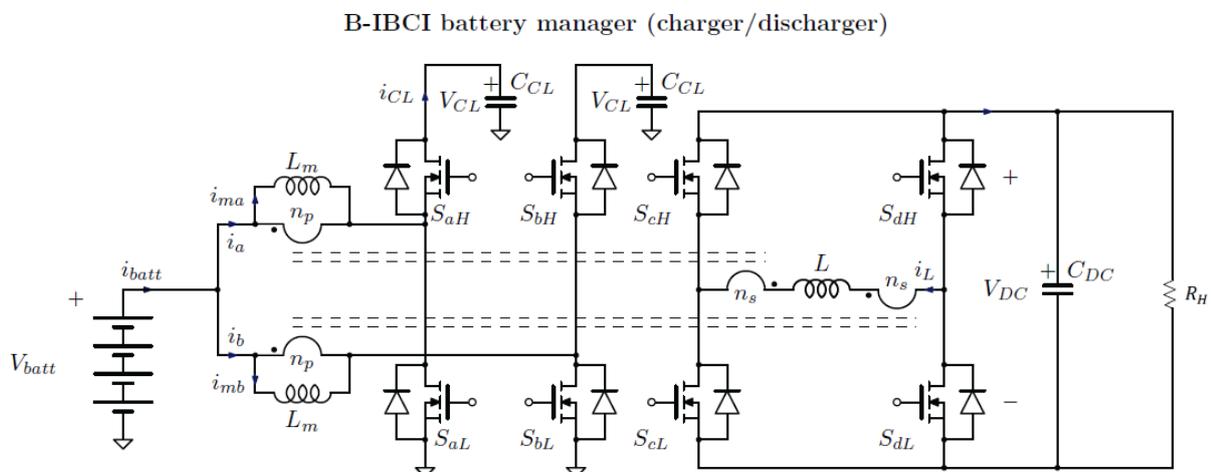


Figura 1.1 - Topologia di base del convertitore

1.2 - STRUTTURA DELLA TESI

I capitoli II e III hanno la funzione di fornire una panoramica sui due sistemi che si vogliono accoppiare, rispettivamente la batteria a flusso al Vanadio e il convertitore bidirezionale. Saranno posti in risalto i principali vantaggi e svantaggi dell'utilizzo di tali sistemi e ne saranno determinati i modelli elettrici che ne riproducono fedelmente il comportamento statico.

In seguito, nel capitolo IV, si andrà a studiare il comportamento dinamico del sistema Batteria-Convertitore attraverso la creazione di un modello lineare a piccolo segnale che permetterà di ricavare le funzioni di trasferimento presenti tra le varie grandezze di interesse necessarie per progettare i vari regolatori che compongono il sistema di controllo.

La sintesi di tali regolatori viene riportata nel capitolo V e viene testata tramite le diverse simulazioni del capitolo VI al fine di verificarne il corretto dimensionamento e di conseguenza il corretto esercizio.

Capitolo II: Batterie a flusso al Vanadio

Il crescente utilizzo di sistemi di generazione di energia elettrica da fonti rinnovabili pone in risalto le problematiche legate all'utilizzo di tale energia, dovute principalmente alla mancanza di costanza e prevedibilità della fonte energetica utilizzata e dalla necessità di fornire in ogni istante alla rete elettrica esattamente l'energia richiesta da tutti i carichi che vi sono connessi. La produttività di impianti eolici e fotovoltaici infatti risulta variabile sia nell'arco della giornata che su periodi più lunghi a causa dell'effetto di un gran numero di variabili differenti, prime fra tutte quelle legate alle condizioni meteorologiche. In un contesto caratterizzato da una domanda di energia elettrica in costante aumento, assumono un ruolo fondamentale le varie tecnologie di immagazzinamento di energia elettrica.

I sistemi di storage si classificano in due macro-categorie: nella prima rientrano dispositivi che immagazzinano l'energia elettrica direttamente sotto forma di carica elettrica come i banchi di condensatori e i supercondensatori. Tali dispositivi possono garantire numerosi cicli di carica e scarica con rendimenti molto elevati, hanno tempi di risposta estremamente rapidi ma sono contraddistinti da una capacità relativamente bassa. La loro applicazione quindi sarà difficilmente quella di elemento di accumulo vero e proprio ma piuttosto quella di regolazione del flusso di potenza reattiva o quella di supporto ai DC-link come stabilizzatori di tensione. Alla seconda categoria invece appartengono i dispositivi che immagazzinano l'energia elettrica convertendola in un'altra forma di energia come per esempio energia meccanica (bacini idroelettrici, volano), chimica (idrogeno), elettrochimica (batterie) e ogni tecnologia presenta diverse caratteristiche.

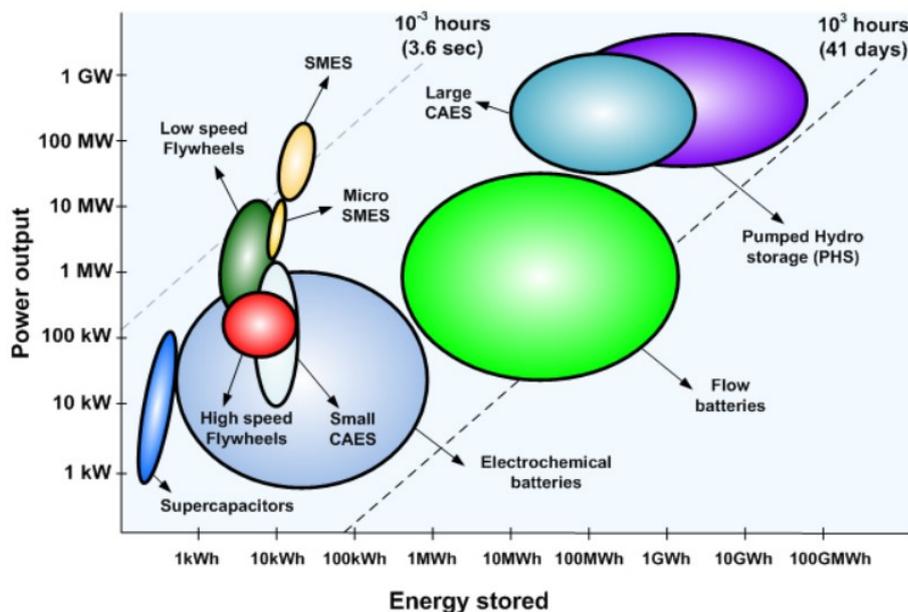


Figura 2.1 - Tecnologie più utilizzate per l'accumulo di energia elettrica

Fonte: "Energy Storage Technologies for Electric Applications", J. I. San Martín, I. Amora, J. J. San Martín, V. Aperribay, P. Eguía

Nella figura 2.1 si osserva la caratteristica energia accumulata/potenza erogabile per le principali tecnologie, fondamentale per identificare l'utilizzo di ognuna di esse. I volani, per esempio, sono in grado di accumulare una quantità media di energia elettrica e di fornire elevata potenza ma hanno tempi di reazione molto lenti, così come i bacini idroelettrici. I sistemi di accumulo elettrochimici invece hanno un rendimento leggermente inferiore rispetto ai sistemi appena citati ma hanno tempi di reazione notevolmente inferiori (frazioni di secondo) e forniscono elevati livelli di potenza e, grazie allo sviluppo di nuove tecnologie che vedremo in seguito, livelli pressoché illimitati di energia.

Una batteria è un sistema elettrochimico in grado di immagazzinare energia chimica e convertirla in energia elettrica tramite delle reazioni di ossido-riduzione di materiali elettroattivi. Gli accumulatori elettrochimici si possono classificare in base all'elettrolita nel quale sono immersi gli elettrodi: troviamo per esempio le celle alcaline che utilizzano idrossido di potassio e hanno applicazioni militari e aerospaziali, le celle a carbonati fusi o quelle a ossido solido, tecnologie largamente utilizzate nelle centrali elettriche a gas naturale o a carbone grazie alla loro necessità di operare a temperature elevate. Una seconda classificazione può essere fatta a seconda del materiale degli elettrodi: le rinomate batterie al piombo che presentano un anodo in piombo spugnoso e un catodo ricoperto di biossido di piombo o quelle agli ioni di litio con un catodo composto da ossidi di litio e un anodo tipicamente realizzato in grafite.

2.1 - BATTERIE A FLUSSO

Le batterie a flusso utilizzano lo stesso principio delle batterie convenzionali ma gli elementi elettroattivi contenuti negli elettroliti sono stoccati esternamente alla regione in cui avviene la reazione di ossido riduzione, ovvero la cella, e vengono portati all'interno tramite un opportuno sistema di pompaggio a seconda della domanda energetica richiesta. Si può quindi dire che in una batteria a flusso, i materiali attivi non sono permanentemente sigillati all'interno della cella come in una batteria convenzionale ma sono immagazzinati in due grandi vasche o serbatoi, una contenente l'elettrolita anodico e l'altra quello catodico. Il primo vantaggio di questo tipo di architettura è quello di disaccoppiare potenza ed energia in quanto l'energia si determina solamente dalla capienza dei serbatoi mentre la potenza dipende dal numero di celle connesse in serie. Tali sistemi, soprattutto se progettati in modo modulare, risultano estremamente dinamici e flessibili e possono rispondere ad esigenze diverse in termini di durata e potenza. Considerando le caratteristiche di tale tecnologia, la sua integrazione con i sistemi di generazione di energia mediante fonti rinnovabili può rappresentare una valida risposta alle richieste riguardo a stabilità ed efficienza della rete. Un altro vantaggio è dato dal fatto che questi sistemi elettrochimici garantiscono tempi di risposta molto più veloci dei comuni

generatori, si parla dell'ordine dei millisecondi, e permettono quindi di ottenere una fine regolazione della tensione assorbendo o immettendo potenza nella rete quasi istantaneamente. L'importante capacità ottenibile utilizzando queste tecnologie inoltre garantisce una buona riserva in caso di buchi di tensione. Dall'altro lato invece, nonostante le spiccate potenzialità, le batterie a flusso soffrono di alcune criticità non trascurabili come la maggiore complessità realizzativa dal punto di vista impiantistico e i maggiori ingombri dimensionali richiesti rispetto alle tradizionali batterie. Infatti, mentre una comune batteria è sostanzialmente un singolo dispositivo, le batterie a flusso sono dei piccoli impianti dotati di valvole, pompe, serbatoi, strumentazione ecc. che rendono più complesso lo sviluppo di tale tecnologia sia per quanto riguarda la progettazione e la realizzazione di moduli compatti e facilmente estendibili sia per quanto attiene la gestione della singola installazione. Il secondo svantaggio principale è di natura economica: la maggior parte delle tecnologie fino ad oggi sviluppate non è competitiva rispetto ai sistemi tradizionali e questo limite è da attribuire principalmente agli alti costi delle materie prime, alla scala ed alle tecniche di produzione. Lo sviluppo tecnologico e una maggiore conoscenza dei processi coinvolti possono quindi incidere in modo significativo sulle principali voci di costo migliorando durata, efficienza e affidabilità dei materiali attualmente impegnati o individuando materiali e processi di produzione più economici. Variando le coppie redox è possibile ottenere una vasta gamma di batterie differenti, ma solo alcune hanno finora trovato applicazione a livello industriale. Si identificano a seconda delle specie attive che utilizzano per le reazioni redox, tra queste ci sono le batterie Poli-Solfuro Bromuro ($\text{Br}_2/\text{Br}^- - \text{S}/\text{S}^{2-}$), Ferro-Cromo ($\text{Fe}^{2+}/\text{Fe}^{3+} - \text{Cr}^{3+}/\text{Cr}^{2+}$), Zinco-Bromo ($\text{Br}^-/\text{Br}^{2-} - \text{Zn}^{2+}/\text{Zn}$), Zinco-Cerio ($\text{Ce}^{4+}/\text{Ce}^{3+} - \text{Zn}^{2+}/\text{Zn}$) e le Solo-Vanadio ($\text{V}^{5+}/\text{V}^{4+} - \text{V}^{3+}/\text{V}^{2+}$).

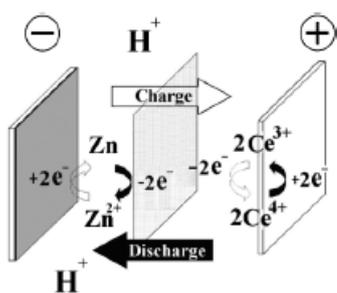


Figura 2.2 – Reazione di cella in una batteria a flusso Zinco-Cerio

Fonte: "Progress in redox flow batteries, remaining challenges and their applications in energy storage"

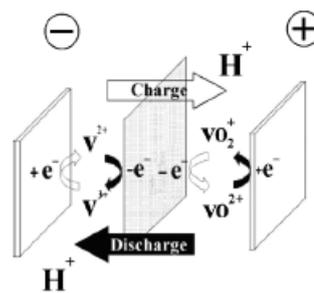


Figura 2.3 – Reazione di cella in una batteria a flusso al Vanadio

Fonte: "Progress in redox flow batteries, remaining challenges and their applications in energy storage"

2.2 - VANADIUM REDOX FLOW BATTERY

In tutti i sistemi citati in precedenza è presente il rischio che le due soluzioni elettrolitiche presenti nelle rispettive semicelle vengano in qualche modo a contatto, dando luogo a un fenomeno chiamato cross contamination. Nonostante l'elevata selettività delle membrane nei confronti di tutte le specie diverse dai protoni, non si può infatti eliminare completamente il crossover da parte degli ioni attivi e se una specie attiva dovesse reagire con una specie del flusso opposto ci sarebbe il rischio di compromettere irrimediabilmente le prestazioni e la vita stessa della batteria. Utilizzando una sola specie attiva in entrambe le semicelle il fenomeno del crossover genera solamente una riduzione della capacità della cella in quanto nessuna specie è irreversibilmente consumata o rimossa dalla propria soluzione elettrolitica.

Il Vanadio presenta infatti 4 stati di ossidazione (+2, +3, +4, +5) ai quali corrispondono rispettivamente le specie ioniche V^{2+}/V^{3+} / VO^{2+}/VO_2^+ , può quindi costituire da solo una possibile coppia redox.

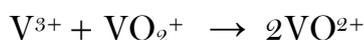
L'altro grande vantaggio nell'utilizzo di questa tecnologia riguarda la capacità di questo tipo di accumulatore. Essa infatti diminuisce a causa di due fattori: il primo è la riduzione della concentrazione di reagenti nelle soluzioni di provenienza mentre il secondo è la scarica della soluzione di destinazione in cui le specie che attraversano la membrana reagiscono con gli ioni carichi. A differenza di tutte le altre tipologie, però, nelle batterie a flusso vanadio-vanadio l'utilizzo di un solo elemento permette di ripristinare periodicamente lo stato originale rimescolando e ribilanciando le soluzioni.

Gli aspetti che limitano la diffusione di questo tipo di tecnologia e, per ora, non la rendono fortemente competitiva riguardano la scarsa densità energetica e, come per la grande maggioranza delle batterie a flusso, l'elevato costo. La densità energetica è infatti sensibilmente inferiore rispetto ad un accumulatore tradizionale (oltre 10 volte) a causa del ridotto potenziale di cella, del limitato numero di elettroni trasferiti dalle reazioni di ossidoriduzione e dalla solubilità del vanadio nelle soluzioni, che limita la concentrazione massima di reagenti. L'elevato costo invece riguarda principalmente gli elettroliti, elementi che insieme alla membrana costituiscono i principali determinanti del costo della batteria.

Una standard VRFB è formata da due serbatoi esterni collegati ai due elettrodi, alloggiati all'interno di comparti elettrodici, tramite due conduttori elettronici che permettono il trasferimento degli elettroni e infine una membrana porosa che separa i comparti elettrodici. I serbatoi costituiscono la riserva delle due soluzioni di elettroliti in acqua e acido solforico, ovvero V^{2+}/V^{3+} per quanto riguarda la semicella negativa e V^{4+}/V^{5+} per la semicella positiva.

Gli ioni vanadio all'interno degli elettroliti reagiscono tra di loro secondo le seguenti reazioni:

• Elettrolita positivo – catolita :

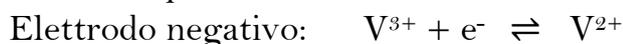
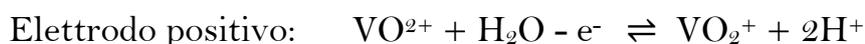


• Elettrolita negativo – anolita :

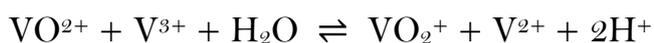


Le soluzioni elettrolitiche attraverso un opportuno sistema di pompaggio fluiscono nella cella incontrando gli elettrodi a base di grafite, sulla cui superficie porosa avvengono le reazioni ed il trasferimento della carica. Il corrispondente flusso di elettroni fluisce attraverso un circuito elettrico esterno e determina la corrente continua erogata o assorbita ai morsetti della batteria. Le due soluzioni devono necessariamente essere tenute separate, a questo scopo nella cella elettrochimica è presente una membrana a scambio ionico che consente la conduzione ionica da una semicella all'altra ma non quella elettronica, costringendo così gli elettroni a passare nel circuito esterno generando la corrente utile. Per separare anodo e catodo si utilizzano membrane polimeriche a scambio cationico, generalmente di Nafion, permeabile ai protoni ma non alle altre specie chimiche presenti nella batteria.

All'anodo avviene la reazione di ossidazione con cessione dell'elettrone mentre al catodo si verifica contemporaneamente la riduzione dell'altro reagente:



La reazione di cella è data dalla somma delle due semireazioni:



Le reazioni vanno considerate da sinistra verso destra nella fase di carica della batteria, da destra verso sinistra nella fase di scarica.

Nella figura 2.4 , si evidenziano tali reazioni chimiche e il conseguente percorso compiuto dagli elettroni durante le fasi di carica e scarica:

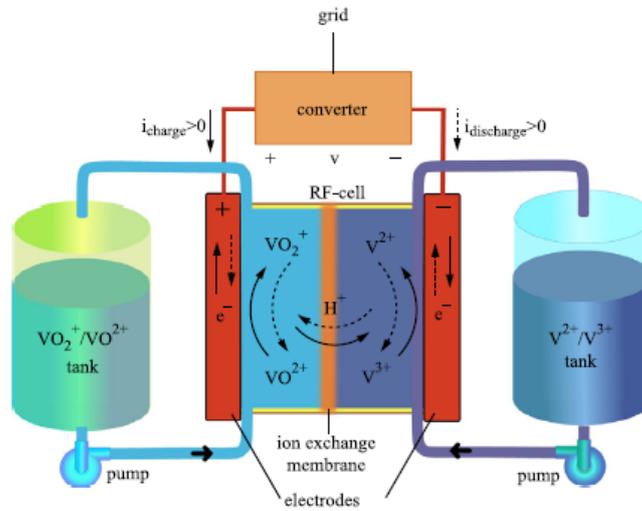


Figura 2.4 - Modello della VRFB

Fonte: "Redox flow batteries for the storage of renewable energy: A review"

In condizioni standard (25 °C) la cella fornisce una f.e.m. di 1.26V (1.004V per il polo positivo e 0.255V per quello negativo).

Gli elettroni scambiati sono trasportati nella matrice porosa dell'elettrodo in carbonio fino ai collettori di corrente attraverso i piatti in grafite, all'interno dei quali è incisa una struttura di distribuzione del flusso che regola la trasmissione delle soluzioni agli elettrodi come riportato in figura 2.6.

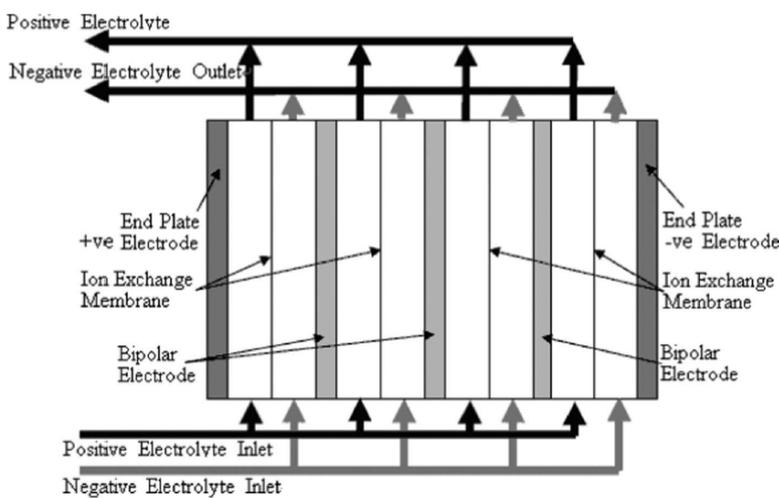


Figura 2.5 - Quattro celle di una batteria a flusso standard collegate in serie

Fonte: "Progress in redox flow batteries, remaining challenges and their applications in energy storage"

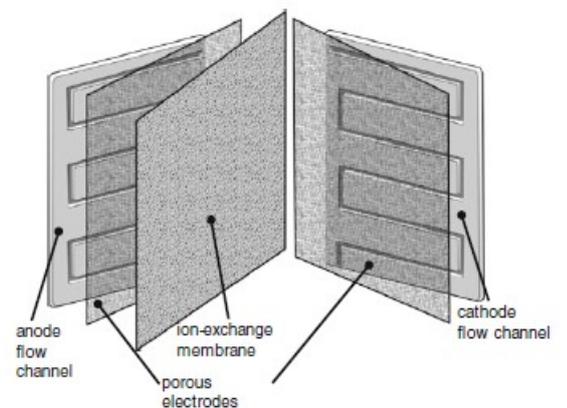


Figura 2.6 – Distribuzione del flusso elettrolitico all'interno di una singola cella

Fonte: "Redox flow batteries: a review"

2.3 - MODELLO MATEMATICO VRFB

Per poter sintetizzare un sistema di controllo coerentemente con tutti gli elementi del sistema è necessario rappresentare la Vanadium Redox Flow Battery da 9 kW / 27 kW h attraverso un opportuno circuito equivalente che ne riproduca comportamento e prestazioni al variare del punto di lavoro stabilito. Il modello che si utilizza è quello ricavato tramite la spettroscopia di impedenza elettrochimica (EIS), effettuata dall'Ing. Trovò e dai suoi collaboratori direttamente sulla batteria in questione; la spiegazione del metodo, i vari procedimenti e i risultati sono riportati nel dettaglio nell'articolo [3].

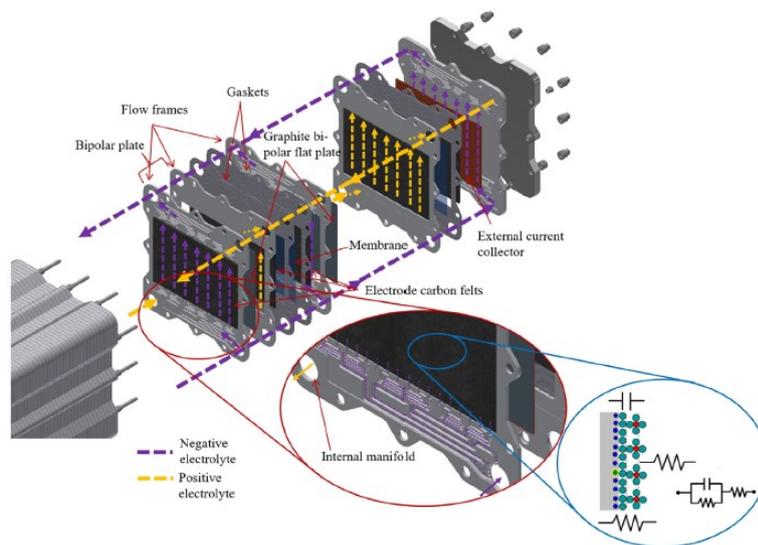


Figura 2.7 - Stack di celle in una batteria a flusso, l'impedenza interna assume il comportamento di una resistenza in serie ad un parallelo RC

Fonte: Multichannel Electrochemical Impedance Spectroscopy and equivalent circuit synthesis of a large-scale vanadium redox flow battery

Il circuito elettrico equivalente risulta essere quello di figura 2.8 : è la serie di 40 bipoli, ciascuno rappresentante una singola cella e composto dai seguenti elementi:

- **Generatore di tensione E_0** , corrisponde alla tensione a vuoto presente nella cella. E' data dall'equazione di Nernst e dipende dallo stato di carica della batteria (SOC).
- **Resistenza serie R_0** , rappresenta le perdite ohmiche all'interno della cella causate dalla membrana, degli elettrodi, dagli elettroliti e dai piatti bipolari. Gli elettrodi immersi nell'elettrolita contribuiscono a oltre il 70% delle perdite, la membrana a circa il 20% mentre il restante 10% è dato dai piatti bipolari in grafite.

- **Resistenza R_a** , è una resistenza non lineare che rappresenta le perdite di attivazione e di sovratensione elettrochimica. Dipende dallo stato di carica della batteria, dalla corrente erogata e dalla portata degli elettroliti.
- **Capacità C_a** che rappresenta il doppio strato elettrico, un fenomeno che avviene all'interfaccia elettrolita-elettrodo e consiste nella differenza di polarità tra le cariche presenti negli elettrodi solidi e quelle presenti negli elettroliti liquidi.

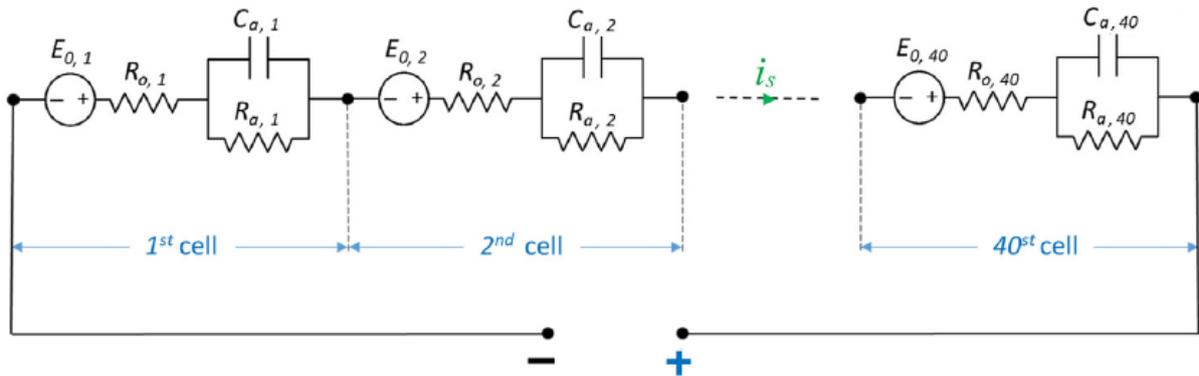


Figura 2.8 - Circuito elettrico equivalente

Fonte: Multichannel Electrochemical Impedance Spectroscopy and equivalent circuit synthesis of a large-scale vanadium redox flow battery

Queste grandezze non sono costanti ma dipendono da diversi parametri della batteria, principalmente dallo stato di carica e dalla corrente erogata. Si riportano nella tabella sottostante i valori che assume l'impedenza interna dell'accumulatore nelle condizioni in cui è stata eseguita la spettroscopia EIS:

SOC [%]	30	30	30	60	60	60
Q [L min ⁻¹]	20	20	20	20	20	20
I_b [A]	10	35	60	10	35	80
R_o [mΩ]	1.79	1.80	1.90	1.61	1.63	1.675
R_a [mΩ]	1.48	1.53	1.71	0.82	0.9	1.13
C_a [mF]	61.9	68.6	69.3	67.6	60.3	68.5

Tabella 2.1 - Parametri delle grandezze di interesse del circuito elettrico equivalente

Fonte: Multichannel Electrochemical Impedance Spectroscopy and equivalent circuit synthesis of a large-scale vanadium redox flow battery

Capitolo III: BIBCI converter – Analisi Steady State

Il Bidirectional Interleaved Boost with Coupled Inductor opera secondo il seguente principio: lato ingresso sono presenti due ponti boost connessi in parallelo e alimentati dalla batteria a flusso, ognuno dei quali presenta la propria capacità C_{CL} e la propria induttanza L_m . Le due celle sono comandate in modalità interleaved tramite due segnali sfasati di metà periodo di commutazione, si riportano alcune forme d'onda in figura 3.2 per comprendere meglio gli andamenti delle tensioni in relazione allo stato degli interruttori. Le induttanze L_m sono mutuamente accoppiate a un secondario formato da due induttanze connesse in serie con polarità opposte, questo genera tra primario e secondario una tensione v_A a tre livelli la cui ampiezza dipende dal duty cycle D_B che regola le commutazioni degli interruttori dei boost. La tensione al secondario viene raddrizzata tramite un ponte raddrizzatore e alimenta uno standard DC-link da 400V. Il convertitore sfrutta come elemento di accumulo energetico per il trasferimento di potenza tra i due ponti l'induttanza L , la quale è data dalla serie tra l'induttanza di dispersione del mutuo accoppiamento riportata all'avvolgimento secondario e, se necessario, un'ulteriore induttanza esterna che viene aggiunta per raggiungere il valore opportuno.

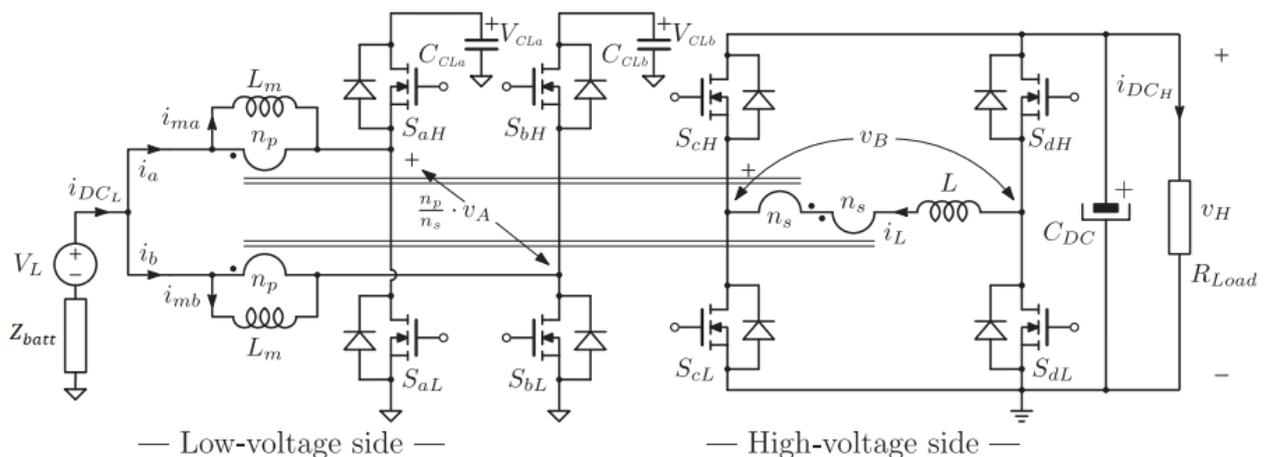


Figura 3.1 – Circuito switching del convertitore BIBCI

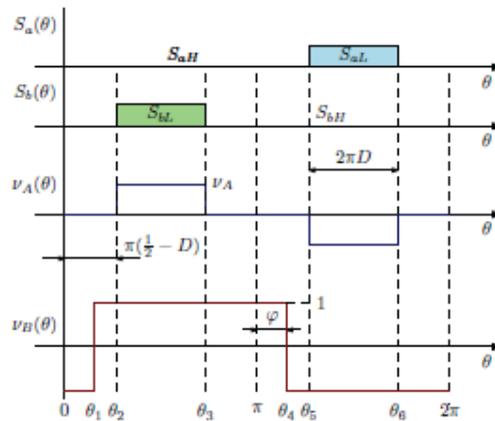


Figura 3.2 - Forme d'onda della tensione presente in ingresso al primario v_A e di quella in uscita al secondario v_B

E' un convertitore molto simile al tradizionale Dual Active Bridge, questo tipo di configurazione presenta diversi punti di forza come per esempio:

- ripple di corrente lato bassa tensione contenuto e a frequenza doppia rispetto a quella di switching .
- presenza di un mutuo induttore che garantisce isolamento galvanico tra i due ponti e che, tramite la scelta del rapporto-spire, permette al sistema di avere un ulteriore grado di libertà adattando le tensioni in ingresso e in uscita ai valori desiderati.
- possibilità di avere commutazioni soft (Zero Voltage Switching) in fase di accensione degli interruttori
- rendimento elevato.
- ridotto numero di componenti e facilità di controllo.

Il sistema di controllo del convertitore, come vedremo in seguito nel dettaglio, fornisce un controllo sia in tensione che in corrente in modo da prevenire stress elettrici che possono ridurre sensibilmente la vita e le prestazioni sia della batteria che degli interruttori.

3.1 - MODELLO ALLO SPAZIO DI STATO

L'obiettivo di questa sezione è quello di ricavare delle forme d'onda di tensioni e della corrente che scorre attraverso l'induttanza L , indispensabili per poter analizzare il flusso di potenza trasferita da un lato all'altro del convertitore.

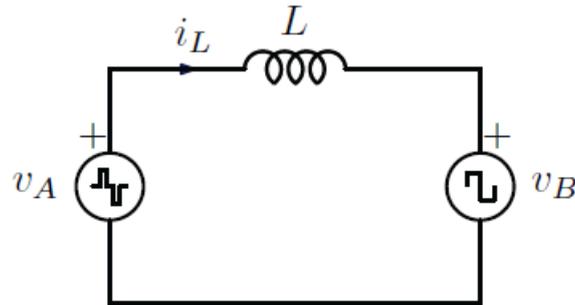


Figura 3.3 - Circuito equivalente semplificato del convertitore BIBC

Come evidenziato dalla figura 3.3 la corrente i_L dipende esclusivamente dalle tensioni v_A e v_B :

la tensione v_A è caratterizzata da un andamento a tre livelli, imposto dagli switch lato bassa tensione, la tensione v_B invece presenta un andamento a onda quadra che si ottiene pilotando gli interruttori lato alta tensione tramite una PWM bipolare con duty cycle fissato a 0.5. In questo modo si perde un grado di libertà nella gestione del sistema di controllo che vedremo in seguito ma si riducono notevolmente le combinazioni degli stati degli interruttori dei due ponti e di conseguenza le regioni di lavoro che si possono suddividere in tre aree che ora identificheremo nel dettaglio.

A differenza di un classico Dual Active Bridge l'ampiezza della tensione v_A non è costante ma dipende dalla tensione di clamping v_{CL} e di conseguenza dal duty cycle del boost D_B . Questa caratteristica viene solitamente sfruttata per compensare le variazioni della tensione di ingresso e mantenere le ampiezze delle tensioni v_A e v_B costanti.

Si individuano quindi nel duty cycle del boost D_B e nello sfasamento φ tra le due tensioni v_A e v_B le variabili di controllo che gestiscono il trasferimento di potenza. Risulta vantaggioso definire tre diverse regioni operative di funzionamento in funzione delle relazioni che legano queste due grandezze:

Regione 1: $0 < \varphi < |D_B - \frac{1}{2}|$;

Regione 2: $\pi |D_B - \frac{1}{2}| < \varphi < \pi (1 - |D_B - \frac{1}{2}|)$;

Regione 3: $\pi (1 - |D_B - \frac{1}{2}|) < \varphi < \pi$.

Limitando per convenienza lo sfasamento ad un intervallo $[-\pi/2, +\pi/2]$ in modo da avere sempre una proporzionalità diretta tra φ e la potenza trasferita, come vedremo meglio in seguito, la regione 3 non risulta di interesse.

Da ora si esprimeranno tutte le grandezze di interesse in forma normalizzata, dove si utilizzano le seguenti grandezze di normalizzazione:

Periodo di normalizzazione: $T_N = 1/f_{sw}$;

Tensione di normalizzazione: $V_N = V_H$;

Impedenza di normalizzazione: $X_L = 2\pi f_{sw} L$;

Corrente di normalizzazione: $I_N = V_N/X_L$;

Potenza di normalizzazione: $P_N = V_N^2/X_L$;

Corrente normalizzata: $J_x = i_x/I_N$;

Tensione normalizzata: $u_x = v_x/V_N$;

Potenza normalizzata: $\Pi_x = P_x/P_N$;

La condizione di steady state impone che tutte le forme d'onda siano periodiche, cioè che risulti nullo sia il valor medio della tensione ai capi delle induttanze (volt-second balance) e sia il valor medio della corrente nei condensatori (charge balance). Imponendo la condizione di volt-second balance ai capi delle induttanze di magnetizzazione e trascurando il ripple di tensione sui condensatori di clamping si ottiene una semplice espressione che determina l'ampiezza della tensione V_A :

$$V_A = \frac{V_{CL}}{n} = \frac{V_L}{(1-D_B)n} \Rightarrow u_A = \frac{u_L}{(1-D_B)n}$$

Dove $n = \frac{n_p}{n_s}$ è il rapporto spire del mutuo induttore che si decide di fissare in modo da garantire a V_A la stessa ampiezza del DC link.

L'ampiezza di V_B invece è data semplicemente dalla stessa tensione del DC-link V_H :

$$V_B = V_H \Rightarrow u_B = 1.$$

Si nota che, in condizioni steady state, l'ampiezza delle due tensioni dipende solamente dal duty cycle D_B e non dallo sfasamento φ .

3.2 - FORME D'ONDA DI TENSIONE E CORRENTE

La corrente sull'induttanza i_L ha un andamento lineare a tratti a seconda delle sei combinazioni tra i vari stati delle tensioni v_A e v_B . Considerando per esempio un punto di lavoro che rientri nella regione 1, ovvero piccolo sfasamento tra le due tensioni, si ricavano facilmente le seguenti relazioni:

$$\begin{aligned} J_1 &= J_0 + \varphi, \\ J_2 &= J_1 + \varphi - \pi \left| D_B - \frac{1}{2} \right|, \\ J_3 &= J_2 + \pi (u_a - 1) (1 - |2D_B - 1|), \\ J_4 &= J_3 - \pi \left| D_B - \frac{1}{2} \right|, \end{aligned}$$

Dove J_0 è il valore iniziale della corrente normalizzata.

Rispettando la simmetria delle forme d'onda delle due tensioni rispetto a $\varphi = \pi$ e imponendo la condizione di regime stazionario $J_0 = J_4$ possiamo finalmente esplicitare J_0 e avere quindi tutte le espressioni analitiche delle correnti normalizzate in funzione di D_B e di φ :

$$\begin{aligned} J_0 &= \frac{\pi}{2} [1 - u_a (1 - |2D_B - 1|)] - \varphi, \\ J_5 &= -J_2, \\ J_6 &= -J_3, \end{aligned}$$

L'utilizzo del valore assoluto rende le relazioni valide sia per $D_B > 0.5$ che per $D_B < 0.5$, procedendo allo stesso modo si ricavano le relazioni anche delle altre regioni e si ottengono i grafici delle figure 3.4.

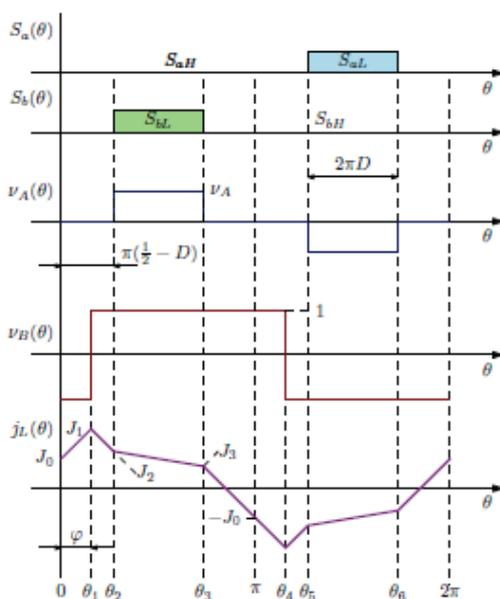


Figura 3.4.1 – Forme d'onda di tensioni e correnti per bassi valori di φ e $DB < 0.5$

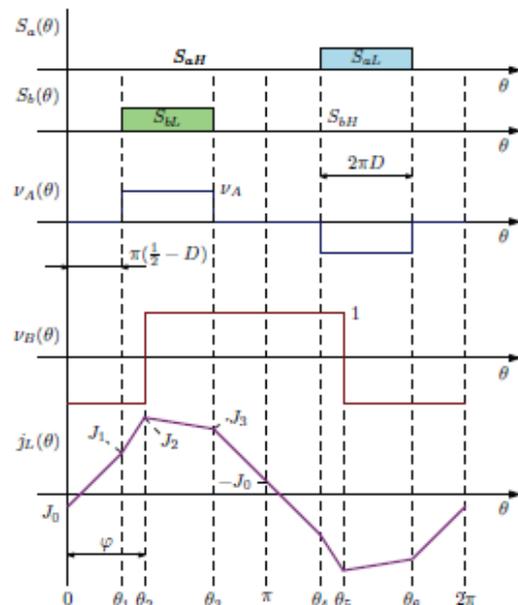


Figura 3.4.2 - Forme d'onda di tensioni e correnti per valori intermedi di φ e $DB < 0.5$

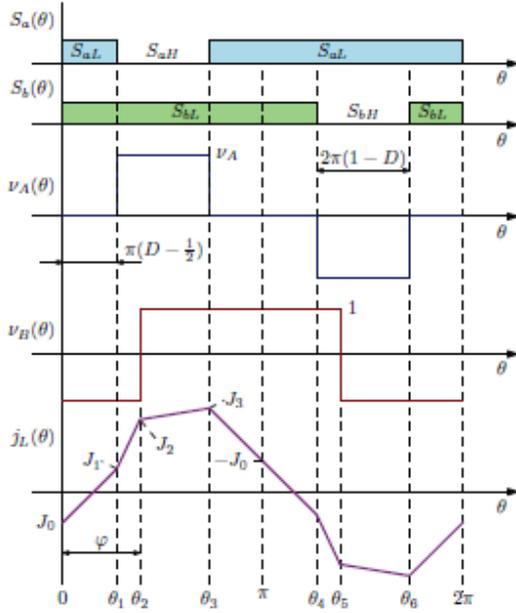


Figura 3.4.3 - Forme d'onda di tensioni e correnti per valori intermedi di φ e $DB > 0.5$

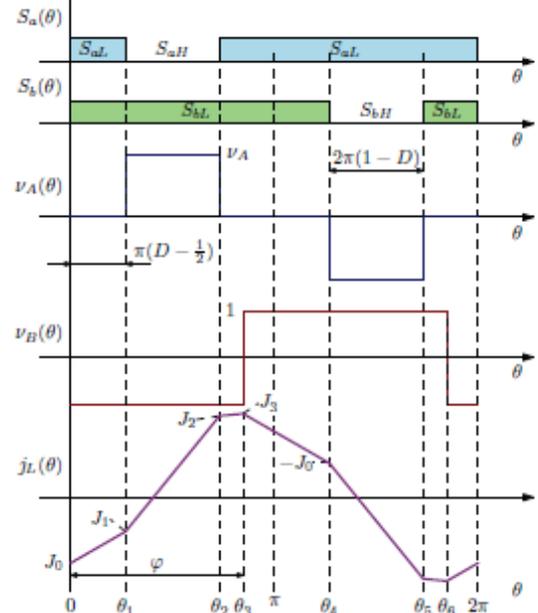


Figura 3.4.4 - Forme d'onda di tensioni e correnti per elevati valori di φ e $DB > 0.5$

E' interessante notare come la corrente abbia un andamento pressoché identico per valori simmetrici del duty cycle come per esempio 0.4 e 0.6, denotando una maggiore dipendenza dallo sfasamento φ . Questa considerazione, insieme a quanto affermato nella sezione precedente, avrà un'importanza fondamentale per l'implementazione di un sistema di controllo detto Plus Phase Shift modulation (PPS) che vedremo nel dettaglio in seguito.

3.3 - POTENZA TRASFERITA

La potenza scambiata tra i due lati del convertitore viene determinata facendo riferimento alla corrente istantanea $i_L(\vartheta)$, dove $\vartheta = 2\pi \frac{t}{T_N}$:

$$P = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_L(\vartheta) v_B(\vartheta) d\vartheta.$$

Facendo riferimento alla precedente analisi sulla corrente risulta immediato determinarne le equazioni:

Regione 1: $\Pi_1 = u_a \varphi (1 - |2D_B - 1|)$;

Regione 2: $\Pi_2 = u_a \left[\varphi \left(1 - \frac{\varphi}{\pi}\right) - \frac{\pi}{4} \left(2D_B - \frac{1}{2}\right)^2 \right]$;

Regione 3: $\Pi_3 = u_a \pi \left(1 - \frac{\varphi}{\pi}\right) (1 - |2D_B - 1|)$;

E' possibile tracciare curve a potenza costante al variare delle due grandezze di ingresso dove si ritrova la simmetria nei confronti del duty cycle:

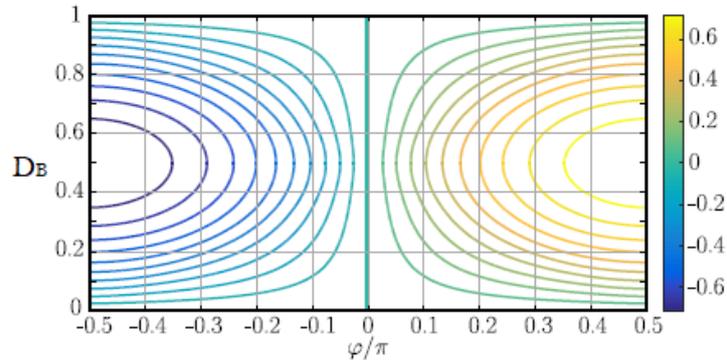


Figura 3.5 - Curve a potenza costante

Fonte: "MIMO Control of a High-Step-Up Isolated Bidirectional DC-DC Converter"

Inoltre si tracciano le caratteristiche di controllo al variare degli stessi parametri dove si nota la linearità tra potenza e sfasamento nel range $[-\pi/4, +\pi/4]$.

È evidente come si abbia il massimo di potenza trasferita in corrispondenza del valore massimo dello sfasamento, ovvero $\varphi = \frac{\pi}{2}$.

Questo restituisce $\Pi_{MAX} = u_A \pi D_B (1 - D_B)$ che si massimizza per $D_B=0.5$.

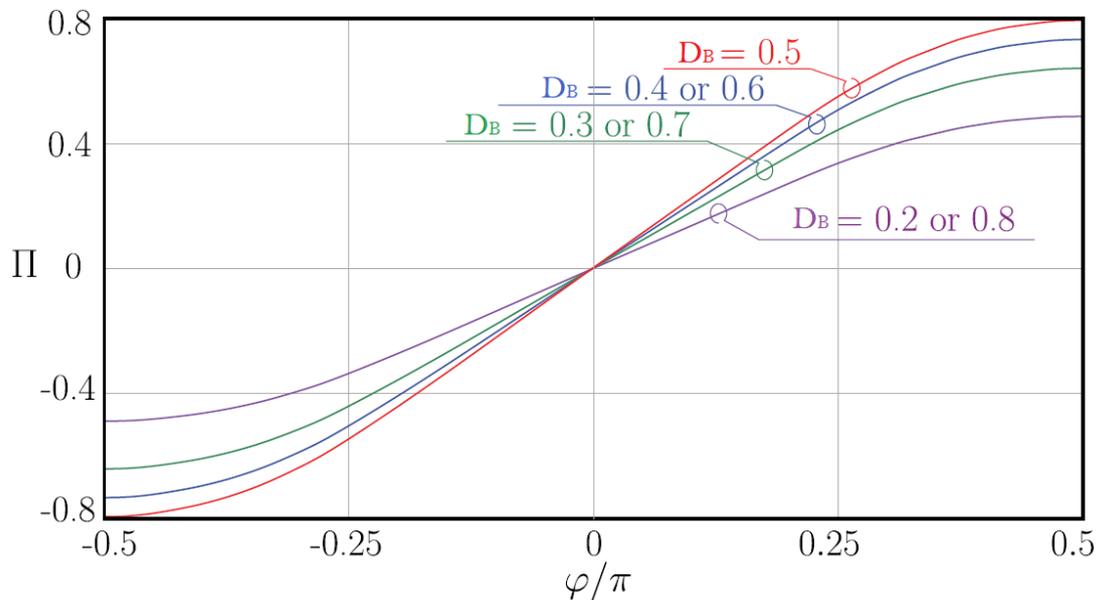


Figura 3.6 - Caratteristiche di controllo

Fonte: "MIMO Control of a High-Step-Up Isolated Bidirectional DC-DC Converter"

3.4 - SPECIFICHE E DIMENSIONAMENTO

E' necessario individuare le specifiche alle quali le grandezze di interesse devono sottostare in modo da progettare in modo ragionevole il convertitore. Si riportano tali specifiche nella tabella 3.1 .

Tensione nominale di batteria $V_{L.nom}$	54 V
Tensione massima di batteria $V_{L.max}$	60 V
Tensione minima di batteria $V_{L.min}$	20 V
Potenza nominale batteria P_{nom}	1900 W
Frequenza di commutazione f_{sw}	60 kHz
Tensione al DC-link V_H	400 V
Tensione di clamping V_{CL}	100 V
Ripple relativo di tensione di clamping	0.25 picco-picco
Ripple relativo di corrente di batteria	0.6 picco-picco

Tabella 3.1 - Specifiche del sistema convertitore-batteria

Il dimensionamento di tutti i componenti del convertitore è presentato nel dettaglio nell'articolo [2] . In questo documento non si mostrano nuovamente tutti i singoli passaggi necessari a ricavare tutte le grandezze, si riportano direttamente i valori che assumono tutti i vari parametri del convertitore:

Duty Cycle nominale $D_{B.nom}$	0.46
Rapporto spire n	6/24
Induttanza di magnetizzazione L_m	35 μ H
Induttanza di trasferimento energetico L	150 μ H
Capacità di clamping C_{CL}	6.8 μ F
Resistenza parassita avvolgimento primario R_d	0.8 Ω

Tabella 3.2 - Componenti del converter

Tale dimensionamento restituisce un convertitore in grado di supportare flussi di potenza nominale pari a $P_N=1500W$, con potenza massima $P_{MAX}=2200W$. Per far fronte a esigenze di potenza maggiori è sufficiente disporre due o più convertitori in parallelo, si ricorda che la VRFB garantisce fino a 9 kW di picco richiedendo inevitabilmente l'utilizzo di più convertitori, aspetto che non pregiudica in alcun modo l'analisi riportata in questo documento.

3.5 - SOFT SWITCHING

Uno dei grandi vantaggi del convertitore BIBCI è dato dal fatto che sia il boost, che il ponte lato alta tensione siano in grado di operare con commutazioni soft degli interruttori in fase di accensione. In questo modo l'interruttore commuta a tensione e/o corrente pressoché nulla, riducendo notevolmente sollecitazioni, perdite di potenza per commutazione e interferenze elettromagnetiche. Nel nostro caso si fa riferimento a una condizione di Zero Voltage Switching ovvero commutazioni a tensione nulla.

Per identificare le condizioni di soft-switching facciamo riferimento alle operazioni di scarica della batteria, si faccia presente che le stesse considerazioni sono valide anche per le operazioni di carica.

La struttura con condensatori di clamping del boost garantisce accensione soft degli interruttori lato bassa tensione, indipendentemente dalla regione di funzionamento, grazie all'inversione di corrente mostrata in figura 3.7 che attraversa tali capacità. Lo spegnimento invece sarà necessariamente a tensione non nulla.

Per quanto riguarda il ponte lato alta tensione invece, osservando le figure 3.4.1-3.4.4 si notano le condizioni che assicurano una accensione soft:

- Regione 1: $J_1 \geq 0$, ovvero $1 - u_A (1 - |2D_B - 1|) \geq 0$.
- Regione 2, con $\varphi \leq \frac{\pi}{2}$: $J_2 \geq 0$, ovvero $u_A \varphi + \frac{\pi}{2} (1 - u_A) \geq 0$

La Plus Phase Shift modulation garantisce che entrambe le condizioni siano sempre verificate.

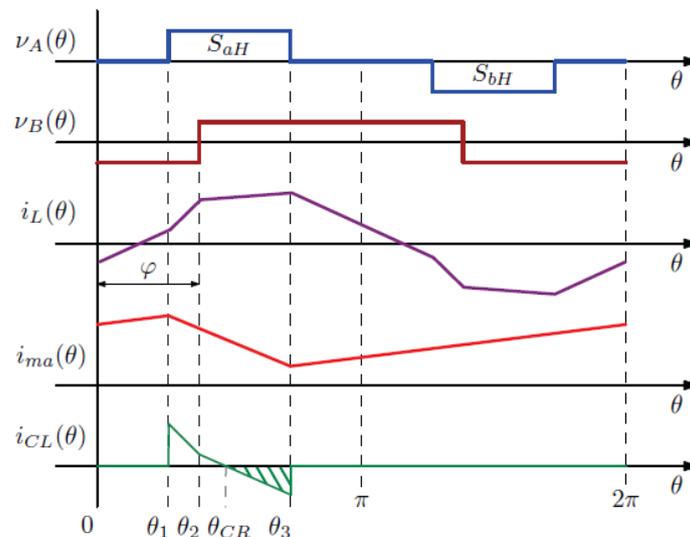


Figura 3.7 - Forme d'onda di tensione e corrente per la regione 2 e $D > 0.5$

Fonte: "High Efficiency Battery Chargers for Photovoltaic Inverters"

Capitolo IV: BIBCI converter – Analisi Dinamica

Il convertitore offre la possibilità di implementare una strategia di controllo a due gradi di libertà dove si è in grado di controllare contemporaneamente il trasferimento di potenza attiva e una seconda grandezza elettrica. Considerando le osservazioni del capitolo precedente si decide di utilizzare il duty cycle D_B per controllare la tensione V_{CL} in modo da ottenere $V_A=V_B$ e di utilizzare invece lo sfasamento φ per regolare la corrente erogata dalla batteria e di conseguenza il trasferimento di potenza, mantenendo la tensione del DC-link V_H costante.

Per studiare il comportamento dinamico del convertitore è dunque necessario costruire un modello che consenta di ricavare delle relazioni lineari tra le variabili di ingresso (D_B, φ) e quelle di uscita (V_H, V_{CL}, I_m).

4.1 - MODELLO MEDIO NON-LINEARE

Come prima cosa si realizza un modello medio non-lineare nel quale si considerano gli elementi che influenzano la risposta in frequenza del convertitore. Le due celle boost operando in modo sincrono sono attraversate, durante un periodo di commutazione, in termini medi dalla stessa corrente la cui somma è pari alla corrente totale erogata dalla batteria. Per questo motivo si rappresenta solo uno dei due rami di bassa tensione e si inserisce un guadagno che raddoppia la corrente i_m . Sono presenti gli elementi reattivi quali l'induttanza di magnetizzazione L_m , le capacità di clamping C_{CL} e la capacità C_{DC} che costituisce il DC link assieme alla resistenza R_H . Si inserisce una resistenza di dissipazione R_D in serie all'induttanza di magnetizzazione e si trascura l'induttanza di trasferimento energetico in quanto non influenza in modo significativo il comportamento dinamico del convertitore.

La resistenza R_D è un resistore equivalente risultante dalla serie di varie resistenze, ognuna delle quali rappresenta le perdite ohmiche riportate al primario che hanno luogo negli otto interruttori e negli avvolgimenti primari e secondari.

Il modello che ne deriva è il seguente:

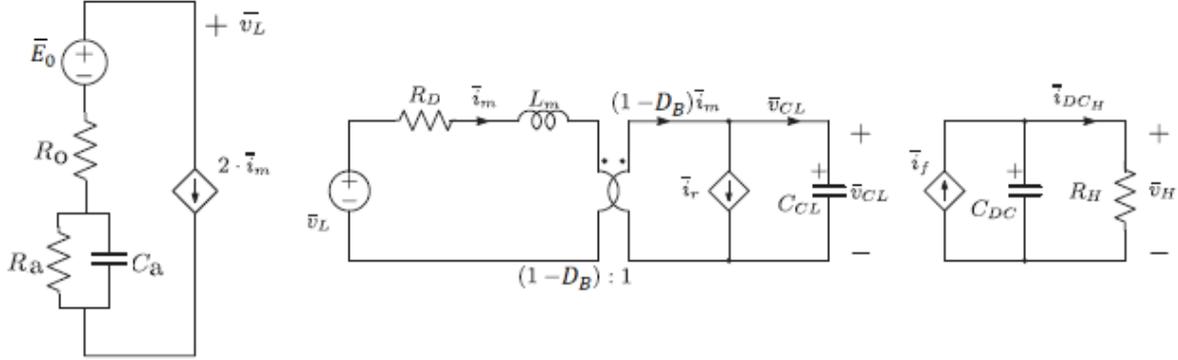


Figura 4.1 - Modello non-lineare rappresentante le grandezze medie

Osservando il circuito switching è possibile definire i generatori di corrente del modello non-lineare in questo modo:

$$2\bar{i}_m = \bar{i}_{ma} + \bar{i}_{mb} = \bar{i}_{DC,L}$$

$$\bar{i}_{CL} = \overline{\left(i_m - \frac{i_L}{n}\right)}_{SaH=ON} = \bar{i}_m(1 - D_B) - \bar{i}_r$$

$$\bar{i}_f = \frac{P}{\bar{v}_H} = \frac{2\bar{i}_r}{1-D_B} \frac{\bar{v}_L}{\bar{v}_H} = \frac{2\bar{i}_r \bar{v}_{CL}}{\bar{v}_H}$$

È necessario esplicitare le due correnti i_r e i_f in funzione dei parametri di controllo D_B e φ , il calcolo è diverso a seconda della regione di funzionamento del convertitore.

$$\bar{i}_r = \frac{1}{2\pi} \int_{SaH=ON} \frac{i_L(\vartheta)}{n} d\vartheta$$

Regione 1:

$$\bar{i}_r = \frac{V_H}{2n X_L} |\varphi| (1 - |2D_B - 1|)$$

$$\bar{i}_f = \frac{V_{CL}}{n X_L} |\varphi| (1 - |2D_B - 1|)$$

Regione 2:

$$\bar{i}_r = \frac{V_H}{2n X_L} \left[|\varphi| \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) - \frac{\pi}{4} \left(2D_B - \frac{1}{2} \right)^2 \right]$$

$$\bar{i}_f = \frac{V_{CL}}{n X_L} \left[|\varphi| \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) - \frac{\pi}{4} \left(2D_B - \frac{1}{2} \right)^2 \right]$$

È interessante notare come \bar{i}_r sia una funzione non-lineare di v_H , D_B e φ ma non dipenda da v_{CL} mentre invece \bar{i}_f dipende da v_{CL} ma non da v_H .

Un'ulteriore non-linearità è data dalla presenza del trasformatore con rapporto spire pari a $(1-D_B:1)$, nella linearizzazione sarà necessario aggiungere un elemento circuitale che rappresenti le perturbazioni sul duty cycle \tilde{d} e la loro influenza sulle varie grandezze del sistema.

A questo punto il modello non-lineare è completamente determinato, per dimensionare un sistema di controllo è necessario effettuare una linearizzazione andando a creare un modello lineare.

4.2 - MODELLO LINEARIZZATO A PICCOLO SEGNALE

Per determinare un modello lineare a piccolo segnale si definisce un punto di lavoro OP = $[\bar{V}_H, \bar{V}_{CL}, \bar{I}_m]$ e, considerando le relazioni di dipendenza fatte precedentemente si linearizzano le due correnti in questo modo:

$$\tilde{i}_r \cong \tilde{\varphi} \cdot \left. \frac{\partial \bar{i}_r}{\partial \varphi} \right|_{OP} + \tilde{d} \cdot \left. \frac{\partial \bar{i}_r}{\partial d} \right|_{OP} + \tilde{v}_h \cdot \left. \frac{\partial \bar{i}_r}{\partial \bar{v}_H} \right|_{OP} = \tilde{\varphi} \cdot h_r + \tilde{d} \cdot k_r + \tilde{v}_{dc_h} \cdot g_r$$

$$\tilde{i}_f \cong \tilde{\varphi} \cdot \left. \frac{\partial \bar{i}_f}{\partial \varphi} \right|_{OP} + \tilde{d} \cdot \left. \frac{\partial \bar{i}_f}{\partial d} \right|_{OP} + \tilde{v}_{cl} \cdot \left. \frac{\partial \bar{i}_f}{\partial \bar{v}_{CL}} \right|_{OP} = \tilde{\varphi} \cdot h_f + \tilde{d} \cdot k_f + \tilde{v}_{cl} \cdot g_f$$

La linearizzazione viene effettuata espandendo la serie di Taylor fino al terzo ordine, questa approssimazione risulta sufficiente in quanto si lavora ipotizzando perturbazioni intorno al punto di lavoro sufficientemente piccole.

Si tralasciano i singoli passaggi per il calcolo dei coefficienti e si riportano i risultati ottenuti per le due regioni di interesse.

Regione 1 :

$$g_r = \frac{1}{2n X_L} |\varphi| (1 - |2D_B - 1|),$$

$$k_r = \frac{V_H}{n X_L} |\varphi| \text{sign}\left(\frac{1}{2} - D_B\right),$$

$$h_r = \frac{V_H}{2n X_L} (1 - |2D_B - 1|),$$

$$g_f = 2 g_r ,$$

$$h_f = 2 \frac{V_{CL}}{V_H} h_r ,$$

$$k_f = 2 \frac{V_{CL}}{V_H} k_r .$$

Regione 2 :

$$g_r = \frac{1}{2n X_L} [|\varphi| \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi}\right) - \pi \left(D_B - \frac{1}{2}\right)^2] ,$$

$$k_r = \frac{V_H}{n X_L} \pi \left(\frac{1}{2} - D_B\right) ,$$

$$h_r = \frac{V_H}{2n X_L} \left(1 - 2 \frac{|\varphi|}{\pi}\right) ,$$

$$g_r = 2g_f ,$$

$$h_f = 2 \frac{V_{CL}}{V_H} h_r ,$$

$$k_f = 2 \frac{V_{CL}}{V_H} k_r .$$

In relazione al punto operativo individuato OP = [400V, 100V ,30A] assumono il seguente valore:

$$G_r = 0.02 \Omega^{-1}$$

$$K_r = 3.55 \text{ A}$$

$$H_r = 5.35 \text{ A}$$

$$G_f = 0.04 \Omega^{-1}$$

$$K_f = 1.78 \text{ A}$$

$$H_f = 2.67 \text{ A}$$

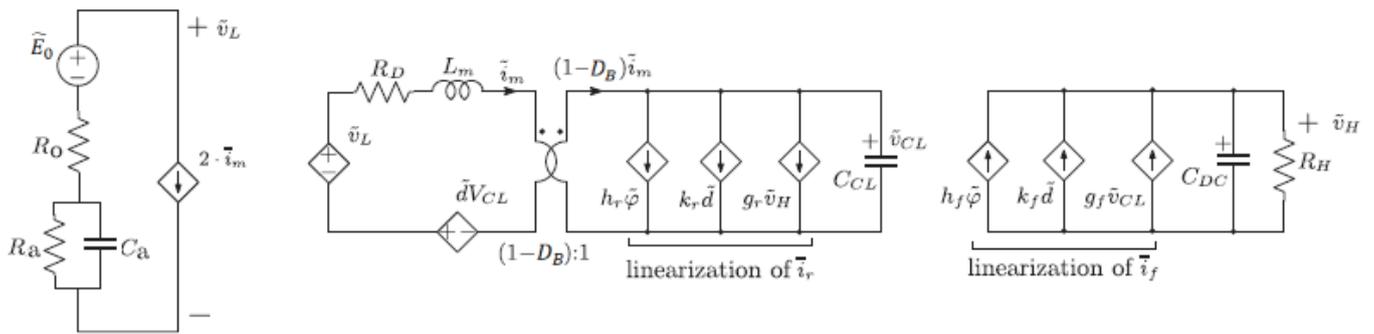
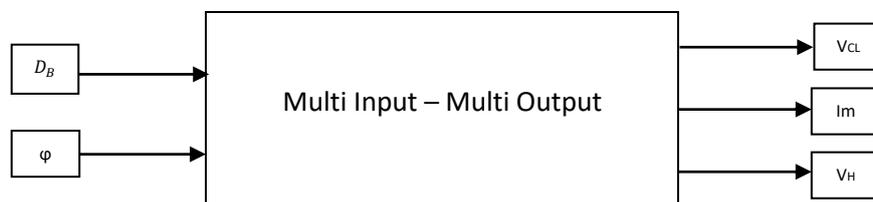


Figura 4.2 - Modello a piccolo segnale

Ultimato il modello a piccolo segnale, che viene riportato in figura 4.2 mettendo in evidenza le linearizzazioni delle due correnti \tilde{i}_r e \tilde{i}_f , è possibile impostare un sistema di controllo che viene definito MIMO (Multi Input – Multi Output).

Capitolo V: Sintesi del Sistema di Controllo

Il sistema di controllo si sviluppa in un triplo loop in catena chiusa con due variabili di controllo che corrispondono a D_B e φ e tre variabili di stato che si identificano in V_{CL} e I_m , alle quali si aggiunge la tensione del DC-link V_H ; è buona cosa, infatti, che la tensione di uscita sia il più stabile possibile sia in caso di nano-grid isolata che in caso di connessione alla rete elettrica nazionale. Si decide di controllare la tensione di clamping V_{CL} in quanto questa corrisponde alla caduta di tensione presente sugli switch del boost e si vuole mantenere un controllo continuo sullo stress di tali interruttori.



Per tutte le considerazioni fatte nei capitoli precedenti risulta vantaggioso gestire la tensione di clamping V_{CL} tramite il duty cycle D_B e regolare la tensione del DC-link tramite la corrente erogata dalla batteria I_m e utilizzando di conseguenza lo sfasamento φ .

Ovviamente D_B ha una certa influenza sulla corrente I_m e viceversa la tensione V_{CL} ha una dipendenza dal phase shift φ , si decide dunque di separare le bande dei due loop di controllo in modo da ridurre il più possibile questo effetto.

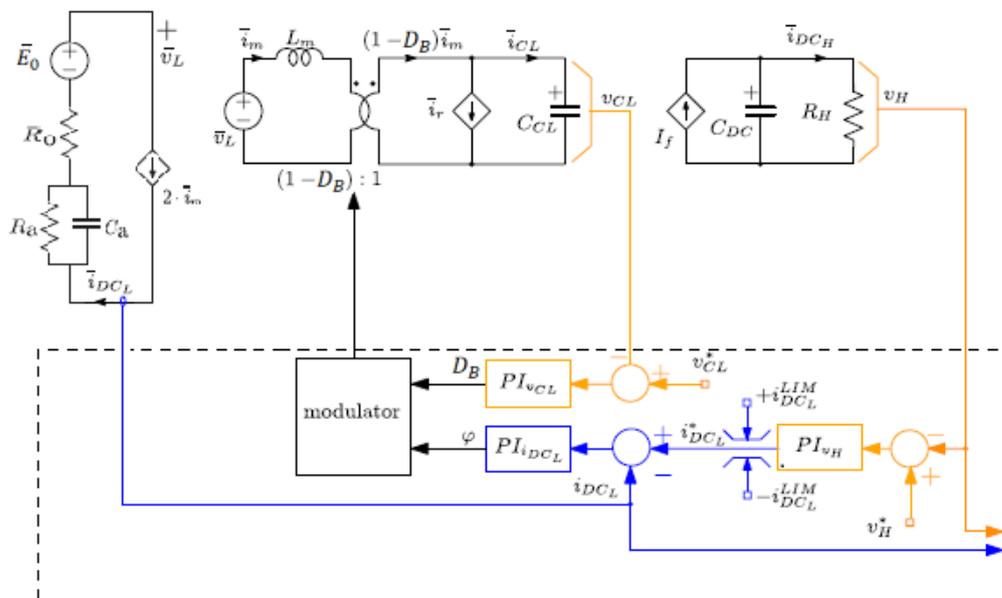


Figura 5.1 - Schema ibrido del sistema di controllo: Plus Phase Shift modulation

Per poter progettare correttamente i regolatori si procede calcolando analiticamente le funzioni di trasferimento che legano ingressi e uscite, facendo riferimento al modello a piccolo segnale della figura 4.2. Si utilizza inoltre un tool di Matlab chiamato Linear Analysis Tool che permette di effettuare linearizzazioni di sistemi non-lineari, di analizzarne il comportamento dinamico e di ricavarne la risposta nel dominio del tempo e della frequenza. In questo modo si cerca di avere un riscontro tra il percorso analitico e quello di simulazione tramite software in modo da individuare ed eliminare eventuali errori.

Tutto il seguente dimensionamento viene realizzato nel medesimo punto di lavoro, il quale corrisponde allo stesso indicato nel capitolo precedente:

$$OP : [V_H = 400V, V_{CL} = 100V, I_m = 30A]$$

Per raggiungere tale condizione è necessario porre le grandezze di controllo pari a:

$$D_B = 0.46, \varphi = 0.25 \pi .$$

5.1 - ANELLO DI REGOLAZIONE INTERNO

La funzione di trasferimento che collega duty cycle e tensione di clamping risulta essere:

$$G(v_{cl}, D_B) = \frac{a_0 + a_1 s + a_2 s^2 + a_3 s^3}{b_0 + b_1 s + b_2 s^2 + b_3 s^3 + b_4 s^4}$$

Dove i coefficienti sono dati dalle seguenti espressioni:

$$a_0 = V_{CL} (1-D_B) - k_r (2R_a + 2R_0 + R_d) - g_r R_H k_f (2R_0 + 2R_a + R_d);$$

$$a_1 = V_{CL} (1-D_B) C_{DC} R_H + V_{CL} (1-D_B) C_a R_a - k_r (2R_0 C_a R_a + L_m + R_d C_a R_a + 2R_0 C_{DC} R_H + 2R_a R_H C_{DC} + R_d R_H C_{DC}) - g_r R_H k_f (2R_0 C_a R_a + L_m + R_d C_a R_a);$$

$$a_2 = V_{CL} (1-D_B) R_a C_a R_H C_{DC} - k_r (L_m C_a R_a + 2R_0 C_a R_a C_{DC} R_H + L_m R_H C_{DC} + R_d R_H C_{DC} C_a R_a) - g_r R_H k_f L_m C_a R_a;$$

$$a_3 = -k_r L_m R_a C_a C_{DC} R_H;$$

$$b_0 = (1-D_B)^2 + g_r R_H g_f (2R_a + 2R_0 + R_d);$$

$$b_1 = (1-D_B)^2 C_{DC} R_H + (1-D_B)^2 R_a C_a + g_r R_H g_f (2R_0 C_a R_a + L_m + R_d C_a R_a) + C_{CL} (2R_0 + 2R_a + R_d);$$

$$b_2 = (1-D_B)^2 R_a C_a R_H C_{DC} + g_r R_H L_m R_a C_a g_f + C_{CL} (2R_0 C_a R_a + L_m + R_d C_a R_a + 2R_0 C_{DC} R_H + 2R_a R_H C_{DC} + R_d R_H C_{DC});$$

$$b_3 = C_{CL} (R_a C_a L_m + 2R_0 C_a R_a C_{DC} R_H + L_m C_{DC} R_H + R_d R_H C_{DC} C_a R_a);$$

$$b_4 = L_m R_a C_{DC} C_{CL} C_a R_H;$$

La funzione di trasferimento duty cycle - tensione di clamping restituisce il seguente diagramma di Bode:

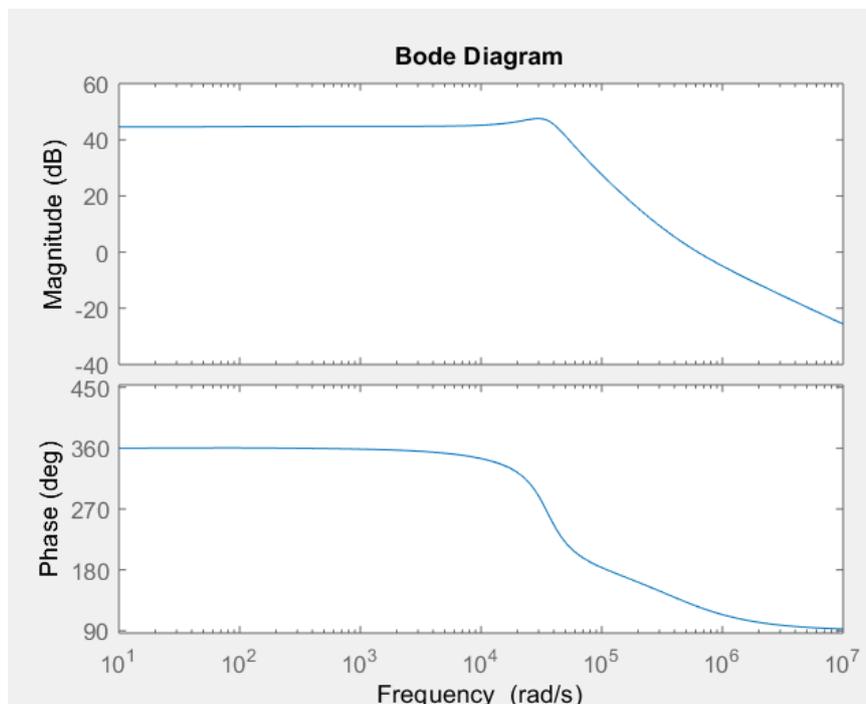


Figura 5.2 - Diagramma di Bode di $G(v_{cl-d})$

Come si evince dal diagramma di Bode il sistema ha un comportamento a polo dominante dato dal doppio polo complesso in $-1.3672 \cdot 10^4 \pm 3.2876 \cdot 10^4$, con modulo pari a $3.56 \cdot 10^4$ rad/s. Sono presenti due coppie zero negativo-polo negativo che tendono ad annullarsi: la prima si trova in bassa frequenza, rispettivamente a -98.5 rad/s e -100.5 rad/s mentre nella seconda troviamo il polo a $-1.73 \cdot 10^4$ rad/s e lo zero a $-1.78 \cdot 10^4$ rad/s. Infine è presente uno zero positivo a $4 \cdot 10^5$ rad/s per un totale di quattro poli e tre zeri. Il guadagno DC risulta essere di 44.6 dB, la frequenza di taglio è pari a $f=6.25 \cdot 10^5$ rad/s ($9.95 \cdot 10^4$ Hz) mentre il margine di fase, essendo pari a -54.5° , rende il sistema in catena chiusa decisamente instabile.

Per garantire il corretto dimensionamento dei regolatori e per verificare l'effettiva corretta costruzione del modello non-lineare si decide di effettuare un'ulteriore verifica che consiste nel confrontare la funzione di trasferimento ricavata in modo analitico a partire da tale modello con quella estratta tramite Matlab direttamente dal circuito switching. Il modello non-lineare è stato determinato trascurando alcune grandezze che non influenzano la risposta dinamica in modo significativo, si prevede dunque un comportamento molto simile ma non completamente uguale a causa appunto di queste approssimazioni.

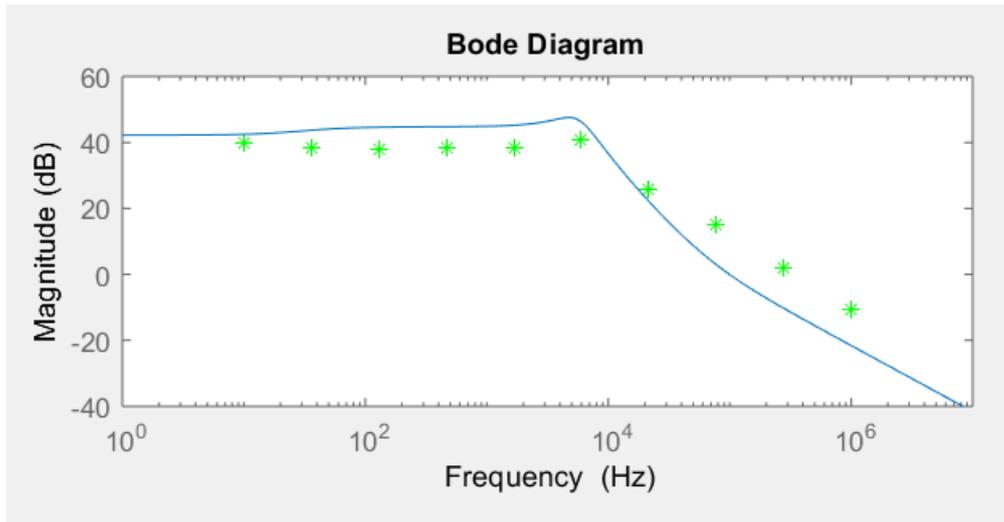


Figura 5.3 - Confronto tra moduli della $G(vcl-db)$ analitica in blu e quella ottenuta dal circuito switching in verde

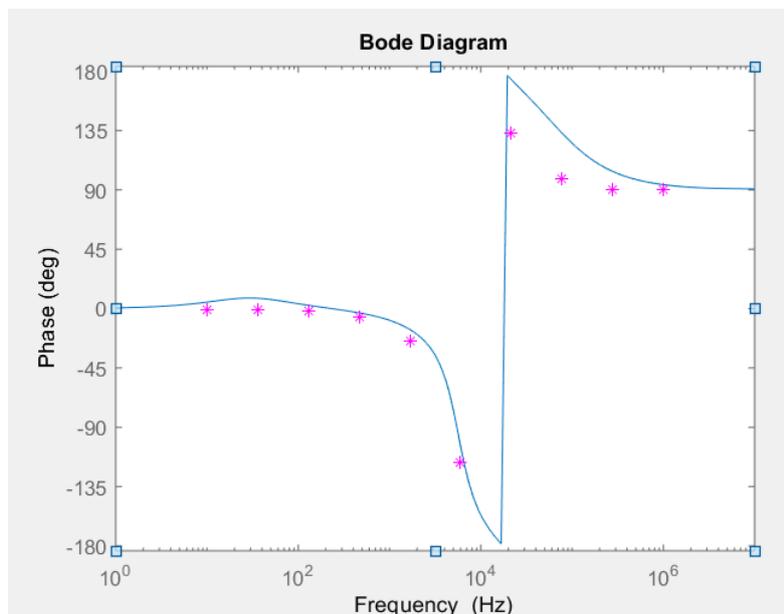


Figura 5.4 - Confronto tra le fasi della $G(vcl-db)$ analitica in blu e quella ottenuta dal circuito switching in viola

Si progetta il controllore PI in modo da stabilizzare il sistema, portando quindi il margine di fase dell'anello ad almeno 60°. I parametri individuati per ottenere un comportamento di questo tipo sono $K_p = 0.004 \text{ V}^{-1}$, $K_i = 58 \text{ (V s)}^{-1}$.

La risposta in frequenza del sistema in catena chiusa diventa la seguente:

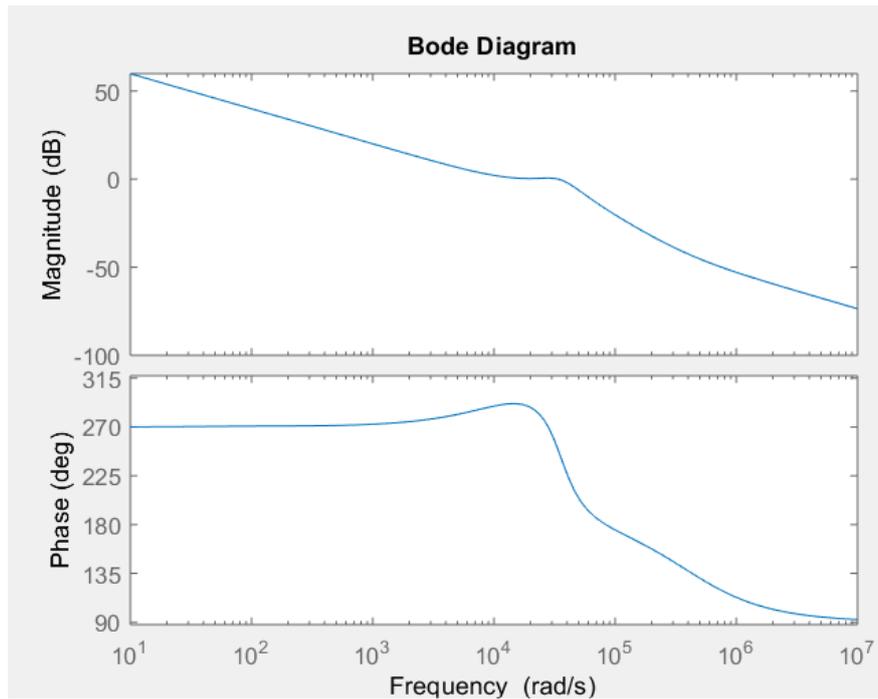


Figura 5.5 - Funzione di trasferimento dell'anello interno di regolazione

Aggiungendo un polo nell'origine si porta il guadagno in DC all'infinito, annullando così l'errore a regime e facendo convergere la variabile controllata al valore desiderato. La banda passante dell'anello di regolazione risulta essere $3.39 \cdot 10^4$ rad/s, ovvero 5.4 kHz, mentre il margine di fase $PM=68.8^\circ$.

5.2 - ANELLO CENTRALE DI REGOLAZIONE

La funzione di trasferimento tra corrente I_m e phase shift φ presenta la seguente espressione:

$$G(I_m, \varphi) = \frac{c_0 + c_1 s + c_2 s^2}{b_0 + b_1 s + b_2 s^2 + b_3 s^3 + b_4 s^4}$$

$$c_0 = (1-D_B) h_r + g_r h_f R_H;$$

$$c_1 = (1-D_B) (h_r C_a R_a + h_r R_H C_{DC} + h_r h_f R_H C_a R_a);$$

$$c_2 = (1-D_B) h_r R_H C_{DC} C_a R_a;$$

$$b_0 = (1-D_B)^2 + g_r R_H g_f (2R_a + 2R_0 + R_d);$$

$$b_1 = (1-D_B)^2 C_{DC} R_H + (1-D_B)^2 R_a C_a + g_r R_H g_f (2R_0 C_a R_a + L_m + R_d C_a R_a) + C_{CL} (2R_0 + 2R_a + R_d);$$

$$b_2 = (1-D_B)^2 R_a C_a R_H C_{DC} + g_r R_H L_m R_a C_a g_f + C_{CL} (2R_0 C_a R_a + L_m + R_d C_a R_a + 2R_0 C_{DC} R_H + 2R_a R_H C_{DC} + R_d R_H C_{DC});$$

$$b_3 = C_{CL} (R_a C_a L_m + 2R_0 C_a R_a C_{DC} R_H + L_m C_{DC} R_H + R_d R_H C_{DC} C_a R_a);$$

$$b_4 = L_m R_a C_{DC} C_{CL} C_a R_H;$$

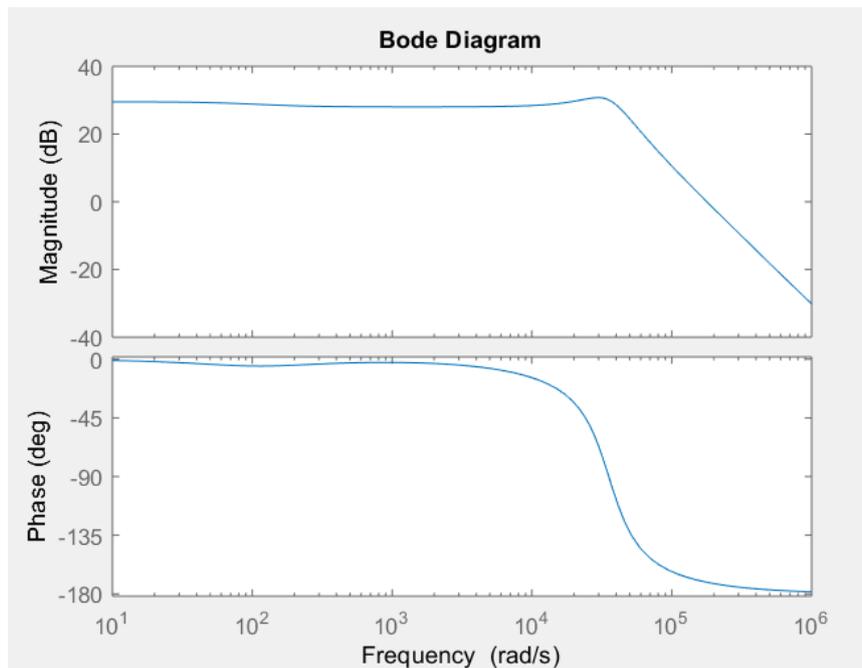


Figura 5.6 - Diagramma di Bode di $G(lm, \varphi)$

Questa restituisce il diagramma di Bode della figura 5.6, anch'esso presenta un comportamento a polo dominante che si trova alla stessa frequenza del sistema precedente (modulo pari a $3.56 \cdot 10^4$ rad/s). Il sistema presenta, oltre alla coppia di poli complessi coniugati appena citata, altri due zeri negativi e due poli negativi che tendono ad annullarsi reciprocamente. Una coppia polo-zero si trova rispettivamente a -100 rad/s e -120 rad/s mentre l'altra coppia si trova a $-1.73 \cdot 10^4$ rad/s e $1.79 \cdot 10^4$. Il sistema posto in retroazione con guadagno proporzionale unitario risulta già stabile in catena chiusa avendo un margine di fase di 8.9° . La frequenza di taglio invece è pari a $f=1.78 \cdot 10^5$ rad/s, ovvero 28.3 kHz.

Nuovamente si confronta il diagramma ottenuto analiticamente con quello che si ottiene direttamente dal circuito switching:

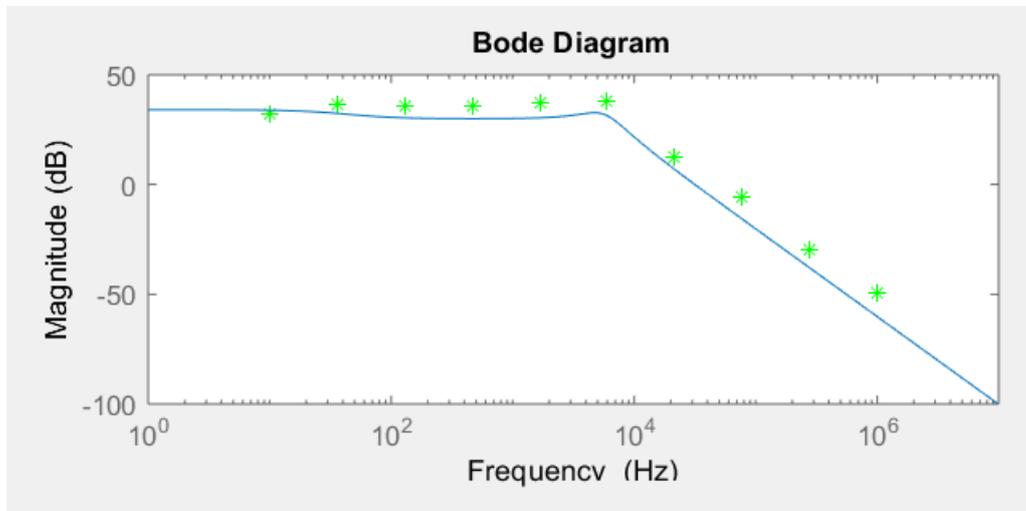


Figura 5.7 - Confronto tra moduli della $G(I_m-\varphi)$ analitica in blu e quella ottenuta dal circuito switching in verde

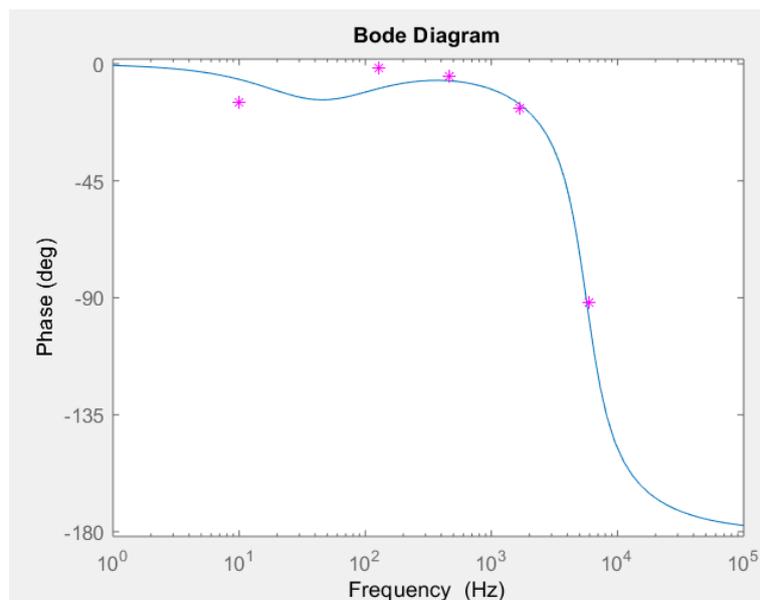


Figura 5.8- Confronto tra le fasi della $G(I_m-\varphi)$ analitica in blu e quella ottenuta dal circuito switching in viola

Si decide di progettare un regolatore PI in modo da diminuire sensibilmente la banda rispetto al primo loop (come discusso nei capitoli precedenti) e di alzare il margine di fase in modo da garantire stabilità in tutte le condizioni di lavoro. Va necessariamente tenuta in considerazione la costante di tempo τ della batteria in quanto, avendo la corrente I_m un certo ripple, il controllo deve agire sul valore medio di tale corrente e non su quello istantaneo. Inoltre la batteria deve avere il tempo necessario per rispondere alle esigenze del regolatore, per queste considerazioni la banda dovrà essere sensibilmente minore di $1/\tau$.

Il controllore che soddisfa queste richieste è un PI con guadagno proporzionale $K_p=0.000019 \text{ A}^{-1}$ e guadagno integrale $K_i=18.8 \text{ (A s)}^{-1}$; in figura 5.9 si riporta la risposta del sistema in catena chiusa.

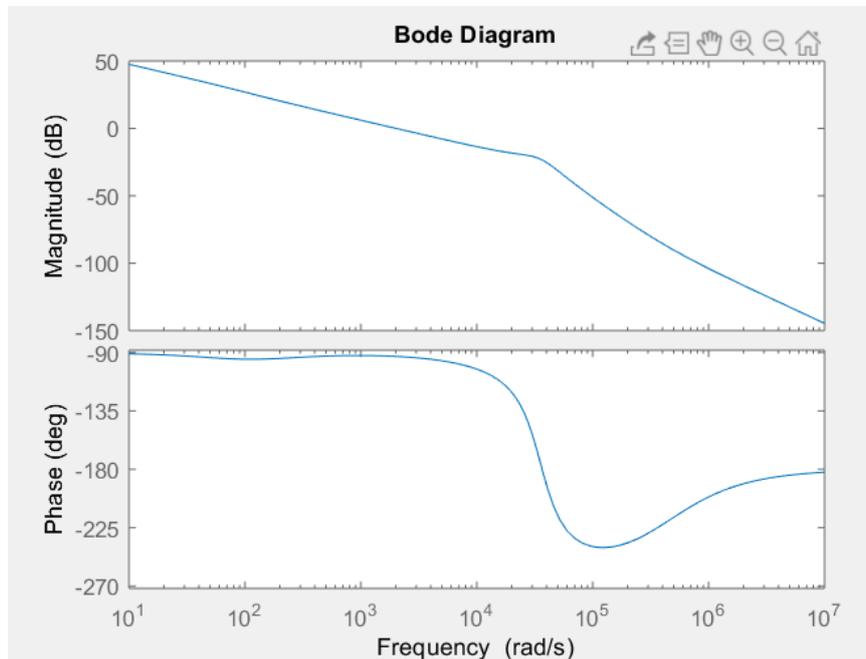


Figura 5.9 – Azione del regolatore PI sulla funzione di trasferimento $G(lm-\varphi)$

Il margine di fase viene portato a $PM=87^\circ$ mentre la banda passante risulta essere di 2 krad/s che corrispondono a 320 Hz, in questo modo il loop di regolazione della corrente sarà molto più lento rispetto a quello della tensione di clamping.

5.3 - DISACCOUPIAMENTO DEI DUE LOOP DI REGOLAZIONE

Il loop di regolazione della corrente è stato determinato senza considerare l'influenza delle variazioni del duty cycle, comandate dall'anello interno di regolazione. Come affermato in precedenza l'intenzione è quella di porre le bande dei due loop sensibilmente diverse per minimizzare questo effetto ma è necessario verificare che l'operazione sia stata effettuata con successo.

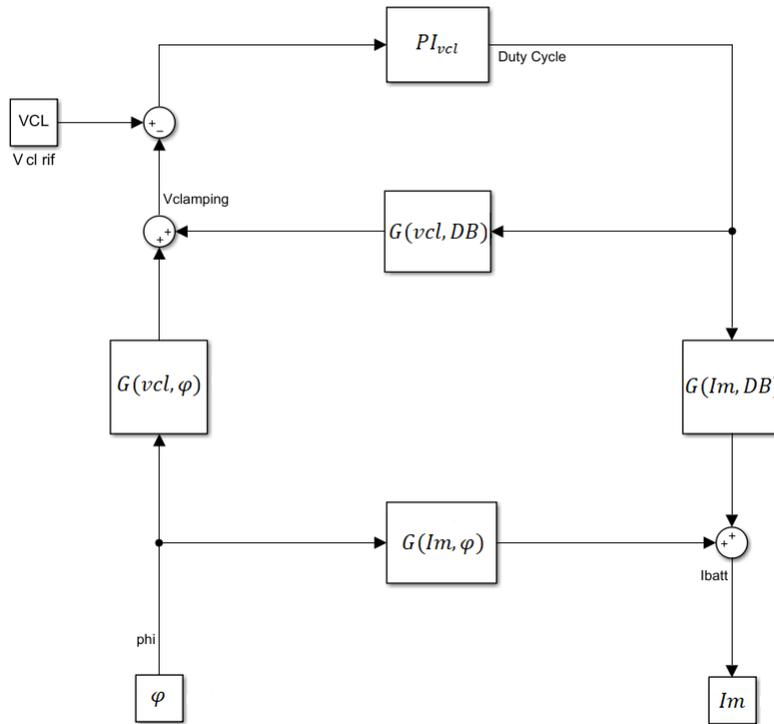


Figura 5.10 - Schema a blocchi: influenza dei due parametri di input sulla corrente di batteria

Facendo riferimento allo schema a blocchi della figura 5.12 si confronta la funzione di trasferimento $G(I_m, \varphi)$ calcolata nella sezione precedente con quella che tiene conto anche dell'effetto delle variazioni del duty cycle sulla corrente I_m determinate da $G(I_m, D_B)$.

È infatti valida la seguente relazione:

$$\tilde{I}_m = \tilde{\varphi} G(I_m, \varphi) + \tilde{D}_B G(I_m, D_B)$$

Questo confronto viene riportato nella figura 5.11, il diagramma di Bode tracciato in rosso corrisponde alla funzione di trasferimento $G(I_m, \varphi)$ mentre quello in blu corrisponde alla funzione complessiva:

$$G(I_m, \varphi)_{CLOSED\ LOOP} = G(I_m, \varphi) - \frac{G(I_m, D_B) PI_{vcl, D_B} G(V_{CL}, \varphi)}{1 + G(V_{CL}, D_B) PI_{vcl, D_B}}$$

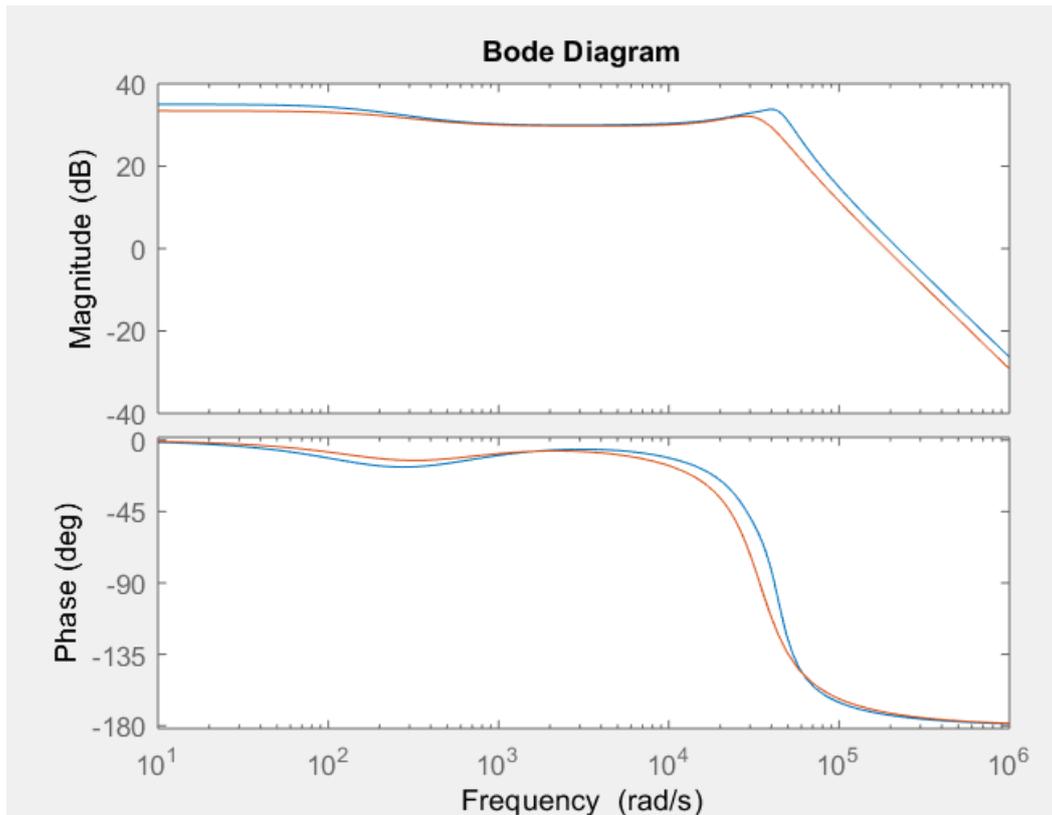


Figura 5.11 – Confronto tra funzioni di trasferimento: in rosso $G(I_m, \varphi)$ mentre in blu $G(I_m, \varphi)_{CLOSED\ LOOP}$

Si osserva come le due funzioni di trasferimento abbiano lo stesso comportamento, questo garantisce il corretto disaccoppiamento tra l'anello interno di regolazione e quello centrale.

Si riporta per completezza l'espressione analitica delle funzioni di trasferimento $G(I_m, D_B)$ e $G(V_{CL}, \varphi)$ necessarie a risolvere lo schema a blocchi mostrato in figura 5.10 e a ricavare la funzione di trasferimento complessiva tra I_m e φ una volta chiuso l'anello di regolazione interno.

$$G(I_m, D_B) = \frac{p_0 + p_1 s + p_2 s^2 + p_3 s^3}{b_0 + b_1 s + b_2 s^2 + b_3 s^3 + b_4 s^4}$$

Dove i coefficienti risultano i seguenti:

$$p_0 = (1-D_B) k_r + (1-D_B) g_r k_f R_H + g_r g_f R_H V_{CL};$$

$$p_1 = (1-D_B) k_r C_{DC} R_H + (1-D_B) k_r C_a R_a + (1-D_B) g_r k_f C_a R_a R_H + V_{CL} (C_{CL} + g_r g_f R_H C_a R_a);$$

$$p_2 = (1-D_B) k_r C_{DC} R_H C_a R_a + V_{CL} (C_{CL} C_{DC} R_H + C_{CL} C_a R_a);$$

$$p_3 = V_{CL} C_{CL} C_a R_a C_{DC} R_H;$$

$$b_0 = (1-D_B)^2 + g_r R_H g_f (2R_a + 2R_0 + R_d);$$

$$b_1 = (1-D_B)^2 C_{DC} R_H + (1-D_B)^2 R_a C_a + g_r R_H g_f (2R_0 C_a R_a + L_m + R_d C_a R_a) + C_{CL} (2R_0 + 2R_a + R_d);$$

$$b_2 = (1-D_B)^2 R_a C_a R_H C_{DC} + g_r R_H L_m R_a C_a g_f + C_{CL} (2R_0 C_a R_a + L_m + R_d C_a R_a + 2R_0 C_{DC} R_H + 2R_a R_H C_{DC} + R_d R_H C_{DC});$$

$$b_3 = C_{CL} (R_a C_a L_m + 2R_0 C_a R_a C_{DC} R_H + L_m C_{DC} R_H + R_d R_H C_{DC} C_a R_a);$$

$$b_4 = L_m R_a C_{DC} C_{CL} C_a R_H;$$

$$G(V_{CL}, \varphi) = \frac{r_0 + r_1 s + r_2 s^2 + r_3 s^3}{b_0 + b_1 s + b_2 s^2 + b_3 s^3 + b_4 s^4}$$

$$r_0 = -h_r (2R_a + 2R_0 + R_d) - g_r R_H h_f (2R_0 + 2R_a + R_d);$$

$$r_1 = -h_r (2R_0 C_a R_a + L_m + R_d C_a R_a + 2R_0 C_{DC} R_H + 2R_a R_H C_{DC} + R_d R_H C_{DC}) - h_r R_H h_f (2R_0 C_a R_a + L_m + R_d C_a R_a);$$

$$r_2 = -h_r (L_m C_a R_a + 2R_0 C_a R_a C_{DC} R_H + L_m R_H C_{DC} + R_d R_H C_a C_{DC} R_a) - g_r R_H h_f L_m C_a R_a;$$

$$r_3 = -h_r L_m R_a C_a C_{DC} R_H;$$

$$b_0 = (1-D_B)^2 + g_r R_H g_f (2R_a + 2R_0 + R_d);$$

$$b_1 = (1-D_B)^2 C_{DC} R_H + (1-D_B)^2 R_a C_a + g_r R_H g_f (2R_0 C_a R_a + L_m + R_d C_a R_a) + C_{CL} (2R_0 + 2R_a + R_d);$$

$$b_2 = (1-D_B)^2 R_a C_a R_H C_{DC} + g_r R_H L_m R_a C_a g_f + C_{CL} (2R_0 C_a R_a + L_m + R_d C_a R_a + 2R_0 C_{DC} R_H + 2R_a R_H C_{DC} + R_d R_H C_{DC});$$

$$b_3 = C_{CL} (R_a C_a L_m + 2R_0 C_a R_a C_{DC} R_H + L_m C_{DC} R_H + R_d R_H C_{DC} C_a R_a);$$

$$b_4 = L_m R_a C_{DC} C_{CL} C_a R_H.$$

5.4 - ANELLO DI REGOLAZIONE ESTERNO

L'ultima funzione di trasferimento necessaria per sintetizzare il sistema di controllo presentato in figura 5.1 è quella che lega la tensione del DC-link V_H e la corrente erogata dalla batteria pari a $2I_m$.

La funzione di trasferimento risulta essere la seguente:

$$G(V_H, 2I_m) = \frac{m_0 + m_1 s + m_2 s^2}{n_0 + n_1 s + n_2 s^2}$$

$$m_0 = -2R_0 R_H g_f - 2R_a R_H g_f - R_d R_H g_f ;$$

$$m_1 = -2 R_0 R_a C_a R_H g_f - R_d R_a C_a R_H g_f - L_m R_H g_f ;$$

$$m_2 = L_m C_a R_a ;$$

$$n_0 = (1-D_B) ;$$

$$n_1 = (1-D_B) R_a C_a + (1-D_B) R_H C_{DC} ;$$

$$n_2 = (1-D_B) R_H C_{DC} R_a C_a .$$

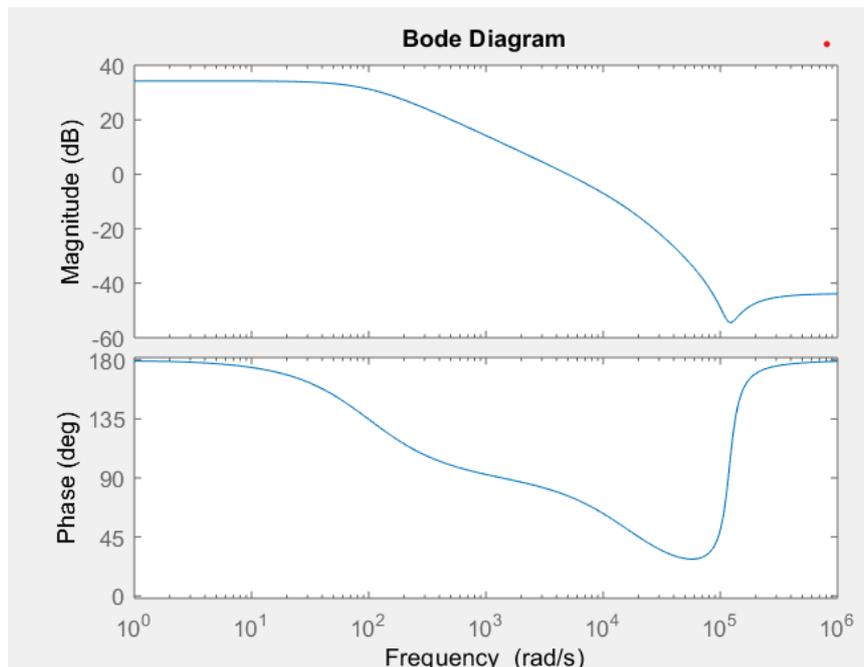


Figura 5.12 - Diagramma di Bode di $G(V_H - I_m)$

I due poli si trovano a -100 rad/s e a $-1.79 \cdot 10^4 \text{ rad/s}$ mentre la coppia di zeri complessi coniugati è a $-0.1787 \cdot 10^5 \pm 1.1818 \cdot 10^5$, con modulo pari a $1.78 \cdot 10^4 \text{ rad/s}$. Il guadagno in DC risulta essere di 34.3 dB , la frequenza di taglio è a 4.97 krad/s (790 Hz) e il margine di fase è pari a $PM = -104^\circ$.

Quest'ultimo loop deve presentare una dinamica più lenta rispetto ai primi due, il regolatore deve quindi sia rendere il sistema stabile andando ad alzare il margine di fase e sia rallentare l'azione di controllo andando a diminuire la banda passante:

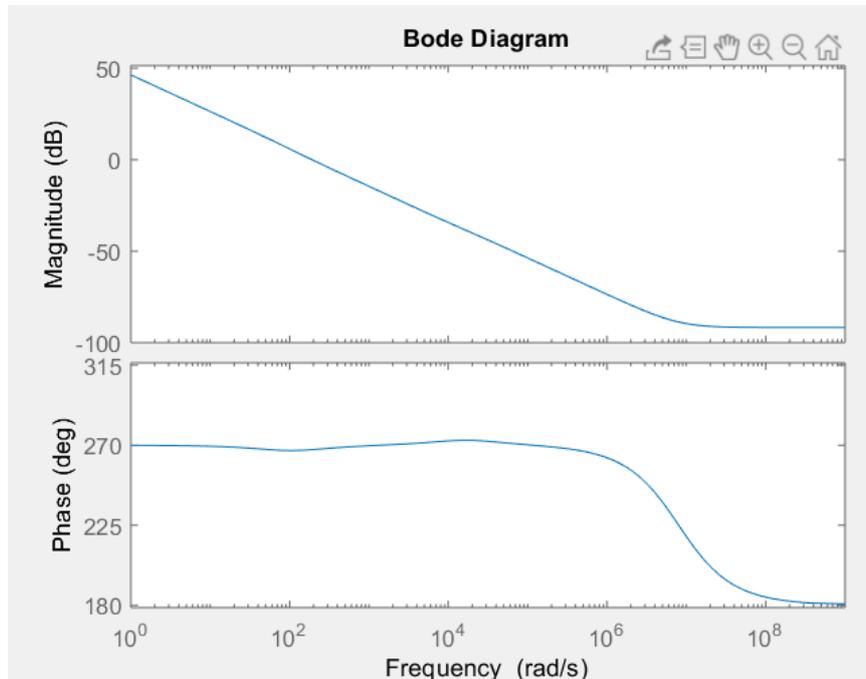


Figura 5.13 – Azione del regolatore PI sulla funzione di trasferimento $G(Vh-Im)$

Si ottiene il diagramma di Bode in figura 5.13 grazie all'azione di un controllore PI che presenta un guadagno proporzionale $K_p=0.004$ e un guadagno integrale $K_i=208$. Il margine di fase è stato portato a $PM=87.5^\circ$, mentre la banda è ora pari a 192 rad/s, ovvero 30.5 Hz.

Capitolo VI: Simulazione e Verifica Sperimentale

Per verificare il corretto dimensionamento del sistema di controllo si decide di simularne il funzionamento in diversi punti operativi e di analizzarne le relative risposte prestando particolare attenzione al comportamento del sistema durante il regime transitorio. È preferibile identificare dei punti di lavoro il più vicino possibile alle condizioni in cui è stata effettuata la spettroscopia di impedenza elettrochimica (vedi paragrafo 2.3) in modo da svolgere una simulazione più coerente possibile con il sistema reale.

E' possibile comandare le variazioni delle grandezze di riferimento in modo graduale, per esempio tramite delle rampe, o in modo più deciso utilizzando dei gradini. Si preferisce l'utilizzo dei gradini in modo da testare il sistema di controllo nel modo più completo possibile.

6.1 – VARIAZIONI DI CARICO

Il primo transitorio che si analizza è quello che si verifica in seguito ad una variazione del carico R_H associato al convertitore: si immette una variazione a gradino e si osserva il comportamento delle varie grandezze. Ci si aspetta che l'anello interno di regolazione mantenga costante la tensione di clamping a seconda del suo valore di riferimento; l'anello centrale invece dovrà assestare la corrente di batteria in modo da generare il riferimento per il loop esterno, il quale determinerà la nuova corrente di carico e manterrà costante la tensione del DC-link al valore di riferimento di 400V.

Il primo gradino che si applica è il seguente: dopo 300ms il valore della resistenza R_H aumenta, passando da 300Ω a 400Ω .

La tensione di clamping impiega circa 50ms per andare a regime e non presenta alcun fenomeno di overshoot. Il ripple di tensione diminuisce passando dal 2.5% a circa il 2%.

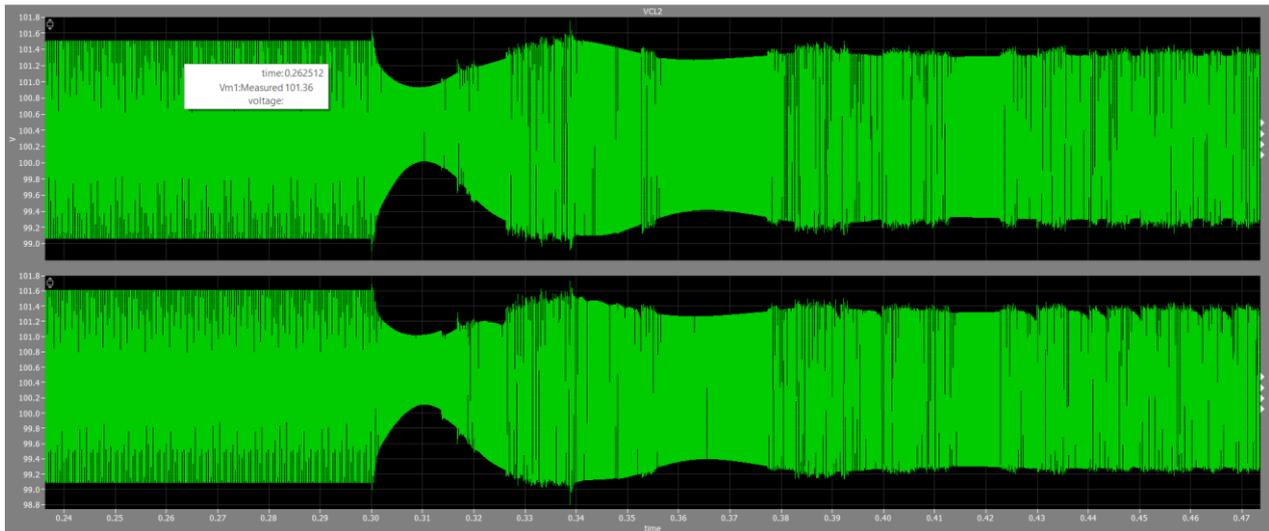


Figura 6.1 – Forme d'onda delle tensioni V_{CL1} e V_{CL2} in seguito a una variazione positiva del carico dopo 150ms

Osservando l'andamento della corrente di batteria riportato nella figura 6.2 invece si nota che il tempo necessario per andare a regime e fornire il nuovo riferimento di corrente è di circa 100ms. La corrente non è monotona decrescente ma presenta un undershoot di circa il 9% rispetto al valore che assume in seguito alla variazione del carico.

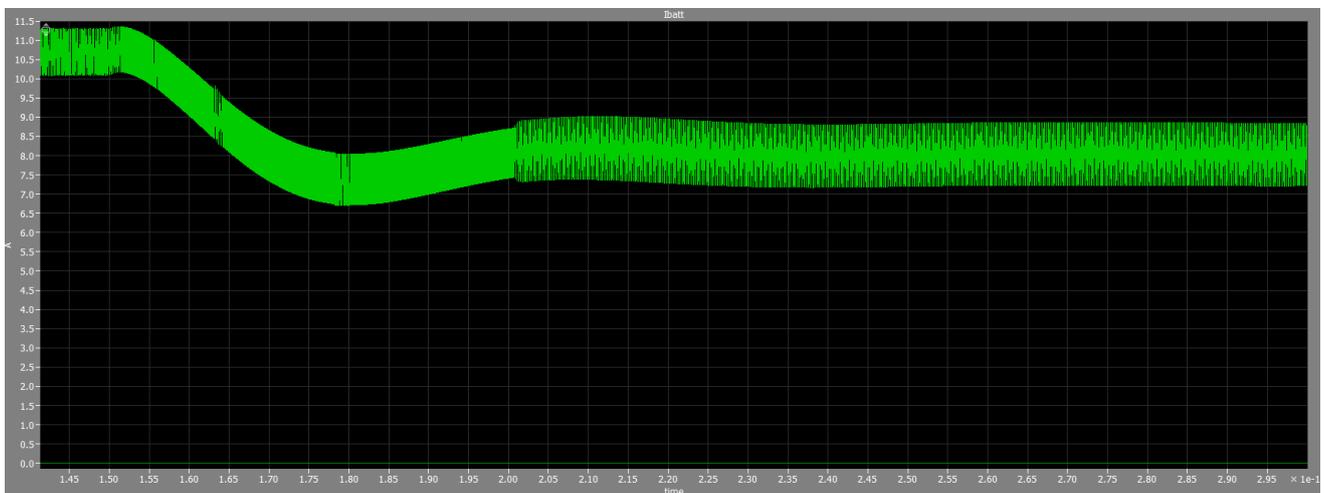


Figura 6.2 - Forma d'onda della corrente erogata dalla batteria in seguito a una variazione positiva del carico dopo 300ms

La tensione sul carico impiega 130ms per raggiungere nuovamente il valore di riferimento di 400V e presenta un overshoot iniziale dell'8% seguito da un piccolo undershoot di poco meno del 3%. C'è una buona correlazione tra la banda dell'anello esterno di regolazione, che risulta essere pari a 30.5Hz, e il tempo di assestamento: il sistema impiega infatti circa 5 volte il tempo relativo alla banda del loop per raggiungere una nuova condizione di regime.

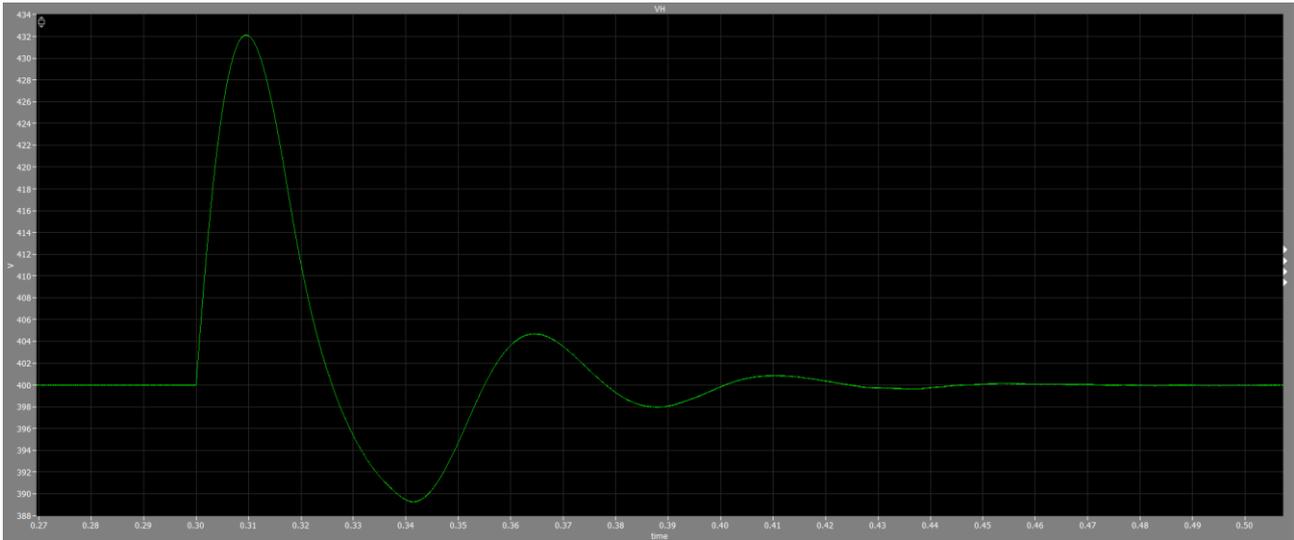


Figura 6.3 - Forma d'onda della tensione V_H in seguito a una variazione positiva del carico dopo 300ms

Per svolgere una verifica più affidabile si decide di applicare nuovamente una variazione del carico ma questa volta negativa. Dopo 300ms la resistenza R_H passa dal valore di 400Ω a quello di 350Ω . Si riportano nuovamente le forme d'onda relative al transitorio di tensioni e correnti.

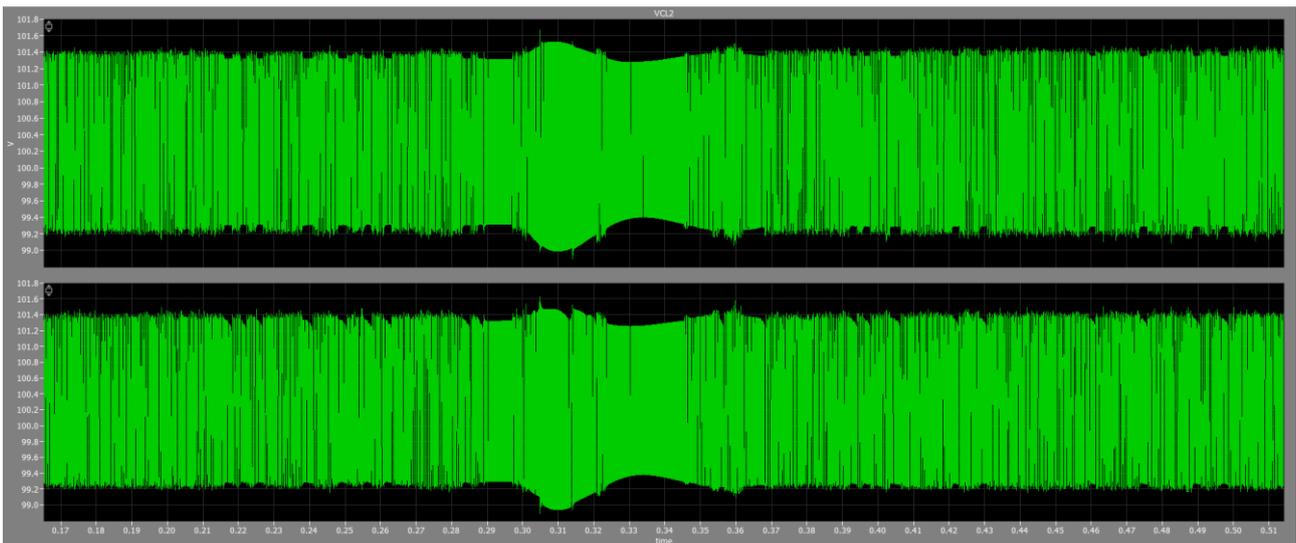


Figura 6.4 - Forme d'onda delle tensioni V_{CL1} e V_{CL2} in seguito a una variazione negativa del carico dopo 300ms

La tensione di clamping impiega circa 50ms per andare a regime, questa volta il ripple di tensione rimane pressoché invariato ed è presente un piccolo overshoot dell'1%. Come nel caso precedente è l'anello più veloce, aspetto giustificato dal fatto che la banda impostata a tale anello è sensibilmente maggiore rispetto alle altre due (rispettivamente 5.4kHz, 320Hz e 30.5Hz).

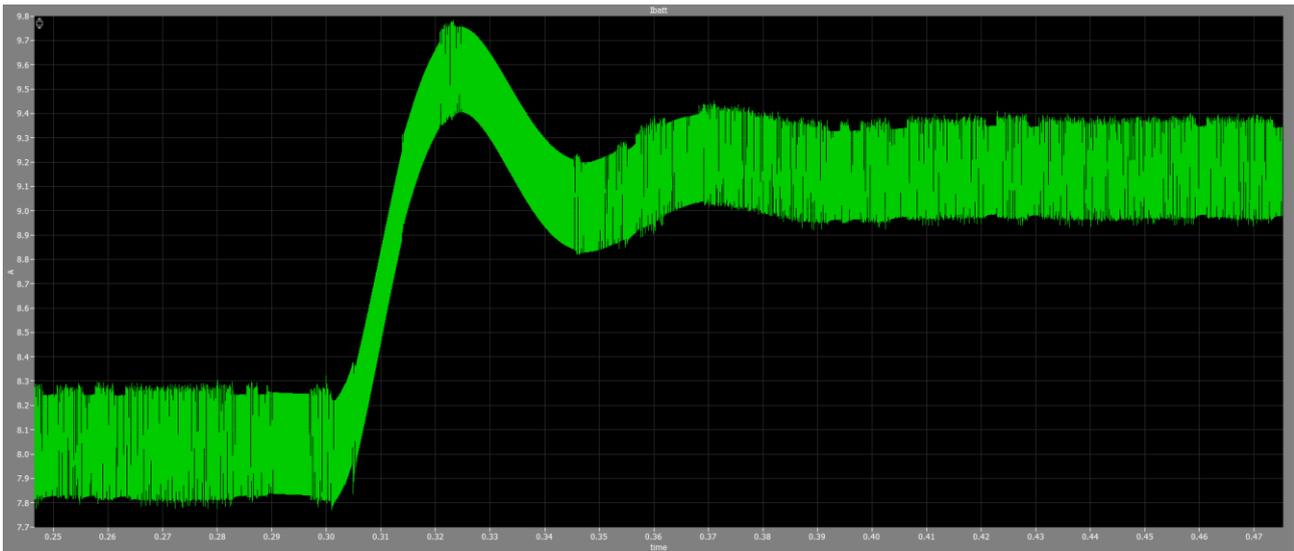


Figura 6.5 - Forma d'onda della corrente erogata dalla batteria in seguito a una variazione negativa del carico dopo 150ms

L'anello di regolazione centrale impiega 90ms per portare la corrente della batteria a una nuova condizione di regime, questo comporta un overshoot di circa il 5.5% rispetto al nuovo valore assunto dalla corrente di batteria ovvero 9.15A.

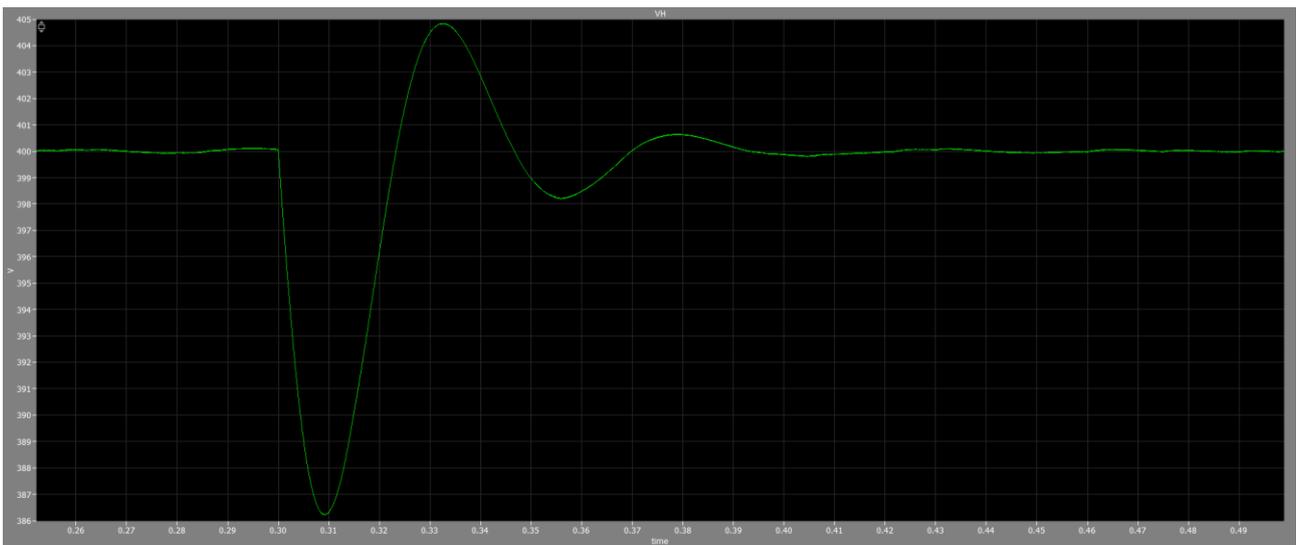


Figura 6.6 - Forma d'onda della tensione VH in seguito a una variazione negativa del carico dopo 150ms

Si ritrova un undershoot, questa volta del 3.5%, nel transitorio che necessita la tensione del DC-link per uguagliare il valore imposto dal regolatore del loop esterno, seguito da un piccolo overshoot dell'1.25%. Il tempo impiegato per raggiungere tale valore è di 120ms, ancora una volta circa 5 volte il tempo relativo alla banda che è stata impostata per tale anello di regolazione.

6.2 – TRANSITORI DI TENSIONE

La seconda verifica che si riporta è il transitorio che si presenta in seguito a un variazione della tensione sul carico. Inserendo una variazione a gradino nel riferimento della tensione ci si aspetta che la tensione di clamping mantenga i 100V imposti dal regolatore dell'anello interno, che la tensione V_H converga al nuovo valore di riferimento generando un segnale che, grazie all'azione dell'anello centrale, porterà la corrente di batteria ad una nuova condizione di regime.

La prima variazione che si analizza è la seguente: dopo 200ms la tensione $V_{H,rif}$ passa da 400V a 361.5V. La risposta della tensione sul carico è riportata nella figura 6.7, si nota che il tempo necessario per raggiungere il valore imposto dal riferimento è di 55ms e l'andamento della tensione è puramente monotono. Inoltre non è presente alcun fenomeno di overshoot o undershoot.

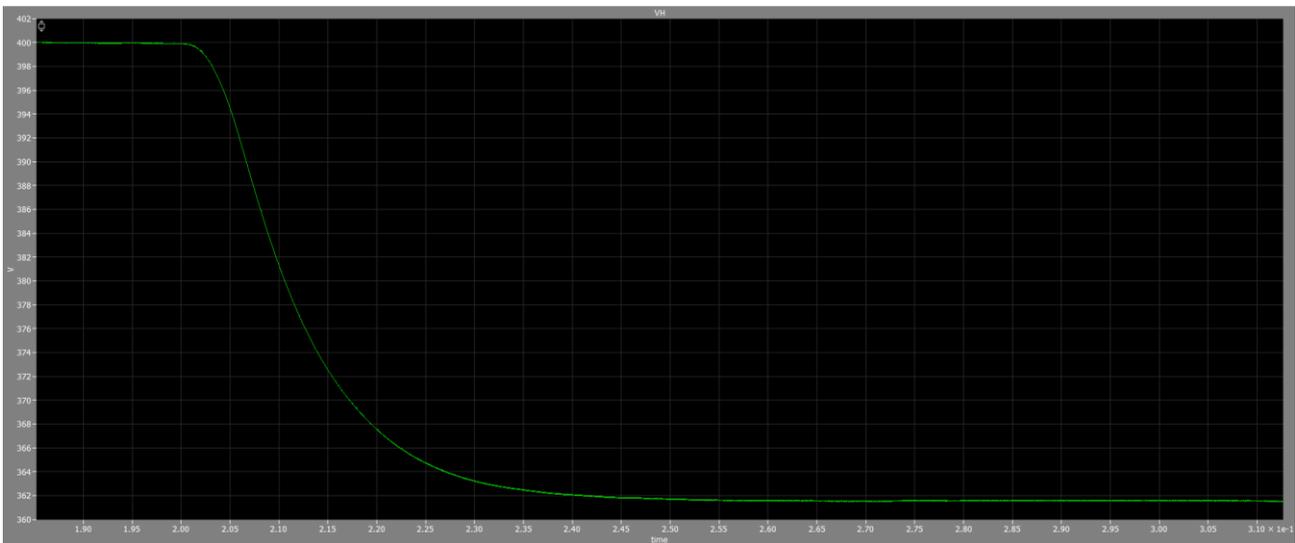


Figura 6.7 - Variazione negativa della tensione sul carico

Si osserva il transitorio della tensione di clamping in seguito alla diminuzione della tensione sul carico nella figura 6.8, dove si nota un leggero aumento del ripple di tensione che passa dal 2% a poco più del 3.5% e un tempo necessario a raggiungere la nuova condizione di regime pari a 18ms.

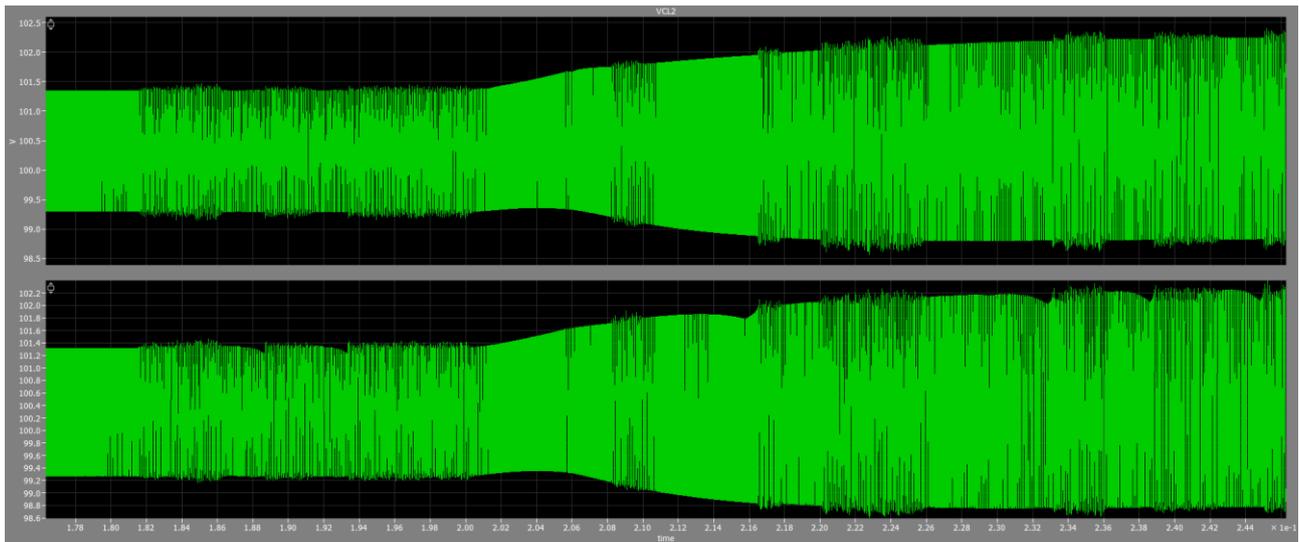


Figura 6.8 - Transitorio delle tensioni di clamping in seguito a una diminuzione della tensione sul carico

Anche la corrente di batteria presenta un andamento monotono decrescente come si evince dalla figura 6.9, il tempo che impiega ad esaurire la fase transitoria e assestarsi a una nuova condizione di regime è pari a 20ms e il ripple di corrente aumenta leggermente passando da 4.5% a poco meno del 5.5%.

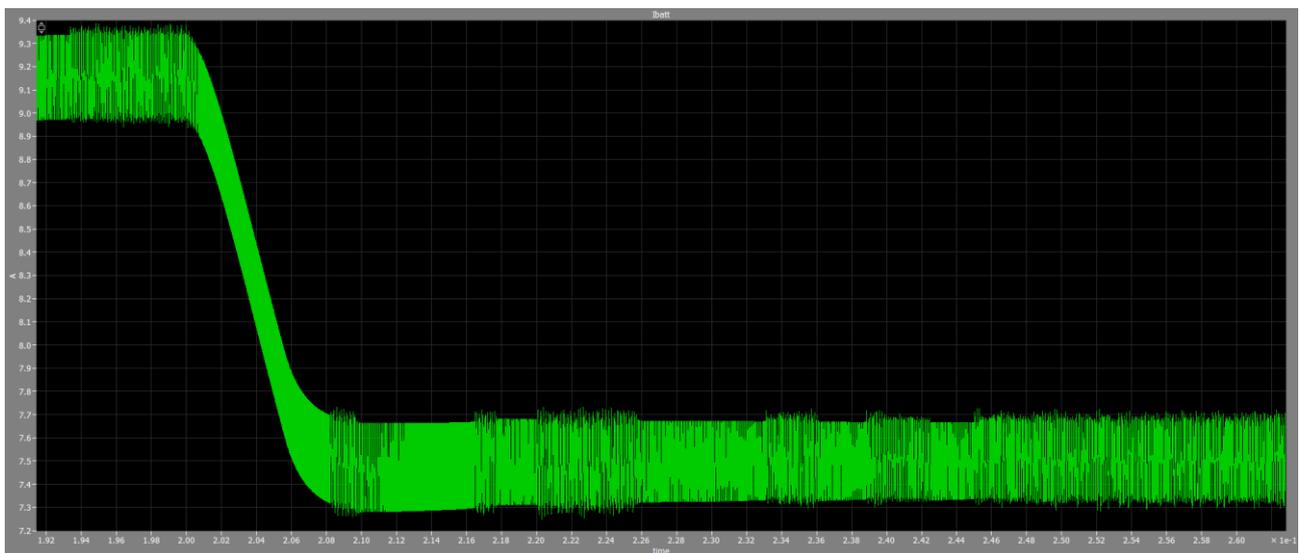


Figura 6.9 - Transitorio della corrente di batteria in seguito a una diminuzione della tensione sul carico

Si riporta ora il comportamento transitorio che si verifica in seguito ad una variazione positiva della tensione del carico. Questa volta si inserisce un gradino che porta, dopo 150ms, il riferimento di tensione $V_{H,rif}$ da 320V ai 400V standard del DC bus. La risposta della tensione V_H è riportata in figura 7.10, si osserva come il tempo necessario a raggiungere la nuova condizione di regime sia pari a 70ms e l'andamento sia monotono crescente senza alcun overshoot.

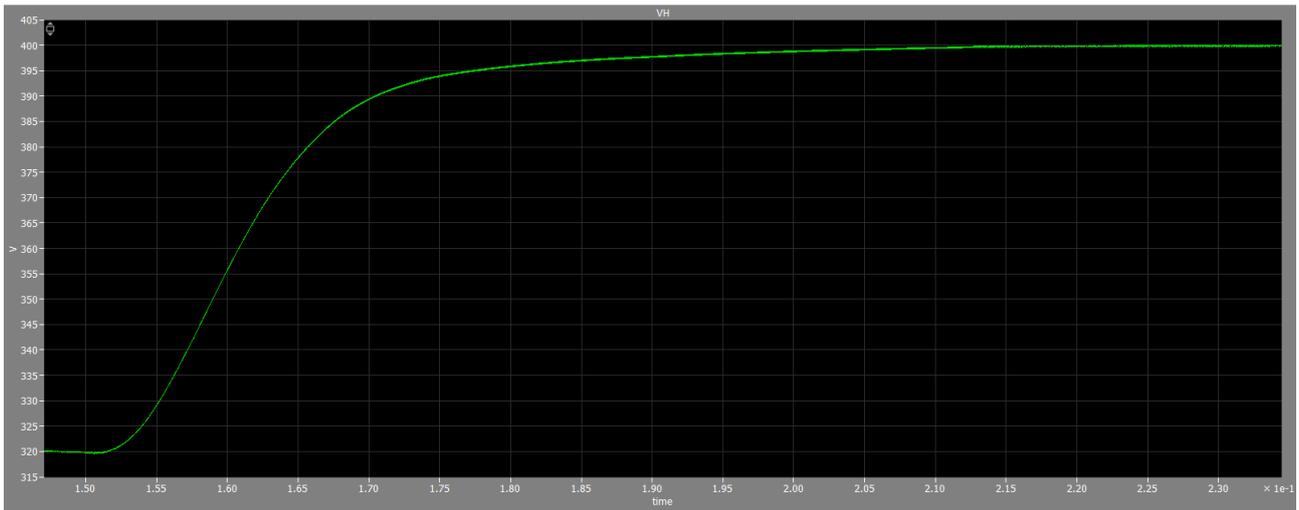


Figura 6.10 - Variazione positiva della tensione sul carico

Il transitorio della tensione di clamping in seguito all' aumento della tensione sul carico comporta un leggero aumento del ripple di tensione che passa da poco più del 6% a circa il 7%. L'anello interno impiega 44ms a raggiungere la nuova condizione di regime, presentando un undershoot poco maggiore dell'1%.

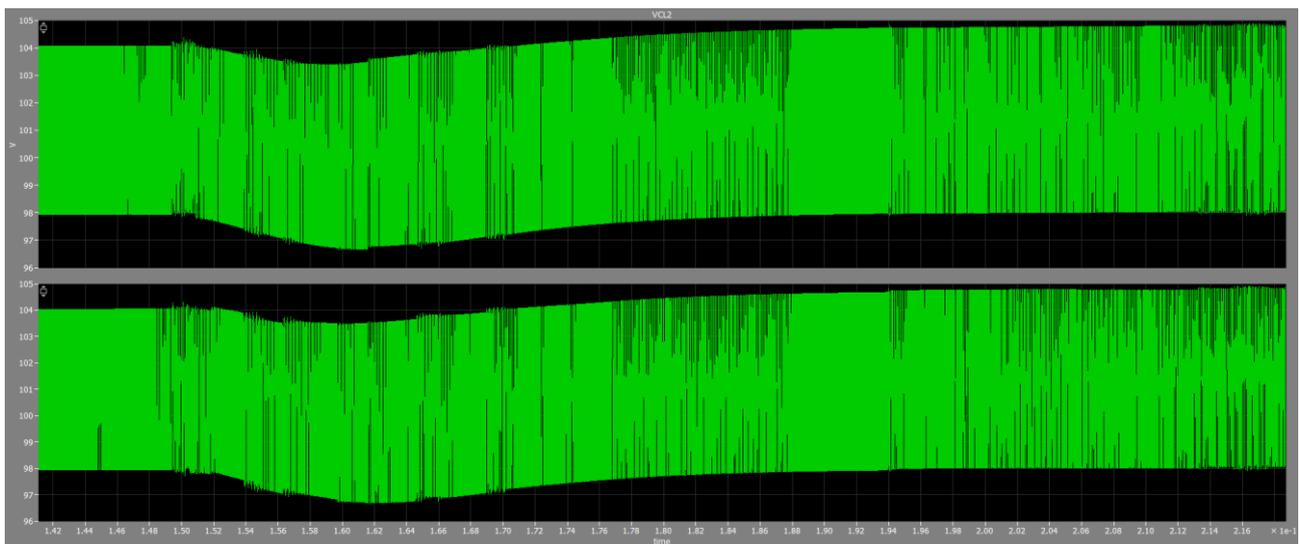


Figura 6.11 - Transitorio delle tensioni di clamping in seguito a un aumento della tensione sul carico

La corrente erogata dalla batteria anche in questo caso segue l'andamento della tensione sul carico, raggiunge il nuovo equilibrio in 64ms con un aumento del ripple di corrente che passa dal 3.3% al 3.7%.

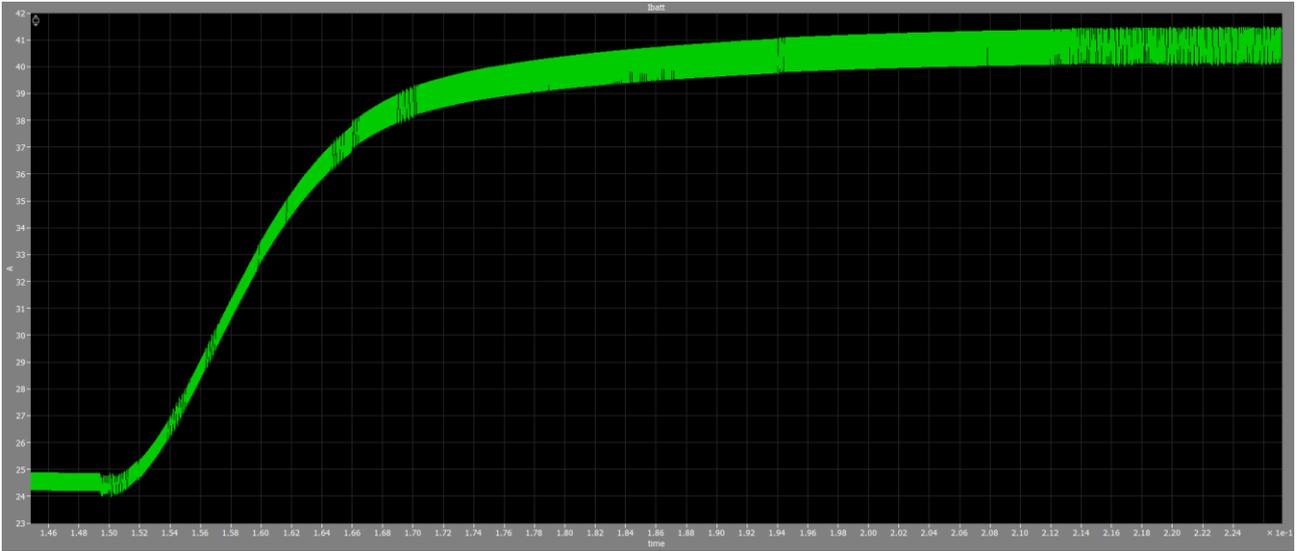


Figura 6.12 - Transitorio della corrente di batteria in seguito a un aumento della tensione sul carico

6.3 - TRANSITORI DI CORRENTE

Nelle condizioni di lavoro descritte in precedenza si agisce sulla corrente erogata dalla batteria per stabilizzare il DC-link a 400V, tramite l'azione dei due regolatori PI dell'anello esterno. Non si effettua quindi un vero e proprio controllo in corrente ma si sfruttano le relazioni che legano I_m , φ e V_H per dimensionare l'anello di regolazione della figura 5.1.

Se la tensione del DC-link fosse intrinsecamente stabile sarebbe possibile utilizzare la grandezza φ esclusivamente per far convergere il valore della corrente di batteria al suo valore di riferimento. Il generico carico RC viene sostituito da un generatore di tensione e il sistema di controllo assume la seguente configurazione:

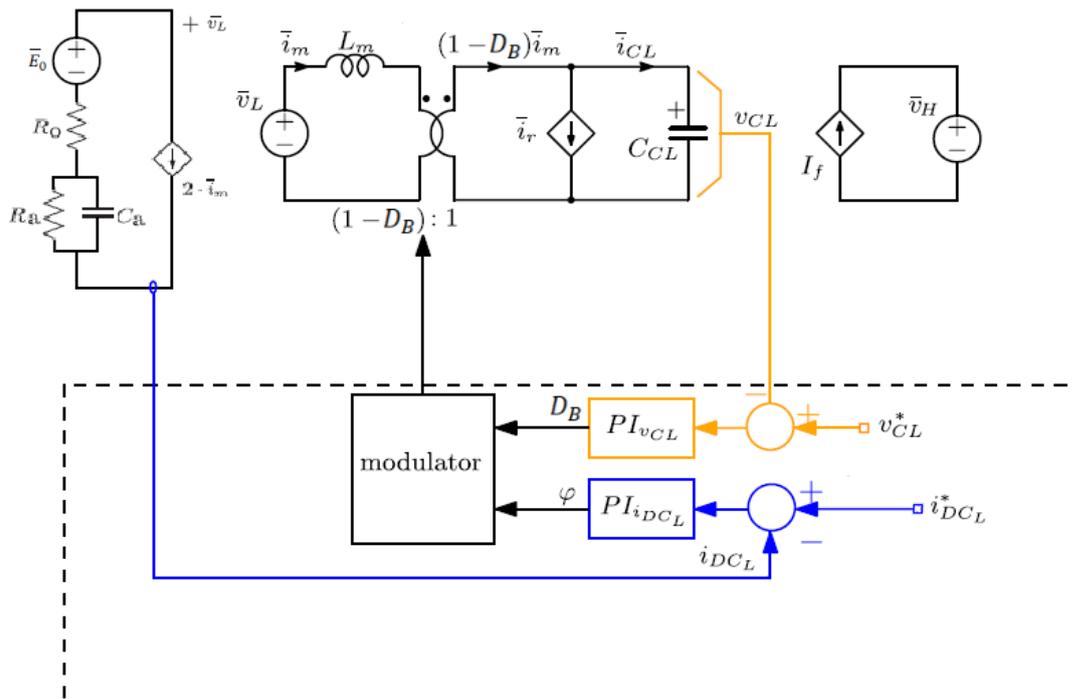


Figura 6.12 - Controllo vero e proprio della corrente erogata dalla batteria

I regolatori PI della figura 6.13 sono gli stessi regolatori dimensionati nel capitolo V, per verificarne il corretto funzionamento anche in tale condizione si riportano le forme d'onda che si ottengono in seguito ad alcuni transitori di corrente.

- $I_{batt,rif}$ passa da 10A a 35A

La prima situazione che si esamina è la reazione del sistema in seguito all'applicazione, dopo 150ms, di un gradino di 3.5 p.u. al riferimento della corrente di batteria. Il sistema raggiunge la nuova condizione di regime in 20ms, passando da un ripple di corrente del 5.5% a poco meno del 3% e presentando un comportamento puramente monotono.

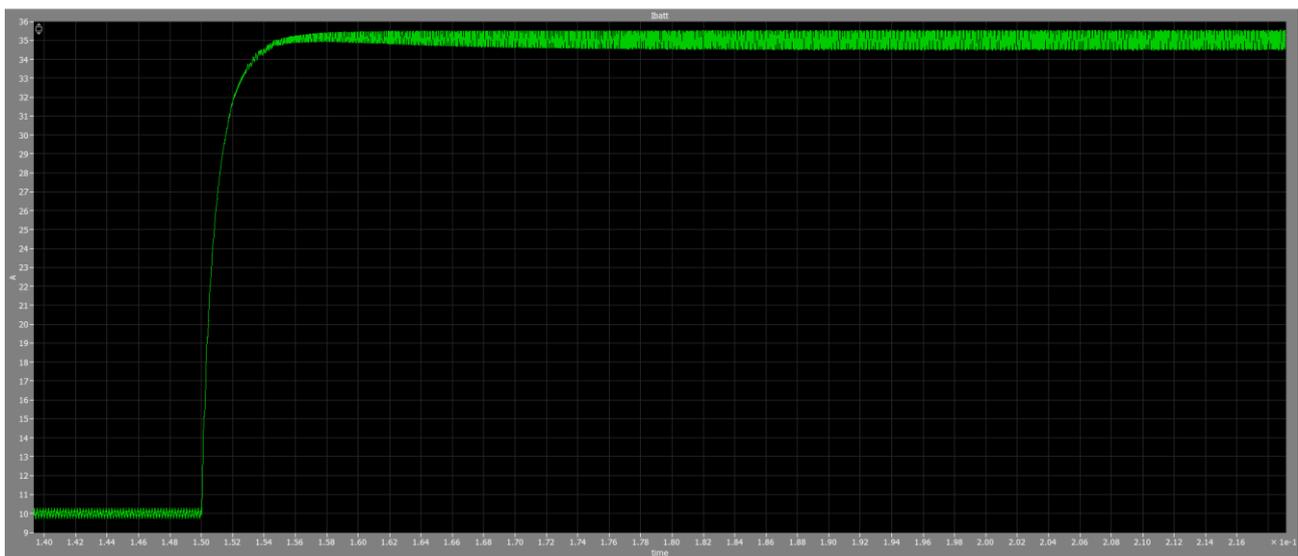


Figura 6.14 - Transitorio della corrente erogata dalla batteria

Nella tensione di clamping invece (figura 6.15) si nota un undershoot del 4%, prima di raggiungere la nuova condizione di regime in 30ms da quando viene applicato il gradino. Presenta inoltre un ripple di tensione che passa dal 2% al 5.5%. Tale tensione impiega più tempo della corrente di batteria per andare a regime nonostante il loop interno sia quello con banda maggiore, questo comportamento è giustificato in quanto il gradino viene applicato direttamente al riferimento dell'anello centrale il quale annulla l'errore con il nuovo riferimento dopo poco più di 6 volte il tempo relativo alla propria banda. L'anello interno di regolazione è quindi costretto ad attendere che quello centrale raggiunga il proprio equilibrio prima di poter far convergere il valore della tensione di clamping al proprio valore riferimento in 10ms.

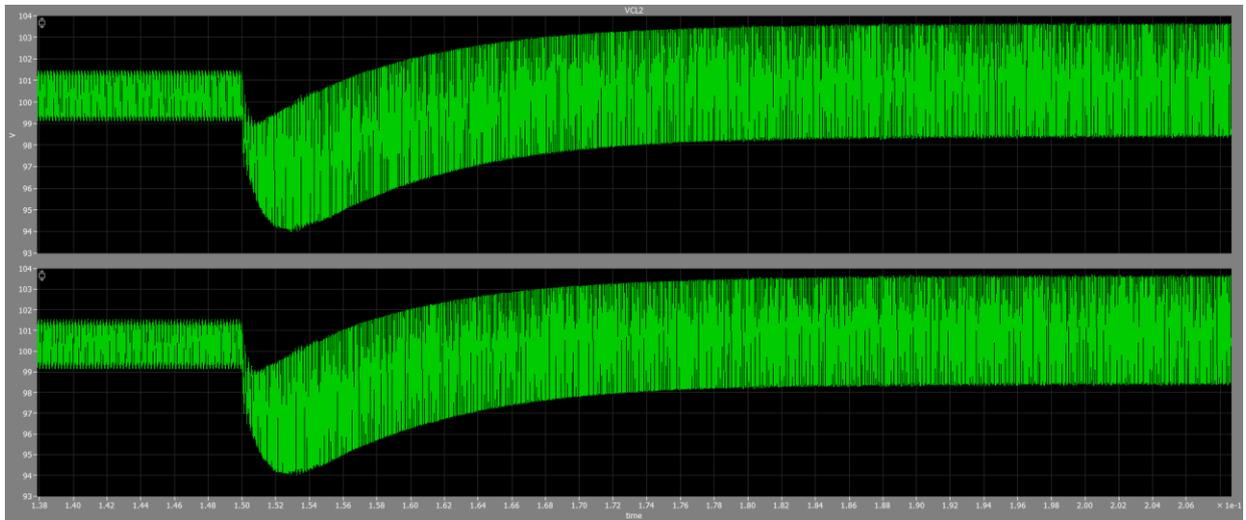


Figura 6.15 – Transitorio delle tensioni di clamping in seguito ad un aumento del 350% della corrente di batteria

E' interessante notare come i regolatori dell'anello centrale facciano convergere la corrente erogata dalla batteria al valore imposto dal riferimento operando sullo sfasamento tra le due tensioni V_A (tensione a tre livelli in rosso) e V_B (onda quadra in verde):

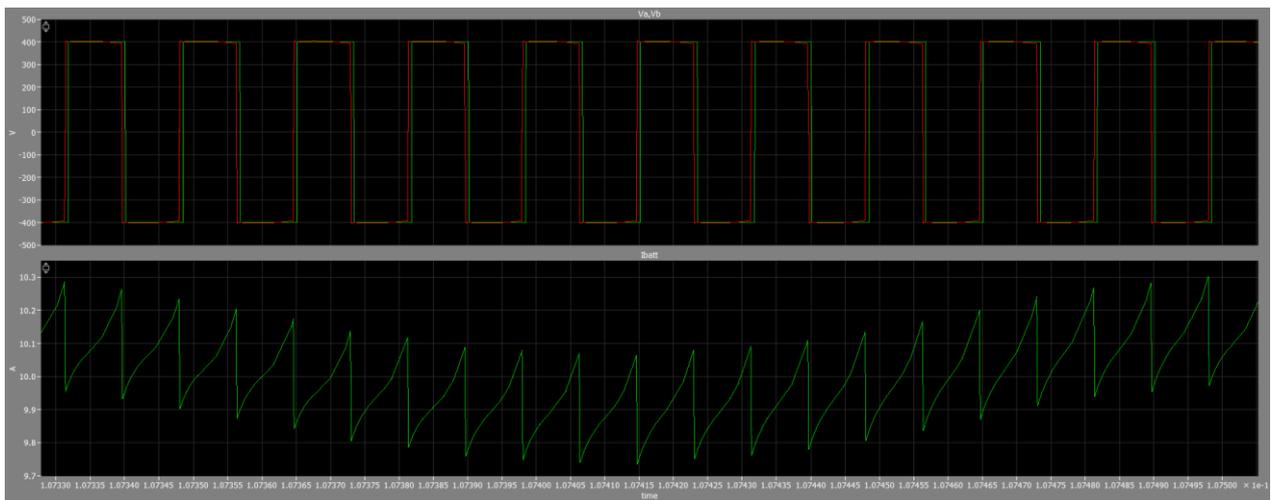


Figura 6.17 - $I_{batt}=10A$, condizione di bassa potenza, phase shift basso $\varphi \approx 0.06\pi$

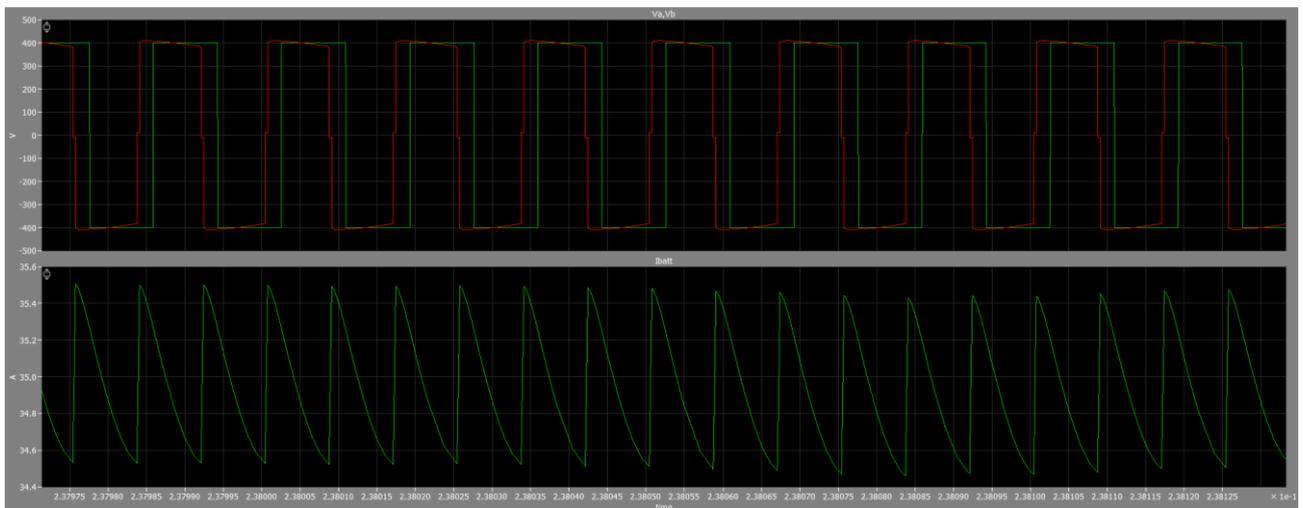


Figura 6.18 - $I_{batt}=35A$, phase shift intermedio $\varphi \approx 0.25\pi$

- $I_{batt,rif}$ passa da 10A a 50A

La seconda fase transitoria che si riporta è quella che ha luogo in seguito a una variazione maggiore della corrente erogata dalla batteria. Il riferimento di corrente infatti viene fatto aumentare, sempre dopo 150ms, di 5 volte rispetto al valore iniziale. Il tempo che la corrente impiega per raggiungere la nuova condizione di regime è di 25ms, che corrispondono a circa 8 volte il tempo relativo alla banda dell'anello centrale pari a 320Hz. Il transitorio è quasi del tutto monotono crescente, fatta eccezione per la fase finale dove è presente un piccolo overshoot del 2%. Anche in questo caso si verifica una leggera diminuzione del ripple di corrente.

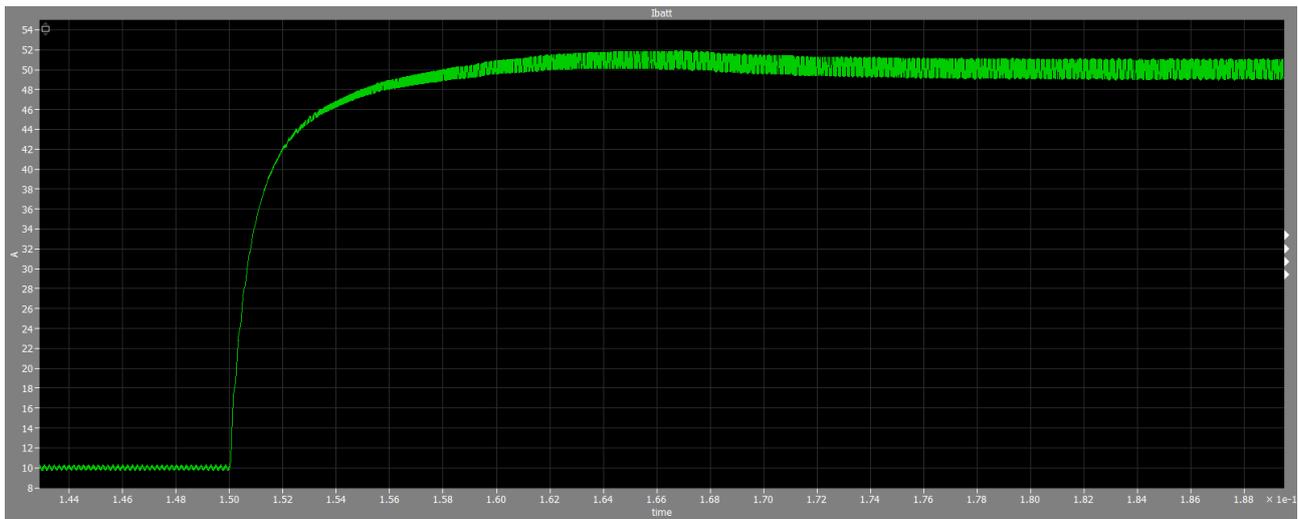


Figura 6.19 - Transitorio della corrente erogata dalla batteria

La tensione di clamping, trascorsi i 25ms necessari all'anello centrale, impiega 3ms per tornare nuovamente a una condizione di equilibrio confermandosi ancora il loop più veloce grazie alla banda di 5.4kHz. E' presente un undershoot di circa il 7% e il ripple di tensione passa da poco meno del 2% al 10%, valore al limite dell'accettabile ma rientrando comunque nel campo di applicabilità imposto dalle specifiche.

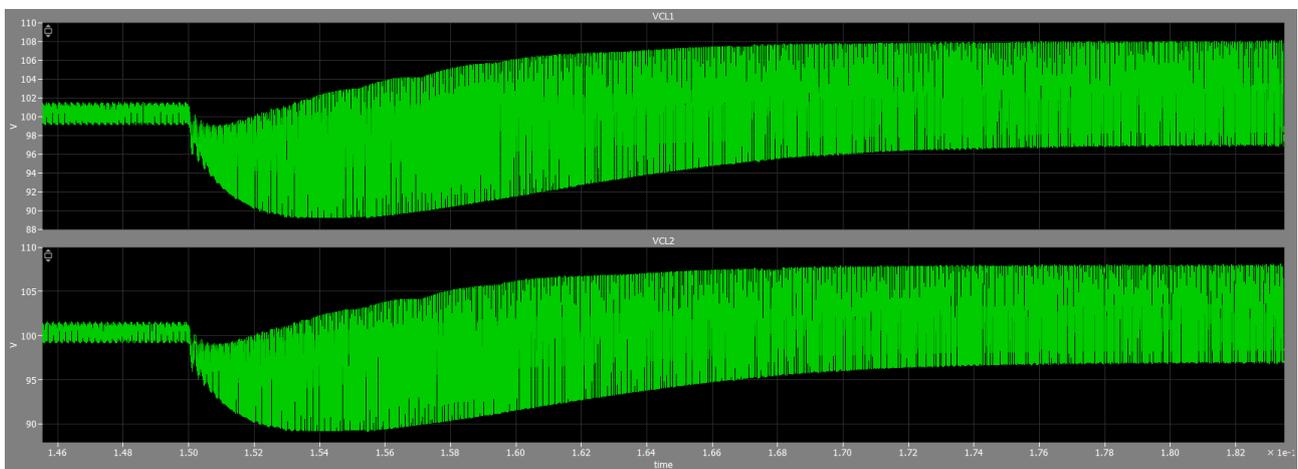


Figura 6.20 - Transitorio delle tensioni di clamping in seguito ad un aumento del 500% della corrente di batteria

Come si nota in figura 6.21 per poter consentire alla batteria di erogare 50A il regolatore dell'anello centrale aumenta ulteriormente il phase shift rispetto al caso precedente, avvicinandolo al valore massimo di $\frac{\pi}{2}$.

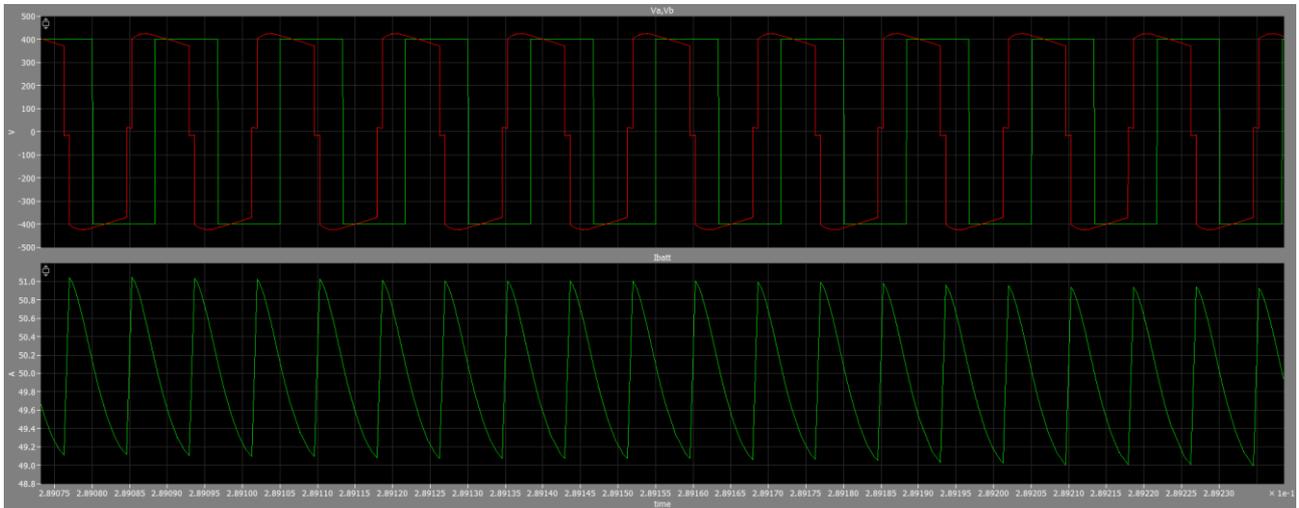


Figura 6.21 - $I_{batt}=50A$, phase shift elevato $\varphi \approx 0.48\pi$

- **Inversione di potenza: $I_{batt,rif}$ passa da 10A a -10A**

Un'altra situazione che risulta di particolare interesse e della quale si riportano le forme d'onda è quella che si verifica in seguito a un'inversione del flusso di potenza. La batteria infatti passa, grazie alla bidirezionalità del convertitore, da uno stato di scarica in cui eroga 10A a uno stato di carica dove assorbe 10A. Si osserva nella figura 6.22 che il transitorio di corrente è monotono e si estingue in 34ms.

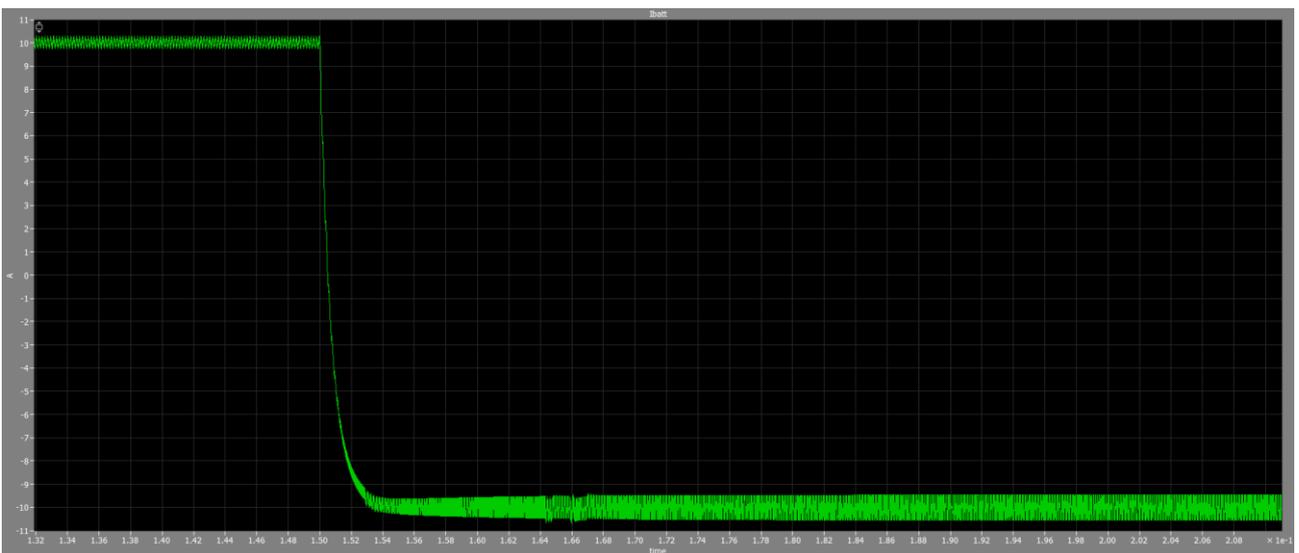


Figura 6.22 - Transitorio della corrente erogata dalla batteria che passa dallo stato di scarica a quello di carica

Per consentire l'inversione del segno della corrente è necessario che il regolatore dell'anello centrale porti lo sfasamento da uno stato dove la tensione a tre livelli V_A anticipa l'onda quadra V_B , come in tutti i casi mostrati in precedenza, a uno stato dove avviene l'opposto:

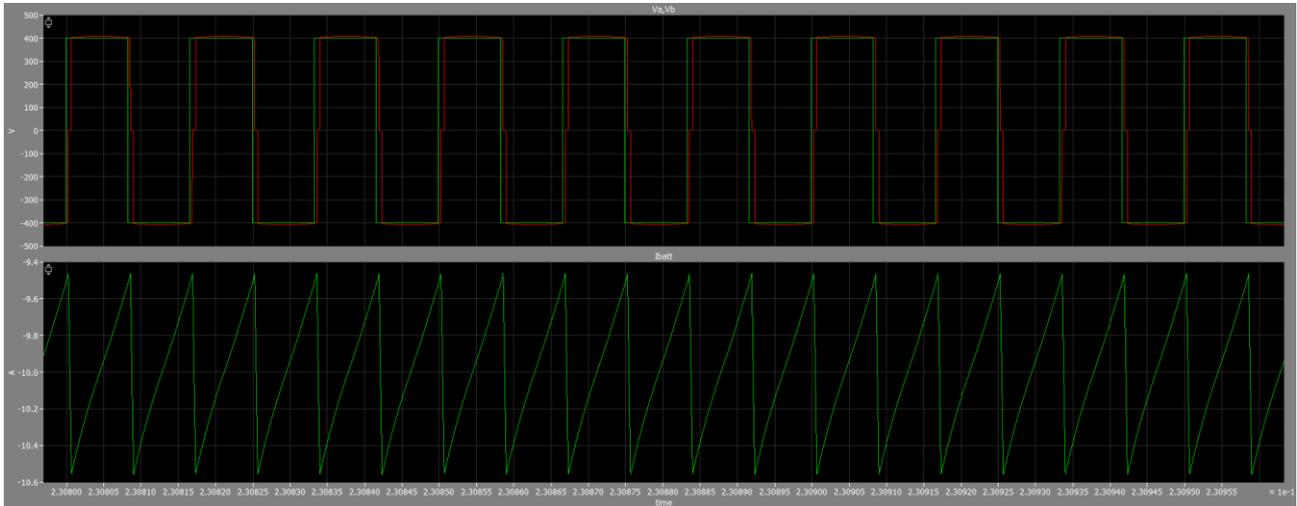


Figura 6.23 - Nello stato di carica della batteria la corrente è assorbita e lo sfasamento negativo, $\varphi \approx 0.48\pi$

La diminuzione del phase shift avviene chiaramente in modo progressivo fino all'istante in cui si annulla e inverte il proprio segno. La corrente erogata dalla batteria assume lo stesso comportamento e si annulla esattamente nell'istante in cui V_A risulta in fase con V_B , ovvero $\varphi = 0$.

Si riporta nella figura 6.24 l'istante in cui entrambe le grandezze si annullano.

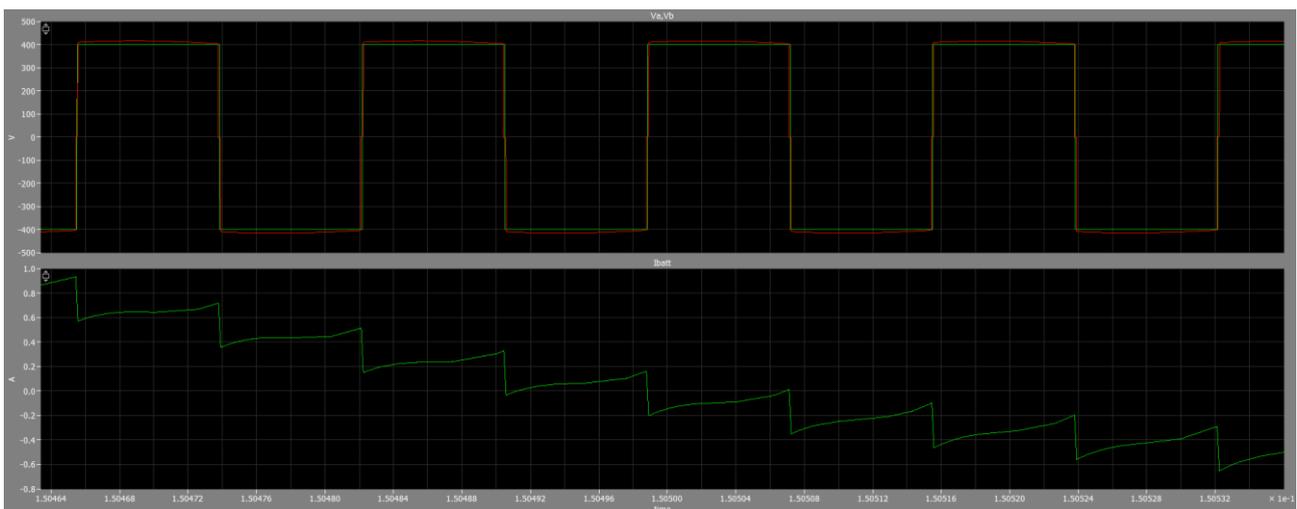


Figura 6.24 – L'inversione del phase shift comanda l'inversione del segno della corrente e del flusso di potenza

La tensione di clamping presenta il transitorio della figura 6.25, raggiunge il valore di regime in 40ms ovvero 6ms dopo la fine del transitorio di corrente e presenta un overshoot iniziale del 3.5%. Il ripple di tensione rimane pressoché invariato passando da circa il 2.2% a circa il 2.6%.

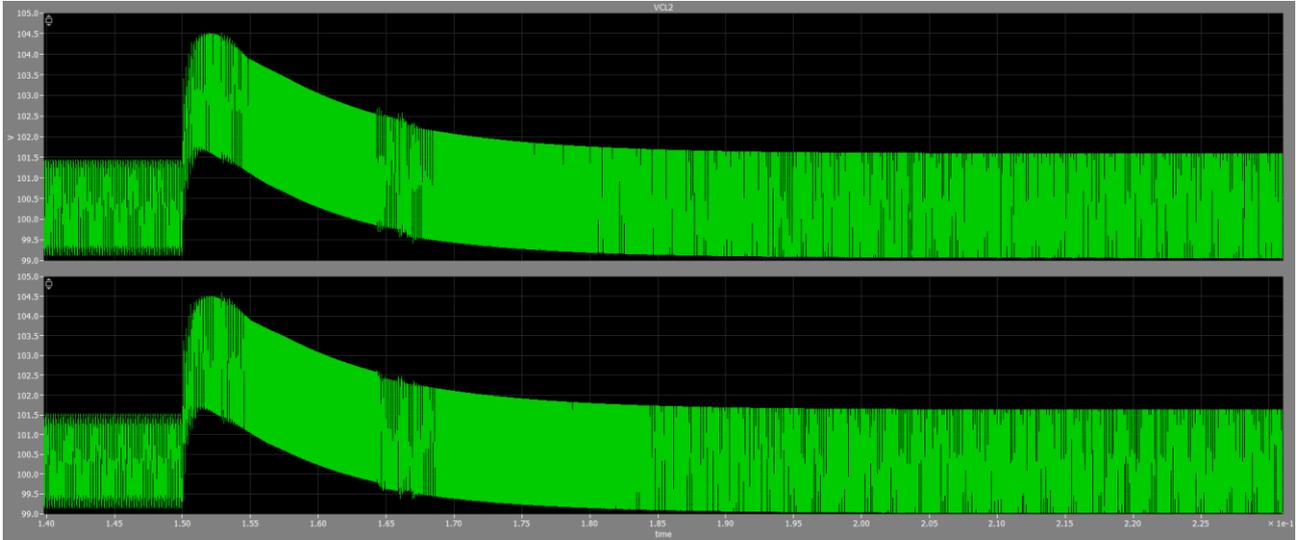


Figura 6.25 - Transitorio delle tensioni di clamping in seguito all'inversione del flusso di potenza

Bibliografia

- [1] Yuchen Zhang, Giorgio Spiazzi, Simone Buso, Tommaso Caldognetto, “MIMO Control of a High-Step-Up Isolated Bidirectional DC-DC Converter”, *IEEE Trans. on Industrial Applications*, vol.69, n.5, pp.4687-4696, Maggio 2022.
- [2] G. Spiazzi, S. Buso, D. Biadene, “High Efficiency Battery Charger for Photovoltaic Inverters”, Dept. of Information Engineering (DEI) University of Padova, Padova, ITALY.
- [3] Massimo Guarnieri, Andrea Trovò, Walter Zamboni, “Multichannel Electrochemical Impedance Spectroscopy and equivalent circuit synthesis of a large-scale vanadium redox flow battery”, *Journal of Power Sources* 493 (2021) 229703
- [4] Puiki Leung, Xiaohong Li, Carlos Ponce de León, Leonard Berlouis, C. T. John Low and Frank C. Walsh, “Progress in redox flow batteries, remaining challenges and their applications in energy storage”, *RSC Advances*, 2012, 2, 10125–10156.
- [5] Adam Z. Weber, Matthew M. Mench, Jeremy P. Meyers, Philip N. Ross, Jeffrey T. Gostick, Qinghua Liu, “Redox flow batteries: a review”, Springer, *Journal of Applied Electrochemistry*, (2011) 41:1137–1164.