



UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA  
FACOLTÀ DI INGEGNERIA  
CORSO DI LAUREA MAGISTRALE IN INGEGNERIA ELETTRONICA

TESI DI LAUREA

**ANALISI E REALIZZAZIONE DI UN  
CONVERTITORE DC-DC AD ELEVATO  
GUADAGNO DI TENSIONE PER  
SISTEMI A CELLE A COMBUSTIBILE**

RELATORE: CH.MO PROF. SIMONE BUSO

LAUREANDO: ANDREA PERARO

Padova, 15 Ottobre 2013

Anno Accademico [2013/2014]



*Alla mia famiglia*



# Indice

<b>Introduzione</b>	<b>7</b>
<b>1 Introduzione alla Cella a Combustibile</b>	<b>9</b>
1.1 Principio di funzionamento	9
1.1.1 Descrizione delle reazioni chimiche	11
1.2 Le piastre bipolari	12
1.3 Tensione a circuito aperto ed efficienza	14
1.4 Tensione operativa	17
1.4.1 Perdite di attivazione	18
1.4.2 Perdite per fuel crossover e correnti interne	19
1.4.3 Perdite ohmiche	19
1.4.4 Perdite dovute al mass transport	19
<b>2 Cella a combustibile PEM</b>	<b>21</b>
2.1 Membrana di una cella PEM	21
2.2 Struttura degli elettrodi	22
2.3 Gestione dell'umidità	23
2.4 Meccanismo di raffreddamento	24
2.5 Le piastre bipolari di una cella PEM	25
<b>3 Caratterizzazione di un modulo PEM Fuel Cell</b>	<b>27</b>
3.1 Descrizione del modulo Serenus 166 air C	27
3.1.1 High temperature PEM fuel cell	28
3.2 Sito di installazione	29
3.3 Risultati delle caratterizzazioni	31
<b>4 Convertitore Interleaved Boost with Coupled Inductors</b>	<b>35</b>
4.1 Descrizione del circuito	36
4.2 Analisi del convertitore a regime	38
4.2.1 Funzionamento CCM	39
4.2.2 Funzionamento DCM	42
4.3 Potenza trasferita al carico	44
4.4 Rapporto di conversione	46
4.5 Condizioni di Soft-Switching	48
4.6 Stress sui componenti	52
4.6.1 Interruttori	52
4.6.2 Condensatori di Clamp	52
4.6.3 Diodi	53

4.6.4	Mutui induttori . . . . .	53
<b>5</b>	<b>Dimensionamento, simulazione e realizzazione del convertitore</b>	<b>55</b>
5.1	Procedura di dimensionamento . . . . .	55
5.1.1	Specifiche di partenza . . . . .	55
5.1.2	Calcolo del massimo e del minimo rapporto di conversione	56
5.1.3	Calcolo del massimo duty-cycle . . . . .	56
5.1.4	Calcolo induttanza di magnetizzazione . . . . .	56
5.1.5	Calcolo del rapporto spire e dell'induttanza L . . . . .	57
5.1.6	Calcolo del minimo duty-cycle . . . . .	57
5.1.7	Calcolo dei condensatori di clamp e di uscita . . . . .	58
5.1.8	Capacità d'ingresso . . . . .	58
5.1.9	Risultati del dimensionamento . . . . .	58
5.2	Curve caratteristiche e simulazione del circuito . . . . .	59
5.2.1	Grafici . . . . .	59
5.2.2	Risultati delle simulazioni . . . . .	59
5.2.3	Simulazione con sorgente reale . . . . .	68
5.3	Descrizione del prototipo di partenza . . . . .	69
5.3.1	Scheda di potenza . . . . .	70
5.3.2	Generazione dei segnali PWM . . . . .	71
5.3.3	Regolazione dei tempi morti e pilotaggio degli interruttori	71
5.4	Realizzazione degli elementi magnetici . . . . .	72
5.5	Caratteristiche del circuito con i valori reali . . . . .	77
<b>6</b>	<b>Risultati Sperimentali</b>	<b>81</b>
6.1	Operazioni preliminari . . . . .	81
6.2	Allestimento del set-up di prova . . . . .	82
6.3	Analisi delle forme d'onda . . . . .	83
6.3.1	Funzionamento CCM . . . . .	83
6.3.2	Funzionamento DCM . . . . .	84
6.3.3	Funzionamenti nei valori limite duty-cycle . . . . .	84
6.4	Analisi delle correnti in ingresso . . . . .	87
6.5	Analisi delle commutazioni . . . . .	87
6.6	Stress sui componenti . . . . .	90
6.7	Analisi del rendimento e delle perdite . . . . .	92
6.7.1	Andamenti sperimentali rilevati e rendimento . . . . .	92
6.7.2	Analisi delle perdite . . . . .	93
6.7.2.1	Perdite associate ai mutui induttori . . . . .	94
6.7.2.2	Perdite associate ai mosfet . . . . .	94
6.7.2.3	Perdite associate ai diodi . . . . .	95
6.7.2.4	Ulteriori fattori di perdita . . . . .	95
	<b>Conclusioni</b>	<b>97</b>
	<b>Bibliografia</b>	<b>100</b>

# Introduzione

Lo sviluppo e il miglioramento dell'efficienza dei sistemi di generazione autonomi di piccola potenza, in particolare basati su sorgenti rinnovabili, uniti al calo dei costi e a politiche di incentivo, hanno determinato un significativo incremento della loro diffusione nell'industria e nelle utenze domestiche.

Tale delocalizzazione dei punti di produzione tende di fatto a modificare il sistema di distribuzione dell'energia, passando da un sistema totalmente centralizzato, in cui la produzione è tipicamente affidata a grosse centrali e le utenze sono esclusivamente passive, ad un sistema distribuito comprendente tante piccole unità produttive sparse.

Si introduce quindi la figura del *prosumer*: ogni utenza è da un lato produttore (producer), dall'altro consumatore (consumer). La rete di distribuzione elettrica quindi deve ora essere efficacemente gestita tenendo conto dei flussi di potenza entranti, problematiche delle quali si occupa il filone di ricerca sulle cosiddette *smart-grid*<sup>1</sup>.

Tuttavia, a livello locale, anche la singola sorgente di energia rinnovabile richiede un adeguato controllo e processamento dell'energia prima di essere connessa alla rete, o prima di essere direttamente connessa ad un carico nel caso di funzionamento ad isola. La ricerca in tale ambito è rivolta quindi soprattutto a convertitori di potenza dediti a sfruttare efficacemente la sorgente e a regolare correttamente il flusso di potenza verso il carico.

Per analizzare più in dettaglio le problematiche della conversione, prendiamo come esempio il caso in studio della cella a combustibile. In figura 1 è rappresentato, in forma semplificata, il diagramma a blocchi di un possibile sistema di conversione elettrica da sorgente a celle a combustibile connesso alla rete.

La sorgente primaria è nello specifico costituita da un modulo a celle a combustibile, ovvero un insieme di singole celle connesse in serie, ognuna delle quali fornisce ai suoi capi una tensione continua di circa 0.6 V. Dato che per motivi pratici non è possibile connettere in serie un numero troppo elevato di celle, la tensione di uscita nominale del modulo e quindi della sorgente primaria per potenze nell'intorno del kW non supera i 40 V. Dal punto di vista elettrico siamo quindi in presenza di sorgenti a bassa tensione e ad alta corrente.

Il meccanismo di conversione è articolato in più stadi. Tipicamente è presente un primo stadio costituito da un convertitore DC-DC di tipo step-up il quale funge da interfaccia tra la sorgente ed un Bus DC ad alta tensione, in genere 400V. Tale Bus DC alimenta poi un secondo stadio di conversione rappresentato

---

<sup>1</sup>rete elettrica che integra intelligentemente le azioni di tutti gli utenti connessi ad essa, dei generatori distribuiti, dei consumatori e dei prosumers, allo scopo di fornire elettricità sicura, economica e sostenibile. [1]

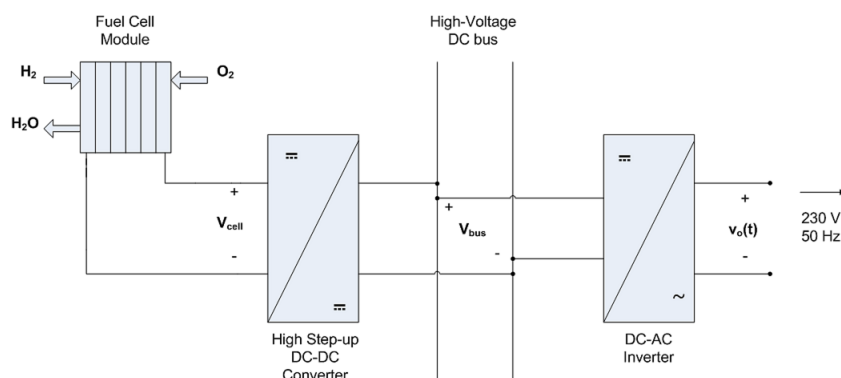


Figura 1: Schema di principio di un sistema di conversione a celle a combustibile

da un convertitore DC-AC (*inverter*), il quale produce una tensione efficace nominale di 230 V a 50 Hz, in sincronia con la rete elettrica.

In quest'ambito, la maggior parte della ricerca è rivolta all'obiettivo di implementare nel modo migliore e più efficiente il primo stadio convertitore.

Viste le caratteristiche di bassa tensione della sorgente, il problema principale è dovuto al fatto che un convertitore step-up, nella sua classica topologia *Boost* ad esempio, è in grado di realizzare dal punto di vista pratico guadagni di tensione al massimo pari circa ad 8, ma non superiori.

Risulta quindi necessario l'utilizzo di nuove topologie ad elevato guadagno statico, in grado di raggiungere agevolmente le prestazioni desiderate.

In particolare il convertitore dovrà presentare essenzialmente le seguenti caratteristiche:

- *Elevato guadagno di tensione*, tipicamente fino a 15 e oltre
- *Elevata efficienza complessiva*, in modo da massimizzare la potenza estratta dalla sorgente resa disponibile al carico
- *Basso ripple di corrente in ingresso*: l'ondulazione di corrente in ingresso tende ad accorciare il tempo di vita e a ridurre l'efficienza, per cui la corrente assorbita deve essere quanto più possibile continua

Oltre a tali caratteristiche, il convertitore è desiderabile presenti:

- *isolamento galvanico tra ingresso ed uscita*
- *basso stress di tensione sui componenti*
- *elevata affidabilità*

Il presente lavoro di tesi si inserisce in questo contesto, con lo scopo di riprodurre il primo stadio di un sistema a celle a combustibile. Dapprima vengono analizzate le caratteristiche elettriche di un modulo a celle a combustibile commerciale, scelto come sorgente, e, successivamente, viene progettato un convertitore DC-DC adatto, avente le caratteristiche sopra esposte.



# Capitolo 1

## Introduzione alla Cella a Combustibile

La cella a combustibile (in inglese *fuel cell*) è un dispositivo elettrochimico nel quale l'energia chimica, proveniente dagli elementi reagenti, viene convertita in energia elettrica sotto forma di corrente continua a bassa tensione.

A differenza delle classiche pile galvaniche e degli accumulatori, essa non contiene al suo interno quantità fisse di sostanze da trasformare, ma viene alimentata in continuazione dall'esterno e i prodotti formati vengono continuamente rimossi.

I primi esperimenti a riguardo vennero effettuati già nella prima metà del diciannovesimo secolo, ad opera del britannico Sir William Robert Grove, il quale, nel 1839, dimostrò come, utilizzando due elettrodi porosi di platino ed acido solforico come bagno elettrolita, fosse possibile ottenere elettricità a partire da una miscela di idrogeno ed ossigeno, ed acqua come unico scarto di emissione.

Dal punto di vista della produzione di energia, tali sistemi risultano indubbiamente molto attraenti, e, nel corso degli anni, le celle a combustibile sono state continuamente oggetto di ricerca ed investimenti al fine di migliorarne le prestazioni e renderle più affidabili.

Tra i vantaggi principali che esse possiedono, oltre all'elevato rendimento (analizzato in dettaglio nel seguito del capitolo), si evidenzia la potenziale possibilità di produrre "energia pulita", dato che l'unico prodotto che si forma nella reazione è costituito da acqua. Questo aspetto in realtà è legato alle modalità di produzione dell'idrogeno di partenza, le quali non verranno qui approfondite.

In questo capitolo vengono illustrate le caratteristiche di base ed il funzionamento di una cella a combustibile ad idrogeno, ed i suoi elementi principali.

### 1.1 Principio di funzionamento

Il principio di funzionamento di una cella a combustibile si basa sulla reazione inversa dell'elettrolisi dell'acqua. Al fine di introdurre questi concetti di base, viene descritto l'esperimento di Grove, rappresentato sinteticamente in figura 1.1.

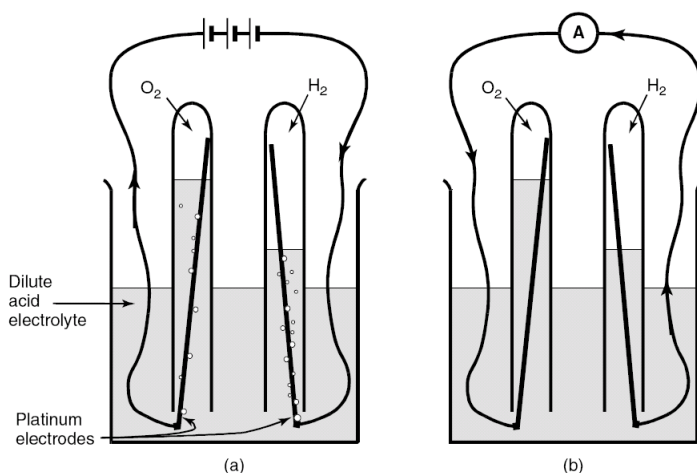


Figura 1.1: Esperimento di Grove [2]

Come illustrato in figura 1.1 a), utilizzando una batteria viene fornita una corrente al circuito i cui estremi (elettrodi) sono immersi in una soluzione elettrolitica, andando in questo modo a scindere l'acqua nei singoli elementi idrogeno ed ossigeno.

A questo punto, se si sostituisce la batteria con un amperometro, come illustrato in figura 1.1 b), si rileva una piccola corrente scorrere nel circuito. Il fenomeno si spiega con il fatto che avviene la reazione opposta alla precedente, in cui idrogeno ed ossigeno ricombinandosi danno luogo ad una corrente elettrica.

In alternativa, si può affermare che è avvenuta la *combustione* dell'idrogeno nella reazione:



dove al posto di rilasciare calore viene prodotta energia elettrica.

Tuttavia, senza particolari accorgimenti, la corrente prodotta è troppo bassa per poterne sfruttare il lavoro in un'applicazione. Le ragioni sono dovute essenzialmente alla distanza tra gli elettrodi, che si traduce in un'elevata resistenza elettrica, e alla limitata area di congiunzione tra gas, elettrodo ed elettrolita nella quale avviene la reazione.

Per superare questo problema, gli elettrodi vengono costruiti di forma larga e piatta, e separati solamente un sottile strato di elettrolita. In questo modo viene aumentata l'area e minimizzata l'impedenza del percorso della corrente di elettroni. Gli elettrodi presentano inoltre una struttura di tipo poroso, in modo che sia l'elettrolita, sia il gas reagente possa penetrare in esso e ivi interagire.

La struttura di una moderna cella a combustibile si presenta come in figura 1.2. Tra i due elettrodi viene collegato il circuito esterno, in cui scorrono gli elettroni utili. Nella sottosezione successiva vengono analizzate con maggior dettaglio le reazioni chimiche che avvengono in essa, in modo da comprendere in che modo idrogeno ed ossigeno possono produrre un flusso di elettroni.

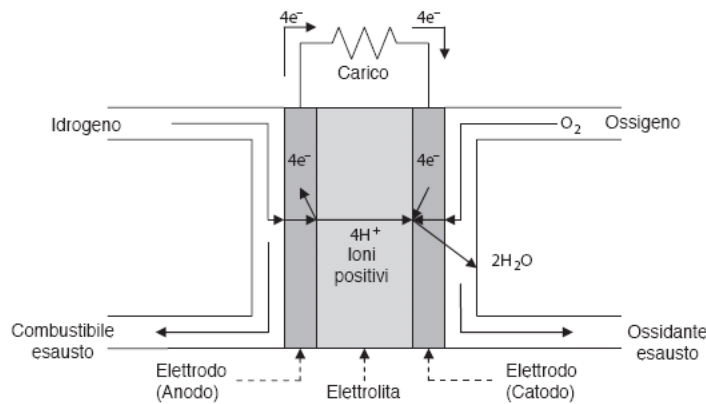


Figura 1.2: Schema di principio di una cella a combustibile a idrogeno

### 1.1.1 Descrizione delle reazioni chimiche

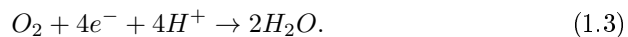
La particolare reazione chimica che caratterizza una cella a combustibile varia a seconda delle differenti tipologie delle celle stesse. Per semplicità, viene descritto il caso più semplice e contemporaneamente più diffuso della cella ad elettrolita acido.

Si considerano separatamente le reazioni che avvengono ai due elettrodi, denominati anodo e catodo. Dal punto di vista elettrico, si definisce anodo il terminale negativo, mentre con catodo si definisce il terminale positivo. Gli elettroni scorrono quindi dall'anodo al catodo. Questa definizione è comune tra l'altro per tutte le batterie primarie.

All'anodo della cella, le molecole di idrogeno gassoso vengono ionizzate, rilasciando elettroni e ioni positivi  $H^+$  (protoni). La reazione di ossidazione si esprime come:



Questa reazione provoca il rilascio di energia. Gli elettroni ed i protoni formati all'anodo arrivano al catodo, i primi tramite il circuito elettrico esterno e i secondi attraverso l'elettrolita, e qui reagiscono con l'ossigeno, producendo acqua tramite la seguente reazione di riduzione:



Considerando le equazioni precedenti possiamo notare come, per il bilancio del sistema, siano necessarie due molecole di idrogeno per ogni molecola di ossigeno che reagisce.

Si ricorda che un acido è definito come un fluido contenente ioni mobili  $H^+$ , da cui si intuisce come il ruolo dell'elettrolita sia dedicato al trasporto di tali ioni. Esistono inoltre allo scopo alcune sostanze polimeriche, le quali possono contenere ioni mobili  $H^+$ , e dato che questi ultimi sono anche protoni, tali materiali vengono denominati *membrane a scambio protonico (proton exchange membranes)*.

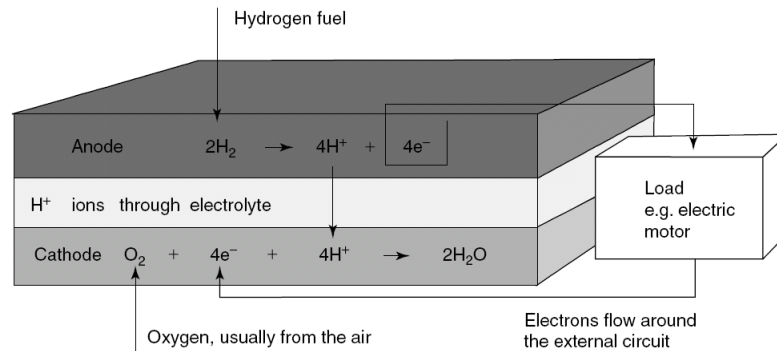


Figura 1.3: Reazioni agli elettrodi e flusso delle cariche in una cella a combustibile ad elettrolita acido [2]

La reazione complessiva descritta viene schematizzata in figura 1.3. L'elettrolita consente il passaggio dei soli ioni  $\text{H}^+$ , e tende ad impedire il passaggio di elettroni. Ogni elettrone che riesce eventualmente a passare per l'elettrolita e non per il circuito elettrico, viene perso. Si sottolinea inoltre come, con riferimento alla figura 1.3, sebbene gli elettroni scorrano dall'anodo al catodo, la corrente convenzionale attraverso il carico esterno scorre nel verso opposto.

Come tutte le reazioni chimiche, anche quella precedentemente descritta è caratterizzata da una certa energia di attivazione, che rappresenta il minimo di energia di cui le molecole devono disporre affinché la reazione avvenga effettivamente. L'energia di una molecola si può esprimere in termini di probabilità. Se la probabilità che le molecole possiedano tale minimo di energia è bassa, la reazione procederà lentamente. Viceversa, la reazione avverrà con più frequenza.

Al fine di favorire la reazione, si può agire in ognuno dei seguenti modi:

- uso di catalizzatori
- aumento della temperatura
- aumento dell'area degli elettrodi

Mentre i primi due metodi sono comuni ad ogni reazione, il terzo è caratteristico delle celle a combustibile. Il design della superficie degli elettrodi e dello spazio di contatto tra elettrolita-elettrodo-gas ricopre un aspetto molto importante del progetto di una cella a combustibile. Per questo motivo spesso l'area di un elettrodo viene quotata in termini di corrente per  $\text{cm}^2$ . Inoltre, la già menzionata porosità degli elettrodi consente di aumentare l'area effettiva.

## 1.2 Le piastre bipolari

Tipicamente, la tensione ai capi di una cella a combustibile mentre sta fornendo una corrente significativa è abbastanza bassa, all'incirca 0.7 V. Per poter creare una tensione utile nelle applicazioni comuni si connettono in serie più celle, a formare un cosiddetto *stack*.

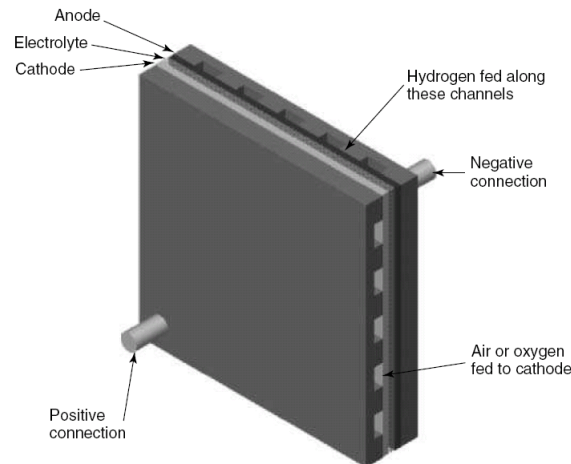


Figura 1.4: Le piastre bipolari [2]

Tuttavia, non è possibile connettere l'anodo di una cella con il catodo della cella successiva semplicemente con una connessione lungo il bordo. In questo modo infatti, gli elettroni prima di raggiungere il punto di raccolta della corrente lungo il bordo devono percorrere gran parte della superficie dell'elettrodo. Sebbene gli elettrodi siano dei buoni conduttori, ciò causa inevitabilmente delle cadute di tensione, che, per quanto modeste, se rapportate con la tensione di una cella risultano significative.

Per ovviare a tale problema, la connessione tra due elettrodi consecutivi in uno stack avviene attraverso dei particolari dispositivi, denominati *piastre bipolari* (in inglese *bipolar plate*). In figura 1.4 ne è riportato un esempio. Questi ultimi garantiscono la connessione tra tutta la superficie di un anodo e del catodo successivo (da cui il termine bipolare), e contemporaneamente permette l'alimentazione separata di idrogeno ed ossigeno all'elettrodo corrispondente tramite dei canali scolpiti. Tipicamente sono costruite in grafite o in acciaio inossidabile, materiali che permettono una buona conduzione elettrica ed isolamento dei gas.

Esiste chiaramente un compromesso tra la superficie di contatto con gli elettrodi e lo spessore dei canali. Infatti, maggiore è la superficie di contatto minore è la resistenza offerta, ma con canali troppo stretti la cella non sarà alimentata in maniera ottimale. Si intuisce quindi che la progettazione di questi componenti risulta complessivamente molto importante.

Inoltre, data la struttura porosa degli elettrodi, esiste la possibilità di avere perdite di gas. I bordi degli elettrodi andrebbero quindi adeguatamente sigillati tramite guarnizioni. In realtà questa soluzione non viene mai implementata, in quanto crea problemi dovuti alla scarsa pressione esercitata in corrispondenza dei canali di rifornimento dei reagenti e la difficoltà a raffreddare il sistema.

Per risolvere il problema si usa invece una strategia diversa, utilizzando dei tubi collettori interni (*internal manifolding*).

Le piastre bipolari vengono realizzate più larghe degli elettrodi, e possiedono, oltre ad un complesso di canali tortuosi per far circolare i gas reagenti lungo

la superficie del relativo elettrodo, dei fori posizionati ai bordi, i quali vanno a costituire degli ulteriori canali per far transitare i gas lungo tutto lo stack. Inoltre, le piastre possono venire raffreddate attraverso alcuni appositi canali più stretti, con aria o liquido.

Nel complesso, lo stack appare come un unico blocco, in cui i gas reagenti vengono introdotti agli estremi, dove sono anche presenti i terminali positivo e negativo.

### 1.3 Tensione a circuito aperto ed efficienza

In questa sezione verrà ricavata la tensione a vuoto ai capi di una singola cella a combustibile e la sua efficienza, partendo dall'analisi delle equazioni chimiche, e spiegando da dove proviene l'energia prodotta.

A tale scopo, per prima cosa risulta utile dare la definizione di alcuni termini inerenti all'argomento, ovvero:

- Energia libera di Gibbs: l'energia disponibile per compiere lavoro esterno, relativo esclusivamente al movimento degli elettroni sul circuito esterno; qualsiasi lavoro compiuto da cambiamenti di pressione o di volume non fa parte della definizione.
- Entalpia di formazione: calore che si produce bruciando una certa quantità di combustibile. Viene talvolta definita anche come *potere calorifico*.

Entrambe le grandezze presentano un'analogia con l'energia potenziale meccanica. Infatti, in primo luogo il punto zero viene definito per convenzione (nelle reazioni chimiche normalmente si definisce come elementi puri, nel loro stato normale a pressione standard di 0.1 MPa e temperatura standard di 25 °C). Quando si adotta questa convenzione, si utilizza il termine *energia libera di Gibbs di formazione*.

Inoltre, al pari dell'energia potenziale meccanica, è la variazione di energia la grandezza d'interesse. La variazione di energia libera di Gibbs si indica con:

$$\Delta G_f = G_{f_{prodotti}} - G_{f_{reagenti}}, \quad (1.4)$$

e tale grandezza corrisponde all'energia rilasciata. Di solito, risulta conveniente esprimere tali quantità nella loro forma per moli, indicandole con:

$$\Delta \bar{g}_f = \bar{g}_{f_{prodotti}} - \bar{g}_{f_{reagenti}} \quad (1.5)$$

(Si ricorda che una mole corrisponde ad un numero di Avogadro  $N = 6.022 \times 10^{23}$  di molecole).

Considerando la reazione di base tra idrogeno ed ossigeno di una cella a combustibile descritta nell'equazione (1.1), o equivalentemente:



si avrà:

$$\Delta \bar{g}_f = (\bar{g}_f)_{H_2O} - (\bar{g}_f)_{H_2} - \frac{1}{2}(\bar{g}_f)_{O_2}. \quad (1.7)$$

In ogni caso, occorre sottolineare che l'energia libera di Gibbs non è costante, ma varia con la temperatura e lo stato dei reagenti. Se la variazione totale è negativa si ha liberazione di energia. Nel caso ideale in cui la cella a combustibile non presenti perdite, o con un termine più appropriato nel caso in cui il sistema sia reversibile, tutta l'energia libera di Gibbs viene convertita in energia elettrica. A partire dalla variazione di energia si ricava il valore ideale della tensione a circuito aperto che fornisce la cella.

Riprendendo il funzionamento di base introdotto nella sottosezione 1.1.1, per ogni molecola di idrogeno usata ed ogni molecola d'acqua prodotta, due elettroni passano attraverso il circuito esterno. Di conseguenza, per ogni mole di idrogeno scorreranno  $2N$  elettroni, la cui carica complessiva risulta quindi:

$$-2Ne = -2F,$$

dove  $F$  è la costante di Faraday e corrisponde alla carica di una mole di elettroni.

Ipotizzando che la tensione della cella a combustibile sia pari ad  $E$ , il lavoro elettrico svolto per muovere la carica nel circuito esterno è dato da:

$$\text{Lavoro} = \text{Carica} \times \text{Tensione} = -2FE.$$

Nell'ipotesi di sistema reversibile (nessuna perdita), tale lavoro è equivalente alla variazione di energia libera di Gibbs rilasciata:

$$\Delta\bar{g}_f = -2FE,$$

da cui si ottiene:

$$E = \frac{-\Delta\bar{g}_f}{2F}. \quad (1.8)$$

L'equazione 1.8 fornisce la forza elettromotrice o tensione a vuoto reversibile di una cella a combustibile ad idrogeno. Tale valore dipenderà dalle condizioni operative. Ad esempio, per una cella operante a 200 °C e alla pressione standard ( $\Delta\bar{g}_f = -220 \text{ kJ}$ ), si avrà:

$$E = \frac{220}{2 \cdot 96,485} = 1.14 \text{ V}.$$

Per quanto riguarda l'efficienza, risulta naturale definirla tramite il rapporto

$$\frac{\text{Energia elettrica prodotta}}{\text{Energia libera di Gibbs}}.$$

Tuttavia questa definizione non è utile, in quanto in questo modo l'efficienza massima risulta sempre il 100%, indipendentemente dalle condizioni esterne come ad esempio pressione e temperatura (fattori che incidono sull'energia libera di Gibbs).

Dato che vengono utilizzati elementi che usualmente vengono bruciati per rilasciare la loro energia, risulta più sensato comparare l'energia elettrica prodotta con l'entalpia di formazione precedentemente definita, il cui simbolo si indica con  $\Delta\bar{h}_f$ .

L'efficienza di una cella a combustibile ad idrogeno si definisce quindi nel seguente modo:

$$\eta_C = \frac{\text{Energia elettrica prodotta per mole di combustibile}}{-\Delta\bar{h}_f}. \quad (1.9)$$

Specifichiamo che anche questa definizione non è esente da ambiguità. Per il caso dell'idrogeno infatti, si hanno due diversi valori di entalpia di formazione molare, a seconda che l'acqua prodotta nella reazione sia sotto forma di vapore, ove si parla di *higher heating value (HHV)*, o in forma liquida, ove si parla di *lower heating value (LHV)*, i cui valori sono rispettivamente:

- HHV:  $\Delta\bar{h}_f = -241.83 \text{ kJ mol}^{-1}$
- LHV:  $\Delta\bar{h}_f = -285.84 \text{ kJ mol}^{-1}$

È necessario specificare a quale valore ci si riferisce. A questo punto, ricordando che la massima energia elettrica disponibile equivale all'energia libera di Gibbs, è possibile definire il limite massimo di efficienza, dato da:

$$\eta_{C_{max}} = \frac{\Delta\bar{g}_f}{\Delta\bar{h}_f} \times 100\%. \quad (1.10)$$

In figura 1.5 viene graficato il limite di efficienza massimo dato dalla (1.10) in funzione della temperatura, per una cella a combustibile ad idrogeno alla pressione standard. Nel grafico è possibile il confronto con il limite di efficienza di Carnot dei motori termici, per una temperatura del gas di scarico di 50 °C.

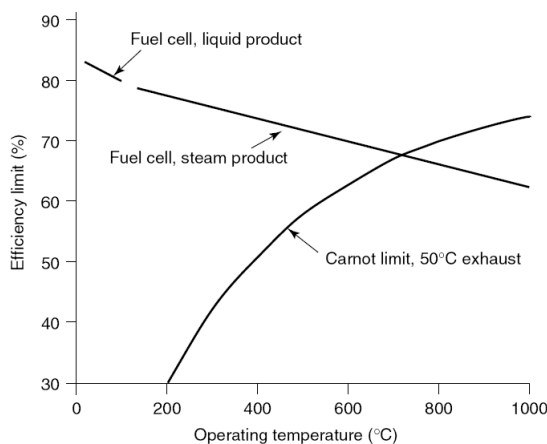


Figura 1.5: Limite di efficienza [2]

Si può notare come:

- Le celle a combustibile non sempre hanno un'efficienza limite superiore ai motori termici.
- Alle basse temperature il limite è più alto. Tuttavia, dato che le cadute di tensione si dimostreranno essere minori alle alte temperature, è in questa regione che la cella verrà fatta funzionare nella pratica.



Esiste inoltre una relazione tra la tensione di una cella a combustibile e la sua efficienza. Per una cella di efficienza del 100%, utilizzando l'equazione (1.8), la tensione a vuoto o forza elettromotrice è data da:

$$\begin{aligned} E &= \frac{-\Delta\bar{h}_f}{2F} \\ &= 1.48 \text{ V} \quad (HHV) \\ &= 1.25 \text{ V} \quad (LHV). \end{aligned} \quad (1.11)$$

Dalla misura della tensione attuale ai capi della cella  $V_C$ , si ricava facilmente l'efficienza come:

$$\eta_C = \frac{V_C}{1.48} 100\% \quad (\text{con riferimento a HHV}). \quad (1.12)$$

Infine, la tensione a vuoto prodotta è influenzata dalla pressione e dalla concentrazione dei reagenti, i quali tendono a variare l'energia libera di Gibbs. Se la pressione dei reagenti e dei prodotti sono espressi in bar e l'acqua prodotta è sotto forma di vapore, la tensione si esprime come:

$$E = E^0 + \frac{RT}{2F} \ln \left( \frac{P_{H_2} P_{O_2}^{1/2}}{P_{H_2O}} \right), \quad (1.13)$$

dove  $E^0$  è la tensione a vuoto alla pressione standard.

## 1.4 Tensione operativa

Come acquisito dall'analisi effettuata nella precedente sezione 1.3, dall'equazione 1.8 si ricava il valore della tensione a vuoto di una cella a combustibile, che per una temperatura inferiore di 100 °C si aggira nell'intorno di 1.2 V. Quando la cella viene connessa ad un carico e si inizia ad assorbire corrente, la tensione ai suoi capi inizia a diminuire sensibilmente.

In figura 1.6 viene riportata una tipica caratteristica tensione-densità di corrente di una cella a combustibile, operante ad una temperatura di 70 °C e alla pressione atmosferica. In particolare, si denota che:

- il valore di tensione a circuito aperto è in realtà inferiore a quello teorico analizzato finora
- il primo tratto è caratterizzato da un rapido crollo della tensione, mentre successivamente la tensione cala meno rapidamente e in maniera lineare
- ad alte densità di correnti vi è un ulteriore crollo della tensione.

Nel caso di celle a combustibile operanti ad alte temperature, la caratteristica rimane simile, con la differenza che il calo di tensione iniziale è meno marcato e la tensione a circuito aperto reale è molto prossima al valore ideale.

Dal punto di vista della terminologia usata nella termodinamica, le cause di queste differenze vengono definite *irreversibilità* (in contrapposizione al termine reversibile citato nel calcolo della tensione a circuito aperto ideale). Dal punto

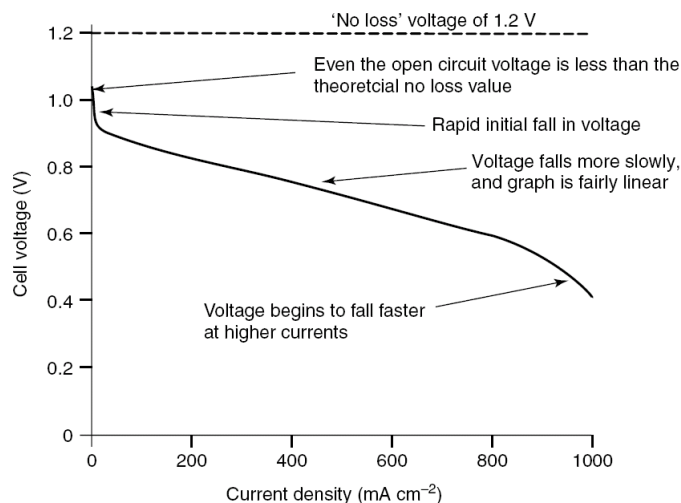


Figura 1.6: Caratteristica di una cella a combustibile ad idrogeno, per basse temperature e pressione atmosferica [2]

di vista invece dell'ingegneria elettrica, si può nominarle semplicemente come perdite o cadute di tensione, termine che rende bene l'effetto provocato.

Le principali irreversibilità per una cella a combustibile sono quattro, e vengono espone qui di seguito.

#### 1.4.1 Perdite di attivazione

Queste perdite sono causate essenzialmente dalla lentezza della reazione che avviene agli elettrodi. Esse possono essere modellizzate tramite l'equazione di *Tafel* (che per primo ne osservò l'effetto), con la formula:

$$\Delta v_{att} = A \ln \left( \frac{i}{i_0} \right). \quad (1.14)$$

La costante  $A$  tiene conto della velocità della reazione, e risulta di valore elevato quando la reazione elettrochimica è lenta. La  $i_0$  viene definita come densità di corrente di scambio (*exchange current density*), ed è da tale valore in poi che la caduta di tensione ha effetto.

Per una cella a combustibile, è desiderabile ottenere  $i_0$  più alta possibile. Maggiore è il suo valore, minori saranno le cadute di tensione. Le strategie per ottenere una densità di corrente  $i_0$  elevata sono:

- aumentare la temperatura della cella
- usare catalizzatori più efficienti
- aumentare la porosità degli elettrodi
- aumentare la concentrazione dei reagenti
- aumentare la pressione

Le perdite di attivazione sono l'effetto preponderante sulla caduta di tensione della cella, e per celle ad idrogeno avvengono principalmente al catodo.

### 1.4.2 Perdite per fuel crossover e correnti interne

Diversamente dal suo comportamento ideale ipotizzato, nell'elettrolita di una cella a combustibile è sempre presente una piccola corrente di elettroni che lo attraversa, detta corrente interna. Inoltre, una piccola parte del combustibile può diffondere direttamente dall'anodo al catodo, dove grazie alla presenza del catalizzatore reagisce con l'ossigeno senza produrre corrente (fenomeno del *fuel crossover*).

In entrambi i casi l'effetto è equivalente, e portano alla perdita di due elettroni che potrebbero scorrere sul circuito esterno. Sebbene il fenomeno del fuel crossover è spesso più importante, viene trattato anch'esso come una perdita di corrente e viene assegnato ad una corrente interna equivalente.

L'effetto complessivo di questi due fenomeni in termini di perdita di energia non è molto significativo (la densità di corrente di perdita equivalente è nell'ordine dei pochi mA/cm<sup>2</sup>). Tuttavia, causano una caduta di tensione a circuito aperto non trascurabile, in genere non inferiore a 0.2 V. Infatti, la corrente di perdita sarà presente anche se i terminali non sono collegati.

Inoltre, piccole variazioni delle condizioni dell'elettrolita (come ad esempio il suo grado di umidità) modificano l'entità di questi effetti, rendendo molto variabile la caduta di tensione a circuito aperto.

### 1.4.3 Perdite ohmiche

Sono perdite dovute alla resistenza elettrica degli elettrodi e alla resistenza che l'elettrolita pone al passaggio degli ioni, dove quest'ultimo contributo è quello dominante. Questi effetti creano una caduta di tensione direttamente proporzionale alla corrente, ed esprimibile direttamente tramite la legge di Ohm  $V = RI$ . Spesso anche la resistenza elettrica delle piastre bipolari viene considerata in queste perdite.

Analogamente alle irreversibilità esposte precedentemente, si esprime l'effetto in termini di densità di corrente.

$$\Delta V_{ohm} = ir, \quad (1.15)$$

con  $i$  densità di corrente ed  $r$  espressa in k $\Omega$ /cm<sup>2</sup>.

Per cercare di ridurre tali perdite, si cerca di ottimizzare il design delle piastre bipolari ed utilizzare per questi e per gli elettrodi materiali ad alta conducibilità. Si può inoltre realizzare l'elettrolita più fine possibile, tenendo comunque un certo margine per evitare il cortocircuito tra gli elettrodi.

### 1.4.4 Perdite dovute al mass transport

Durante il funzionamento della cella, man mano che l'ossigeno viene estratto dall'aria di alimentazione e fatto reagire al catodo, si ha chiaramente una diminuzione della sua concentrazione e di conseguenza della sua pressione parziale. L'analogo avviene all'anodo, dove l'idrogeno consumato provoca una variazione della pressione del fluido nei canali di alimentazione. La riduzione di pressione

dipende per entrambi da quanta corrente è richiesta all'esterno, e dalla facilità con cui i gas possono circolare.

Ricordando la formula (1.13), variazioni di pressione si ripercuotono sulla tensione a circuito aperto generata. Per quantificare il fenomeno, si definisce la densità di corrente  $i_1$  alla quale il combustibile viene consumato alla massima velocità con cui può essere alimentato (a tale corrente la pressione sarà quindi zero). Definendo  $P_1$  la pressione a corrente nulla, la pressione  $P_2$  alla generica corrente  $i$  è data da:

$$P_2 = P_1 \left( 1 - \frac{i}{i_1} \right),$$

ed utilizzando la (1.13) si ottiene la caduta di tensione di tensione dovuta all'effetto esposto, definito *mass transport*:

$$\Delta V_{trans} = -B \ln \left( 1 - \frac{i}{i_1} \right), \quad (1.16)$$

dove  $B$  è una costante che dipende dal tipo di cella e dal suo stato. Il segno meno è necessario, in quanto la formula di partenza (1.13) esprime un guadagno di tensione.

Ciononostante, l'equazione (1.16) non modella egregiamente il caso delle celle ad aria piuttosto che ad ossigeno puro. Al suo posto si utilizza quindi la formula empirica

$$\Delta V_{trans} = m \exp(ni), \quad (1.17)$$

dove  $m$  e  $n$  in genere corrispondono rispettivamente a  $3 \times 10^5$  V e  $8 \times 10^{-3}$  cm<sup>2</sup>/mA.

L'effetto del mass transport risulta particolarmente rilevante nel caso in cui l'idrogeno viene fornito tramite un reformer, in quanto in questo caso è difficile aumentare rapidamente il tasso di utilizzo, o nel caso in cui la circolazione dell'aria al catodo non sia ottimale.

## Capitolo 2

# Cella a combustibile PEM

In questo capitolo verrà analizzata una particolare tipologia di cella a combustibile, ovvero le *celle a membrana polimerica* (PEM). Tra i vari tipi di celle in commercio, esse sono tra le più note e diffuse, ed il loro utilizzo risulta particolarmente adatto per applicazioni di piccola e media potenza e nel campo dei trasporti.

Il primo modello fu sviluppato dalla General Electric negli Stati Uniti nei primi anni '60, e subito utilizzato nei primi veicoli spaziali dalla NASA.

L'elettrolita è costituito da un polimero in cui lo ione conduttivo è un protone  $H^+$ , per cui il principio di funzionamento di base è essenzialmente lo stesso della cella a combustibile ad elettrolita acido, descritto nel capitolo 1. Su ciascun lato dell'elettrolita è legato il relativo elettrodo poroso catalizzato, di modo che costituiscono un'unica struttura molto sottile, denominate MEA (da *membrane electrode assemblies*).

La sottigliezza delle MEA consente di ottenere una struttura finale molto compatta; inoltre, utilizzando come elettrolita una membrana polimerica (ossia un materiale solido), la cella non contiene pericolosi liquidi corrosivi e può lavorare in qualsiasi orientazione, rendendola particolarmente interessante per applicazioni portatili ed in ambito automotive.

Nel seguito verranno analizzati gli aspetti e i componenti più importanti di questa tipologia di cella, ovvero la struttura della membrana, quella degli elettrodi e delle piastre bipolari, oltre che ai meccanismi di raffreddamento e gestione dell'umidità.

### 2.1 Membrana di una cella PEM

La composizione chimica della membrana polimerica di una cella PEM, ove la ricerca è tuttora molto attiva, varia a seconda della ricetta usata dall'azienda produttrice, ed è spesso di sua proprietà. In ogni caso, i materiali tipicamente utilizzati risultano essere fluoropolimeri solfonati. Il più diffuso e ben consolidato di questi è il *Nafion*, prodotto dall'azienda *Dupont*® già dagli anni '60.

Il procedimento per ottenere questo materiale è costituito da più fasi di lavorazione. Il punto di partenza è la sinterizzazione del polimero polietilene. Nel secondo passaggio, gli atomi di idrogeno del polimero di base vengono sostituiti con atomi di fluoro, in un processo chiamato perfluorurazione. Il materiale

così ottenuto è chiamato tetrafluoroetilene, dal quale si ricava successivamente il politetrafluoroetilene. Quest'ultimo materiale viene chiamato anche *Teflon*, e le sue proprietà sono molto importanti nell'ambito delle celle a combustibile.

Esso infatti risulta molto stabile e resistente agli attacchi chimici, grazie ai legami forti instaurati tra fluoro e carbonio; inoltre, presentando una forte caratteristica idrofoba, facilita l'asportazione dell'acqua generata agli elettodi, prevenendone l'eccessivo accumulo.

Come ultimo passaggio, per creare l'elettrolita, il polimero viene solfonato, ossia alla struttura viene aggiunta una catena da un lato che termina con acido solfonico  $\text{HSO}_3$ , la cui proprietà è quella di essere altamente idrofilo.

Nel complesso, il Nafion presenta quindi delle regioni idrofile in un contesto generalmente idrofobo. Entro le regioni ricche d'acqua, gli ioni  $\text{H}^+$  sono legati debolmente e quindi liberi di muoversi, come sostanzialmente avviene in un acido diluito. Sebbene le regioni idratate siano nella pratica separate tra loro, gli ioni  $\text{H}^+$  sono comunque liberi di muoversi lungo tutta la struttura, conseguendo quindi la possibilità di funzionamento descritto nella sottosezione 1.1.1.

Tutto ciò è possibile solo mantenendo un certo grado di idratazione, in modo che le regioni d'acqua descritte siano abbastanza grandi. Se diminuisce il contenuto d'acqua all'interno della membrana, la conduttività tende a diminuire proporzionalmente.

Riassumendo, nel complesso il Nafion e gli altri polimeri utilizzati nelle celle PEM presentano i seguenti vantaggi:

- elevata stabilità chimica
- elevata resistenza meccanica, tale da permetterne la realizzazione in membrane di  $50\ \mu\text{m}$
- hanno carattere acido
- sono in grado di assorbire grandi quantità d'acqua, permettendo in questo modo una buona conduzione degli ioni  $\text{H}^+$

## 2.2 Struttura degli elettodi

La struttura di base degli elettodi rimane simile per differenti modelli di celle a combustibile PEM. Per di più anodo e catodo di una stessa cella sono anch'essi simili o addirittura identici.

Il miglior elemento catalizzatore utilizzato, sia per l'anodo che per il catodo, è il platino. Attualmente la quantità di tale materiale utilizzato nella preparazione degli elettodi è di circa  $0.2\ \text{mg}/\text{cm}^2$ , notevolmente inferiore rispetto ai primi modelli prodotti (intorno ai  $30\ \text{mg}/\text{cm}^2$ ). Il platino viene distribuito in piccole particelle sulla superficie di particelle più grandi, costituite da una polvere di carbonio. Il platino in questo modo risulta uniformemente sparso, ed un'ampia porzione della sua area viene a contatto con i reagenti.

La polvere di carbonio viene poi utilizzata per la fabbricazione degli elettodi in due modi principali, sebbene entrambi portino allo stesso risultato finale.

Il primo metodo, denominato ad elettodi separati, consiste nel fissare la polvere di supporto al catalizzatore ad un materiale poroso e conduttivo, quale ad esempio carta carbone. In aggiunta si può depositare il tetrafluoroetilene,

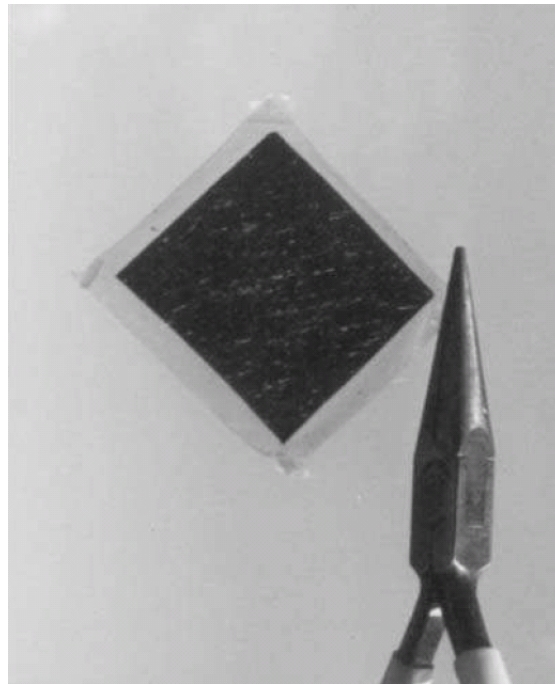


Figura 2.1: Un esempio di struttura membrana-elettrodo (MEA) [2]

che facilita l'espulsione dell'acqua sulla superficie dove può facilmente evaporare. La carta carbone fornisce il supporto meccanico all'elettrodo e diffonde il gas sul catalizzatore (per questo chiamata anche *gas diffusion layer*). Il gas diffusion layer, inoltre, forma anche la connessione elettrica tra la polvere con il catalizzatore e le piastre bipolari. Gli elettrodi creati vengono poi fissati ai due lati di una membrana polimerica, e pressati ad alte temperature.

Il secondo metodo consiste nel depositare direttamente sull'elettrolita la polvere di carbonio trattata con il catalizzatore, per poi successivamente fissare alla membrana un foglio di carta carbone. In entrambi i casi, le strutture finali create sono le già citate MEA.

In figura 2.1 viene riportato un esempio di MEA. Gli spessori vanno da 0.05 a 0.1 mm per la membrana, circa 0.03 mm per gli elettrodi, e per il gas diffusion layer vanno da 0.2 a 0.5 mm.

## 2.3 Gestione dell'umidità

Dalla descrizione della membrana della cella PEM data nella sezione 2.1, si intuisce come il controllo del grado di idratazione dell'elettrolita sia un aspetto cruciale per il suo corretto funzionamento. Infatti, se da un lato una scarsa quantità d'acqua peggiora la conduzione dei protoni, dell'altro un suo eccesso tende a bloccare i pori degli elettrodi e ostruisce il passaggio dei gas (fenomeno detto allagamento o *flooding*).

Nelle celle PEM, l'acqua che si forma nella reazione che avviene al catodo, potrebbe potenzialmente essere già sufficiente a mantenere l'elettrolita al corretto

livello di idratazione. L'aria soffiata al catodo asciuga l'acqua in eccesso. Inoltre, dato che la membrana è molto sottile, le molecole d'acqua diffondono facilmente fino all'anodo, garantendo così uno stato di idratazione sufficiente ed uniforme.

Purtroppo, nella pratica questa situazione non si verifica. Un primo problema è dovuto al fenomeno del cosiddetto electro-osmotic drag: gli ioni  $H^+$ , muovendosi verso il catodo trascinano con se una o più molecole d'acqua, sbilanciando la concentrazione d'acqua e asciugando eccessivamente l'anodo (specialmente ad alte correnti). Inoltre, per temperature superiori ai 60 °C l'aria tende ad asciugare gli elettrodi più velocemente di quanto essa venga prodotta.

Una possibile soluzione a questo problema è quello di aggiungere vapore acqueo all'aria e all'idrogeno in ingresso alla cella, metodo che può essere eseguito con una buona precisione. Per celle di grandi dimensioni (costituite da molte celle in serie), spesso risulta difficile garantire un livello di umidità uniforme su tutto il modulo

## 2.4 Meccanismo di raffreddamento

Per una cella PEM, al pari delle altre tipologie, l'efficienza si aggira intorno al 50%. Questo significa che, in prima approssimazione, l'energia chimica dell'idrogeno viene per metà utilizzata e per metà dispersa in calore. Si può dimostrare che la potenza dissipata tramite calore di una cella a combustibile, nel caso l'acqua prodotta sia sotto forma di vapore, è data dalla formula:

$$P_{diss} = P_e \left( \frac{1.25}{V_C} - 1 \right) \quad [W], \quad (2.1)$$

dove  $P_e$  è la potenza elettrica generata,  $V_C$  tensione della cella e 1.25 V è la tensione generata dalla stessa se l'acqua prodotta è sotto forma di vapore. Il calore generato deve quindi necessariamente essere disperso, al fine di limitare la temperatura operativa. Le modalità e i sistemi con cui ciò avviene sono una parte importante del progetto della cella o modulo, dovuto anche al fatto che la temperatura influenza pesantemente le prestazioni della cella. I metodi impiegati si differenziano in base ai livelli di potenza generati.

Per potenze inferiori ai 100 W è possibile sfruttare come sistema di raffreddamento il flusso di aria fornita al catodo. In questo caso basta spaziare di qualche millimetro le celle, e queste per convenzione vengono raffreddate.

Per potenze superiori ai 100 W, e fino a 1 kW, non è possibile applicare il primo metodo. Viene quindi predisposto un circuito di raffreddamento separato dal circuito di rifornimento dell'aria ossidante, aggiungendo ulteriori canali nelle piastre bipolari. Il flusso dell'aria di raffreddamento potrà essere regolato con il solo scopo del mantenimento della temperatura.

Al crescere delle dimensioni della cella e della potenza, il mantenimento omogeneo della temperatura tramite aria è più difficile; inoltre, i canali per l'aria iniziano ad avere un ingombro elevato. Per potenze superiori ai 5 kW, si passa al raffreddamento a liquido. Nel range tra 1 kW e 5 kW si valuta il metodo più conveniente a seconda dell'applicazione.



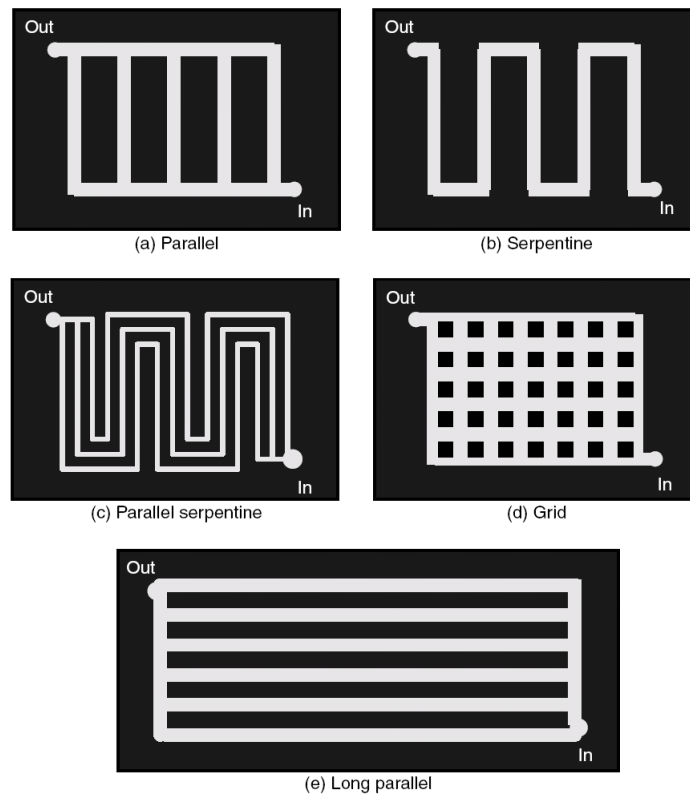


Figura 2.2: Esempi di diversi percorsi dei canali interni nelle piastre bipolari [2]

## 2.5 Le piastre bipolari di una cella PEM

Riprendendo i concetti delineati nella sezione 1.2, anche le celle PEM, nella loro quasi totalità, utilizzano le piastre bipolari per la connessione in serie di un insieme di celle di uno stesso stack. Tra queste, il meccanismo di internal manifolding è quello più usato. Dato lo spessore molto sottile delle MEA, le piastre bipolari costituiscono la gran parte dell'ingombro e del peso della cella (circa 80% della massa totale dello stack). Inoltre, esse ne determinano una grossa percentuale del costo (il platino utilizzato infatti, data la sua bassa concentrazione, non costituisce un costo eccessivo).

Per quanto riguarda la loro struttura, esistono diverse varianti per il circuito di canali interno. In figura 2.2 vengono riportati alcuni esempi.

In un sistema di canali paralleli, come nel caso (a), esiste la possibilità che in uno di essi venga a formarsi acqua o altri gas indesiderati: i reagenti sono costretti quindi a muoversi negli altri, lasciando una regione dell'elettrodo non alimentata. Il problema viene risolto usando una struttura a serpentina, come nel caso (b), eventualmente divisa in canali più stretti per migliorare la circolazione (c).

Generalmente, le piastre bipolari devono presentare i seguenti requisiti:

- conduttività elettrica maggiore di 10 S/cm

- conducibilità termica maggiore di  $20 \text{ W}/(\text{m}\cdot\text{K})$ ,
- permeabilità ai gas minore di  $10^{-7} \text{ mBar}\cdot\text{L}/(\text{s}\cdot\text{cm}^2)$
- resistenza meccanica e resistenza alla corrosione

Spesso vengono fabbricati in due metà successivamente unite, per facilitare la realizzazione dei canali. Il materiale più usato per la costruzione è la grafite.

Essa presenta una buona conducibilità elettrica, unita ad una bassa densità. Tuttavia è un materiale costoso da realizzare e delicato da maneggiare, e la sua porosità richiede uno spessore considerevole.

Un'alternativa è l'uso di metalli, come ad esempio l'acciaio inossidabile. Nonostante siano più pesanti ed inclini alla corrosione, essi presentano il vantaggio di essere buoni conduttori di elettricità e calore, non porosi e facili da realizzare.

## Capitolo 3

# Caratterizzazione di un modulo PEM Fuel Cell

Il capitolo seguente descrive la procedura di caratterizzazione del modulo a celle a combustibile a disposizione, da utilizzare come sorgente nella realizzazione del sistema complessivo che si vuole implementare, come descritto nell'Introduzione. Lo scopo è quello di ottenere un modello equivalente del modulo a celle a combustibile, le cui caratteristiche verranno poi utilizzate nel progetto del convertitore DC-DC del sistema.

### 3.1 Descrizione del modulo Serenus 166 air C

In figura 3.1 è riportata un'immagine del modulo a celle a combustibile utilizzato, ossia il modello *Serenus 166 Air C*, prodotto da *Serenergy*®.



Figura 3.1: Modulo Serenus 166 air C [5]

Tabella 3.1: Parametri Modulo *Serenus 166 Air C* [5]

<b>Caratteristiche reagenti</b>		
Catodo	Temperatura Aria [°C]	0-40
Anodo	Purezza idrogeno	99.9%
	Pressione ingresso [mBar]	50-75
	Stechiometria	1.15
	Massima temperatura [°C]	175
<b>Caratteristiche elettriche (160°C)</b>		
	Potenza nominale [W]	1000
	Tensione nominale [V]	31.5
	Corrente nominale [A]	32
	Tensione a vuoto [V]	≈50
<b>Caratteristiche meccaniche</b>		
	Numero di celle	65
	altezza [mm]	178
	larghezza [mm]	159
	lunghezza [mm]	523
	peso [kg]	≈7

Esso è costituito da uno stack di 65 celle, raffreddato ad aria. I reagenti richiesti in ingresso sono aria ed idrogeno, il quale può essere puro o proveniente da un reformer. In tabella 3.1 sono riportate le grandezze di targa principali.

Il modulo è inoltre fornito di un sistema di controllo integrato, il quale consente di gestire correttamente le fasi di avviamento, di funzionamento corrente e di spegnimento delle celle a combustibile. Esso viene gestito dall'utente tramite da un applicativo *NI LabVIEW*<sup>®</sup>.

### 3.1.1 High temperature PEM fuel cell

Il modulo utilizzato si avvale di una particolare tipologia di celle a combustibile PEM recentemente sviluppate, denominate *High Temperature PEM fuel cell* (HT PEM), le quali sono progettate per funzionare ad alte temperature. Rispetto infatti alla classica tipologia PEM esaminata nel capitolo 2, la cui temperatura di funzionamento non supera i 100 °C, le celle HT PEM possono funzionare a temperature comprese tra i 120 °C ed i 180 °C.

Questa tipologia di celle richiede necessariamente dei tipi di materiali diversi per la costruzione della membrana rispetto a quelli citati nella sezione 2.1, i quali devono essere in grado di resistere alle elevate temperature. La particolare struttura della membrana non verrà esaminata in questa sede, mentre verranno esposte le caratteristiche esterne ed i vantaggi che tale tipologia consente di ottenere rispetto alle celle PEM standard.

In primo luogo, a temperature più alte migliora la cinetica delle reazioni ad entrambi gli elettrodi, ed aumenta anche l'efficienza complessiva.

Come secondo aspetto, operando a temperature superiori ai 100 °C l'acqua è presente solamente sotto forma di vapore. Questo, di conseguenza, tende da una parte a mitigare il problema associato al flooding, discusso nella sezione 2.3, data l'assenza di acqua liquida, e dall'altra ad esacerbare il problema della disidratazione della membrana.

Tuttavia, complessivamente si ottiene un vantaggio in quanto il progetto dei canali di rimozione dei gas esausti risulta più semplice, dato che l'acqua è presente solo nella fase gassosa.

Un ulteriore vantaggio delle HT PEM sta nella loro maggior tolleranza al CO (monossido di carbonio). Quando l'idrogeno in ingresso alla cella proviene da un reformer, il CO è presente nel gas generato. Il CO tende a legarsi con il platino del catalizzatore, riducendo la superficie effettiva ed aumentando la resistenza al trasferimento di carica. Nelle celle a combustibile questo fenomeno provoca una degradazione delle prestazioni ed una diminuzione del ciclo di vita.

Nelle celle operanti ad alte temperature il fenomeno sussiste, ma ha un impatto meno negativo. In questo modo non sono necessari eventuali sistemi di depurazione del combustibile, i quali andrebbero ad aumentare la complessità e il costo del sistema, ed è possibile utilizzare idrogeno proveniente da vettori energetici comuni e a basso costo, quali metanolo, etanolo o diesel.

Infine, anche il sistema di raffreddamento risulta semplificato, grazie all'aumento del gradiente di temperatura tra lo stack ed il fluido refrigerante. Inoltre, il 90% del calore disperso esce attraverso il tubo di scarico, e può essere eventualmente riutilizzato.

Per quanto riguarda i restanti componenti del modulo, essi consumano circa il 4% della totale potenza in uscita, permettendo un'elevata efficienza complessiva.

## 3.2 Sito di installazione

Il dipartimento dispone di un apposito laboratorio attrezzato per le prove su celle a combustibile. La figura 3.2 mostra un'immagine del suo interno, in cui è stato allestito il set-up per la caratterizzazione della cella.

Per motivi di sicurezza legati all'uso dell'idrogeno, il laboratorio è situato in una struttura esterna al dipartimento. A consentire il ricircolo d'aria e ad evitare accumuli di gas pericolosi sono presenti diverse griglie di apertura **(a)**, oltre ad una cappa aspirante **(b)** che convoglia l'aria verso l'esterno. Come ulteriori dispositivi di sicurezza sono installati diversi estintori, i quali si attivano a temperature elevate.

L'idrogeno di alimentazione proviene da due serbatoi situati esternamente alla struttura tramite delle apposite tubature, le quali terminano nei rubinetti di comando principali **(c)**. Questi ultimi limitano il flusso e la pressione dell'idrogeno, e vengono regolati alla pressione di 1 bar.

Gli ulteriori elementi del sistema visibili nell'immagine 3.2 sono:

- (d):** scarico del vapore acqueo e aria di raffreddamento
- (e):** gestione dell'idrogeno in ingresso, visualizzato nel dettaglio in figura 3.3
- (f):** modulo a celle a combustibile
- (g):** scatola di connessioni elettriche, a cui fanno capo anche i pulsanti di arresto di emergenza
- (h):** alimentatore 24V, per il pre-riscaldamento della cella e l'alimentazione del sistema di controllo



Figura 3.2: Laboratorio Fuel Cell

- (i): interfaccia CAN-USB, per la comunicazione tra cella e computer
- (l): carico attivo, per lo svolgimento dei test sulla cella
- (m): computer per l'esecuzione del software di gestione del modulo Embedded Fuel Cell Control Unit (EFCCU)

La figura 3.3 mostra nel dettaglio il sistema di regolazione della pressione dell'idrogeno in ingresso. Il suo scopo è quello di mantenere la pressione in ingresso al modulo costante al variare del flusso di idrogeno richiesto (dovuto a variazioni del carico) e al variare della pressione del circuito a monte.

Esso è costituito da un insieme di valvole comandate elettronicamente. Il flusso di idrogeno incontra una prima valvola (1), comandata dal regolatore (2). Di seguito è presente un sensore di pressione (3), il quale riporta il segnale al regolatore implementando così un meccanismo di feedback per la regolazione della pressione dell'idrogeno in ingresso al modulo. Nel caso in cui si verifichi una sovrappressione, interviene la valvola (4) aprendosi per rilasciare idrogeno. Viceversa nel caso di sottopressione agisce la valvola (5). L'idrogeno, la cui pressione viene mantenuta costante grazie all'azione delle valvole (3), (4) e (5), arriva quindi al modulo attraverso il tubo (6).

Una valvola di uscita (7) chiude il tubo di uscita dell'idrogeno esausto. Un elaboratore si preoccupa di comandare quest'ultima valvola in modo che il flusso di idrogeno che attraversa la cella sia sufficiente a produrre la potenza elettrica richiesta. Allo scopo, l'elaboratore acquisisce le informazioni di tensione e cor-

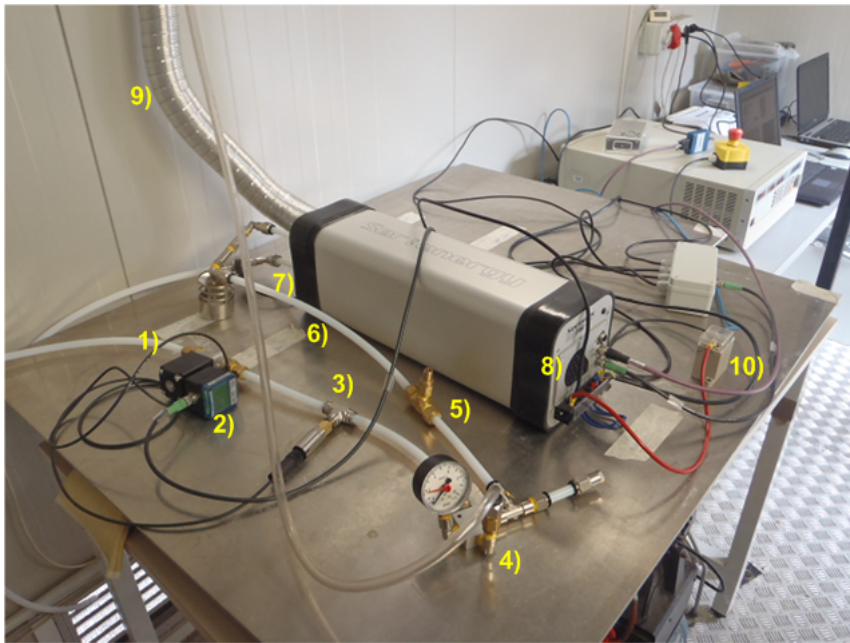


Figura 3.3: Dettaglio del sistema di regolazione della pressione dell'idrogeno in ingresso

rente fornite da dei sensori posti direttamente sulla cella, e rese disponibili su un bus di comunicazione.

In figura 3.4 viene riportato uno schema del meccanismo di regolazione spiegato, illustrando i vari collegamenti.

Per l'assorbimento dell'aria da cui si ricava l'ossigeno necessario alla reazione è presente una ventola o *blower* (8), la quale si occupa anche di regolare la temperatura operativa del modulo. L'aria di raffreddamento esce poi dal tubo (9) assieme al vapore acqueo prodotto nella reazione.

Nel funzionamento del modulo, durante la fase di avvio, è prevista una fase iniziale di preriscaldamento. La procedura viene gestita dal sistema di controllo, il quale, finché la temperatura non raggiunge il valore di start-up impostato, mantiene scollegato il carico tramite l'uso di un relè (10), ed inserisce una sola resistenza interna (resistenza di *bleeder*). In questo modo si evita di far funzionare il sistema a basse temperature, situazione in cui si potrebbero verificare fenomeni indesiderati quali l'accumulo di acqua agli elettrodi e lo starvation.

La resistenza di bleeder viene inoltre collegata dal sistema anche in altre situazioni secondo una sua logica interna, a seconda, ad esempio, del valore di tensione ai capi di una singola cella o della corrente che la attraversa.

### 3.3 Risultati delle caratterizzazioni

Il set-up per la caratterizzazione del modulo a celle a combustibile è quello impostato in figura 3.2. La prova consiste nel collegare ai capi del modulo un carico attivo elettronico, impostato in modalità corrente costante. Si fa quindi

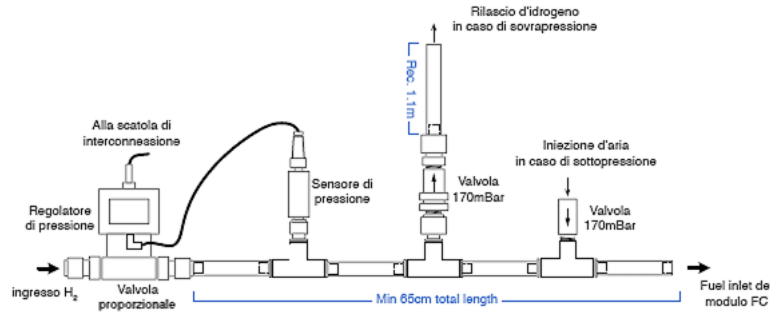


Figura 3.4: Schema del collegamento dell'idrogeno tra sorgente e modulo a celle a combustibile [6]

variare la corrente di carico in un intervallo a passi costanti di 0.5 A , a partire da basse correnti (qualche ampere) fino al valore di corrente nominale specificata nelle caratteristiche del modulo.

Per ogni valore di corrente impostato, viene riportato il valore di tensione misurata, correlato con la temperatura interna dello stack. Con i dati raccolti in questo modo, si arriva ad ottenere una completa caratteristica tensione-corrente.

La prima fase di avviamento del modulo, come già anticipato, consiste in una fase di pre-riscaldamento. Per via software si imposta il valore di temperatura iniziale pari a 100 °C. Finchè il modulo non raggiunge tale temperatura, il carico rimane scollegato. In questo modo si fa evaporare l'eventuale contenuto di acqua presente nello stack, prima che questo venga alimentato con i gas reagenti.

Raggiunta la temperatura iniziale desiderata, il controllo permette il collegamento del carico, il quale inizialmente deve essere impostato a valori bassi, per evitare di far subire alla cella un gradino di corrente eccessivo.

La temperatura operativa (di regime) viene impostata a 155 °C. Per aiutare lo stack a raggiungerla in tempi relativamente brevi, si aumenta progressivamente la corrente del carico fino al valore di 9 A. Da tale valore di corrente in poi, viene effettuata la caratterizzazione, rilevando ad ogni punto la tensione, fino al valore di 32 A. Il sistema di controllo provvede a mantenere costante la temperatura grazie all'uso delle ventole di raffreddamento.

Procedendo in questo modo, si effettuano quattro sessioni di misura identiche, identificate con C1, C2, C3 e C4. I risultati sono graficati in figura 3.5.

Possiamo notare come i valori ottenuti siano ben ripetibili, dato che le caratteristiche sono praticamente sovrapposte. Successivamente i valori di tensione misurati considerati come campioni vengono mediati, in modo da ottenere l'andamento medio di figura 3.6.

Ai valori medi, riportati sul grafico con dei punti, è sovrapposta una curva polinomiale del secondo ordine calcolata con il metodo dei minimi quadrati. In alto a destra nell'immagine viene riportata l'equazione caratteristica, assieme al coefficiente di determinazione  $R^2$ . Il suo valore quasi unitario (superiore a 0.99) indica che in tale intervallo la caratteristica è ben approssimabile con tale



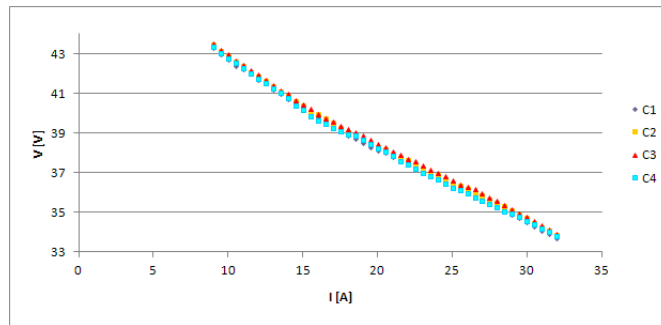


Figura 3.5: Risultati delle caratterizzazioni sul modulo a celle a combustibile

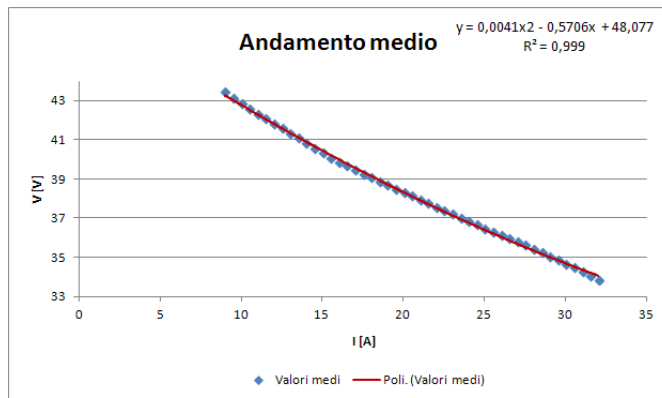


Figura 3.6: Caratteristica tensione-corrente media ricavata dalle misure effettuate

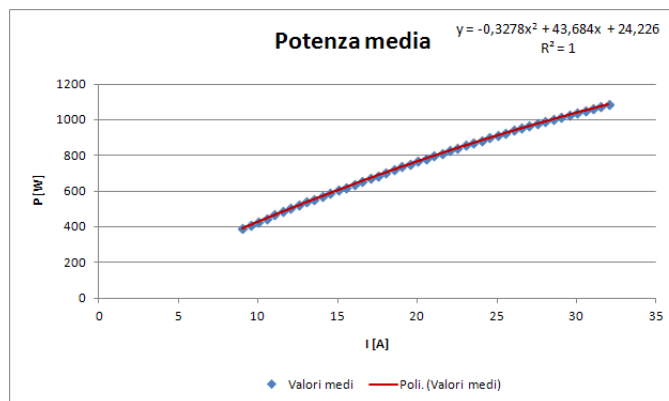


Figura 3.7: Andamento della potenza media di uscita del modulo

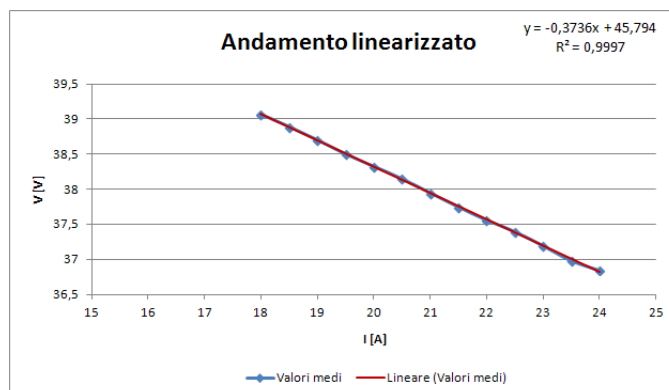


Figura 3.8: Andamento linearizzato nell'intorno del punto di lavoro corrispondente alla potenza di uscita di 800 W

equazione di secondo grado.

In figura 3.7 si riporta anche l'andamento della potenza media in uscita dalla cella. Alla corrente massima di 32 A, la potenza fornita è di 1082 W, leggermente superiore rispetto al dato fornito nel datasheet del costruttore, ma in linea con i valori di tolleranza specificati nello stesso.

Infine, è utile determinare l'andamento linearizzato in un determinato punto di lavoro a partire dalla caratteristica media ottenuta. Il punto di lavoro scelto è quello corrispondente ad una potenza di uscita della cella di 800 W, approssimativamente al centro dell'intervallo di corrente compreso tra 18 A e 24 A. Tale punto corrisponde all' 80% della potenza nominale dichiarata, valore tipico in cui la cella può stazionare ininterrottamente senza particolare problemi.

L'andamento linearizzato si ottiene nuovamente con il metodo dei minimi quadrati. La retta ottenuta è illustrata nel grafico di figura 3.8.

Dall'equazione caratteristica della retta graficata, riportata in altro a destra nella figura 3.8, espressa tramite le variabili tensione e corrente, è possibile ricavare facilmente i parametri del modello elettrico equivalente del modulo a celle a combustibile relativo al punto di lavoro scelto ( $P=800$  W) tramite l'uguaglianza:

$$V = -0.3736 \cdot I + 45.794 = -R_{eq} \cdot I + V_{eq}. \quad (3.1)$$

Approssimando alle prime due cifre decimali, si ottengono i seguenti parametri per il circuito equivalente, i quali verranno utilizzati nei capitoli successivi:

$$\begin{aligned} V_{eq} &= 45.8 \text{ V} \\ R_{eq} &= 0.37 \Omega \end{aligned} \quad (3.2)$$

## Capitolo 4

# Convertitore Interleaved Boost with Coupled Inductors

In questo capitolo verrà analizzata una particolare topologia di convertitore DC-DC ad elevato guadagno statico avente le caratteristiche desiderate precedentemente elencate nell'introduzione, ovvero il convertitore *Interleaved Boost with Coupled Inductors* [7]. Lo schema di principio su cui si baserà l'analisi è illustrato in figura 4.1. Si può notare come la sorgente non sia un semplice generatore di tensione ideale, come si usa di solito nell'analisi dei convertitori a tensione impressa, ma venga particolareggiata come il modello equivalente linearizzato di una cella a combustibile.

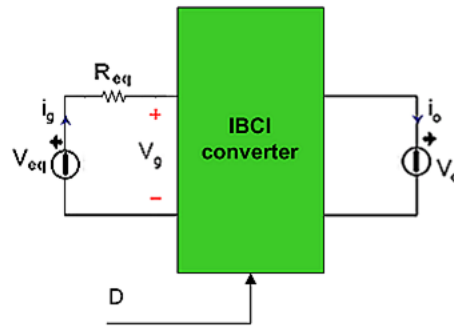


Figura 4.1: Schema a blocchi del convertitore

Tensione e corrente d'ingresso non sono indipendenti tra loro, ma sono legate dalla relazione

$$V_g = V_{eq} - R_{eq} \cdot I_g, \quad (4.1)$$

dove  $V_g$  ed  $I_g$  sono i valori medi di tensione e corrente d'ingresso del circuito. L'uscita, rappresentata in figura con il generatore  $V_o$ , si può invece pensare concettualmente come un generatore di tensione ideale di valore 400 V, equiva-

lente al bus DC. L'unico ingresso del sistema su cui si può agire è rappresentato dal duty-cycle  $D$ : ad ogni suo valore corrisponderà una determinata potenza assorbita dalla sorgente (ovvero una coppia tensione-corrente d'ingresso), e, di conseguenza, un determinato valore del rapporto di conversione.

Inizialmente verrà descritta la particolarità della struttura e le modalità con cui vengono pilotati gli interruttori, ricavando successivamente le equazioni della potenza assorbita e del rapporto di conversione. Infine, verranno analizzate le caratteristiche delle commutazioni degli interruttori. Qui verranno illustrati degli accorgimenti per permettere di ridurre le perdite di potenza e gli stress sui dispositivi utilizzati.

## 4.1 Descrizione del circuito

Lo schema elettrico del circuito è rappresentato in figura 4.2, in questo caso con un carico resistivo.

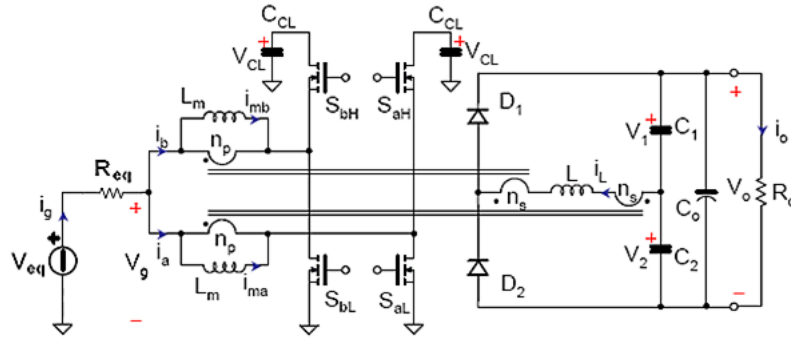


Figura 4.2: Schema elettrico del convertitore IBCI [7]

Esso è costituito da due stadi, uno d'ingresso e uno d'uscita, galvanicamente isolati tramite l'utilizzo di due mutui induttori.

Lo stadio d'ingresso è costituito da due rami identici, connessi alla sorgente in modo da ripartire la corrente  $i_g$  nelle correnti  $i_a$  e  $i_b$ . La ripartizione della corrente in ingresso nei due rami presenta il vantaggio di ottenere minore stress sui componenti ed una minor ondulazione della corrente assorbita dalla sorgente. Ciascun ramo è composto dall'avvolgimento primario del proprio mutuo induttore, dove in figura  $L_m$  rappresenta l'induttanza magnetizzante di ciascun mutuo induttore mentre  $n_p$  rappresenta il numero di spire dell'avvolgimento, da uno switch principale posto nella parte bassa della gamba di commutazione (denominati rispettivamente  $S_{aL}$  e  $S_{bL}$ ), e da una rete di clamp attivo posta nella parte alta della gamba.

Tale rete è a sua volta formata da un ulteriore switch ( $S_{aH}$ ,  $S_{bH}$ ) pilotato in maniera complementare allo switch principale e da un condensatore di clamp. La rete di clamp attivo serve, oltre a garantire il ricircolo della corrente magnetizzante, a recuperare l'energia dispersa, a limitare gli spike di tensione all'apertura degli switch principali, ma, soprattutto, a realizzare le condizioni di ZVS *soft-switching* in quasi tutte le commutazioni.

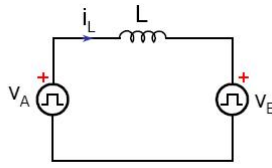


Figura 4.3: Modello semplificato per lo studio del meccanismo di trasferimento energetico tra due sorgenti di tensione [7]

Nello stadio d'uscita, gli avvolgimenti secondari dei mutui induttori sono connessi in antiserie permettendo una conversione di tipo step-up. Sono indicati nello schema con  $n_s$ , ovvero il numero di spire dell'avvolgimento secondario stesso. Il rapporto spire viene indicato con  $n_{12} = \frac{n_p}{n_s}$ . Inoltre, viene utilizzata una cella moltiplicatrice di tensione per garantire l'elevato rapporto di conversione, costituita dai diodi  $D_1$  e  $D_2$  e dalle capacità di uscita  $C_1$  e  $C_2$ . Ognuna di queste capacità sostiene metà della tensione d'uscita del bus.

L'induttanza  $L$  rappresenta la somma delle induttanze di dispersione dei due mutui induttori, viste a secondario.

Per affrontare la successiva analisi del funzionamento, ci si basa sullo studio del meccanismo di trasferimento energetico dovuto alla modulazione della tensione ai capi dell'induttanza  $L$ . A tale scopo, verrà utilizzato il modello semplificato di figura 4.3, e definite le seguenti grandezze di normalizzazione:

- *tensione di normalizzazione*..... $V_N = V_B$
- *impedenza di normalizzazione*..... $X_L = \omega_{SW} L$
- *corrente di normalizzazione*..... $I_N = V_N / X_L$
- *potenza di normalizzazione*..... $P_N = V_N^2 / X_L$

I segnali di comando degli switch principali delle due gambe a e b sono sfasati tra di loro di  $180^\circ$  e vengono modulati variando il duty-cycle. Secondo i riferimenti adottati in figura 4.2, i valori di tensione assunti dall'avvolgimento primario di ciascun mutuo induttore  $v_{pA}$  e  $v_{pB}$  sono:

- $V_g$  quando è attivo lo switch principale
- $V_g - V_{CL}$  quando è attivo lo switch ausiliario di clamp ( $V_{CL}$  è la tensione media ai capi del condensatore di clamp  $C_{CL}$ )

Questa particolare modulazione produce una tensione  $v_A$  a tre livelli, con impulsi di durata ed ampiezza variabile in base al duty-cycle corrente. Infatti, analizzando la connessione degli avvolgimenti secondari nello schema di figura 4.2 e confrontandolo con lo schema semplificato di figura 4.3, possiamo individuare la tensione  $v_A$  come:

$$v_A = v_{sB} - v_{sA} = \frac{n_s}{n_p} (v_{pB} - v_{pA}).$$

Considerando le possibili combinazioni degli stati permessi agli switch, i livelli di tensione che assume  $v_A$  sono:

- $S_{aH} = S_{bL} = \text{ON}; S_{aL} = S_{bH} = \text{OFF}$

$$v_A = \frac{n_s}{n_p} (V_g + V_{CL} - V_g) = \frac{V_{CL}}{n_{12}} = V_A \quad (4.2)$$

- $S_{aH} = S_{bH} = \text{ON}; S_{aL} = S_{bL} = \text{OFF}$

$$v_A = \frac{n_s}{n_p} (V_g - V_{CL} + V_{CL} - V_g) = 0$$

- $S_{aL} = S_{bH} = \text{ON}; S_{aH} = S_{bL} = \text{OFF}$

$$v_A = \frac{n_s}{n_p} (V_g - V_{CL} - V_g) = -\frac{V_{CL}}{n_{12}} = -V_A$$

- $S_{aL} = S_{bL} = \text{ON}; S_{aH} = S_{bH} = \text{OFF}$

$$v_A = \frac{n_s}{n_p} (V_g - V_g) = 0$$

a tensione  $v_B$  è un'onda quadra di ampiezza  $V_B$ , in fase con la corrente nell'induttanza  $L$  perciò sfasata rispetto alla tensione  $v_A$  di un certo angolo  $\varphi$ .

Inoltre, considerando il bilancio di tensione ai capi di ciascuna induttanza di magnetizzazione a regime, ovvero la tensione applicata all'avvolgimento primario in un intero periodo, vale la relazione:

$$V_g \cdot D = (V_{CL} - V_g) \cdot (1 - D), \quad (4.3)$$

da cui:

$$V_{CL} = \frac{V_g}{1 - D}. \quad (4.4)$$

Si intuisce quindi, osservando la (4.2), come il duty-cycle moduli l'ampiezza degli impulsi della tensione  $v_A$ . Per quanto riguarda invece la durata degli impulsi (positivi e negativi) della tensione  $v_A$ , essa viene identificata con il parametro  $\beta$  ed è legata al duty-cycle tramite la seguente relazione, come verrà meglio evidenziato nella successiva sezione 4.2.

$$\beta = \begin{cases} 2\pi D & \text{per } D \leq 0.5 \\ 2\pi(1 - D) & \text{per } D \geq 0.5 \end{cases} \quad (4.5)$$

L'uso di tale parametro consente di unificare inizialmente l'analisi delle successive equazioni, discriminando solo nell'ultimo passaggio la dipendenza dal relativo intervallo di duty-cycle.

## 4.2 Analisi del convertitore a regime

Sulla base delle considerazioni fin qui svolte, in questa sezione verrà analizzato il comportamento del circuito a regime (tensioni e correnti periodiche di periodo pari quello di commutazione  $T_{SW}$ ), discriminando le condizioni di funzionamento:

1. *funzionamento continuo* (Continuous Conduction Mode - CCM): i diodi a secondario conducono per mezzo periodo di commutazione ciascuno

2. *funzionamento discontinuo* (Discontinuous Conduction Mode - DCM):  
la corrente a secondario si annulla per un tratto prima della fine di un semiperiodo di commutazione, spegnendo i diodi.

L'analisi farà uso delle seguenti ipotesi:

- $V_o$  costante
- $V_g$  costante
- $V_{CL}$  costante
- interruttori ideali
- diodi ideali
- induttanze e condensatori ideali
- commutazioni istantanee, e nullo tempo morto tra le commutazioni degli switch di una stessa gamba

### 4.2.1 Funzionamento CCM

La figura mostra le forme d'onda tipiche del convertitore *IBC1* in funzionamento continuo con duty-cycle maggiore e minore di 0.5. In particolare, vengono rappresentati i comandi degli interruttori, le tensioni ai capi dell'induttanza  $L$  e la relativa forma d'onda della corrente, in un periodo di commutazione.

Possiamo notare come tali forme d'onda siano simmetriche rispetto a metà periodo di commutazione; l'analisi può quindi essere limitata a tale periodo, il quale è suddiviso in tre intervalli:

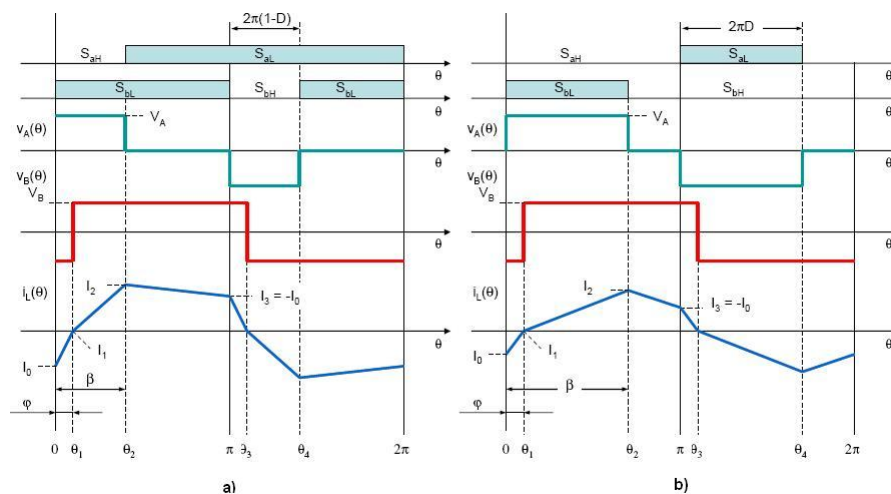


Figura 4.4: Forme d'onda del convertitore IBC1 funzionamento CCM.  
a) Caso  $D \geq 0.5$  b) Caso  $D \leq 0.5$  [7]

**A - Intervallo**  $0 < \theta \leq \varphi$ 

In questo intervallo è attiva la diagonale  $S_{aH} - S_{bL}$ , con  $S_{aH}$  che commuta accendendosi. La tensione  $v_A$  è positiva, in accordo con la (4.2). La corrente  $i_L$  è negativa, di conseguenza anche il valore di  $v_B$ . L'espressione della corrente sull'induttanza è data da:

$$i_L(\theta) = i_L(0) + \frac{V_A + V_B}{\omega_{SW} \cdot L} \cdot \theta, \quad (4.6)$$

e al termine dell'intervallo assume il valore:

$$i_L(\varphi) = i_L(0) + \frac{V_A + V_B}{\omega_{SW} \cdot L} \cdot \varphi. \quad (4.7)$$

Dal rapporto tra le tensioni applicate all'induttanza  $L$ :

$$\frac{V_A}{V_B} = \frac{V_{CL}}{n_{12} \cdot V_B} = \frac{V_g}{n_{12} V_B (1-D)} = \frac{k}{1-D}, \quad (4.8)$$

dove si è introdotto il parametro adimensionale  $k = \frac{V_g}{n_{12} V_B}$ . In questo modo, si può semplificare la notazione, esprimendo le precedenti equazioni della corrente (4.6) e (4.7) nelle corrispondenti forme normalizzate:

$$j_L(\theta) = j_L(0) + \left(1 + \frac{k}{1-D}\right) \theta \quad (4.9)$$

$$j_L(\varphi) = j_L(0) + \left(1 + \frac{k}{1-D}\right) \varphi \quad (4.10)$$

Si osservi che, affinché si possa avere trasferimento di potenza tra ingresso ed uscita, deve essere:

$$\frac{V_A}{V_B} = \frac{k}{1-D} \geq 1.$$

Per ciò deve essere soddisfatta la relazione:

$$k \geq 1 - D \quad (4.11)$$

**B - Intervallo**  $\varphi < \theta \leq \beta$ 

In questo intervallo la corrente  $i_L$  si inverte, causando l'entrata in conduzione del diodo  $D_1$ , e, conseguentemente, invertendo anche la polarità della tensione  $v_B$ . La corrente nell'induttanza  $L$  assume la seguente espressione:

$$i_L(\theta) = i_L(\varphi) + \left(\frac{V_A - V_B}{\omega_{SW} \cdot L}\right) (\theta - \varphi), \quad (4.12)$$

e, in forma normalizzata:

$$j_L(\theta) = j_L(\varphi) + \left(\frac{k}{1-D} - 1\right) (\theta - \varphi). \quad (4.13)$$

Il valore raggiunto al termine dell'intervallo risulta



$$\begin{aligned}
j_L(\beta) &= j_L(\varphi) + \left(\frac{k}{1-D} - 1\right)(\beta - \varphi) = \\
&= j_L(0) + \left(1 + \frac{k}{1-D}\right)\varphi + \left(\frac{k}{1-D} - 1\right)(\beta - \varphi) = \\
&= j_L(0) + \left(\frac{k}{1-D} - 1\right)\beta + 2\varphi
\end{aligned} \tag{4.14}$$

**C - Intervallo**  $\beta < \theta \leq \pi$

Nell'istante  $\theta = \beta$  l'interruttore  $S_{aH}$  commuta da acceso a spento, e, contemporaneamente, si attiva l'interruttore  $S_{aL}$ , mentre rimane ancora attivo  $S_{bL}$ . La tensione  $v_A$  in questa situazione si azzerava, e la corrente  $i_L$  decresce dal suo valore massimo. Risulta:

$$i_L(\theta) = i_L(\beta) - \left(\frac{V_B}{\omega_{SW} \cdot L}\right)(\theta - \beta), \tag{4.15}$$

e, in forma normalizzata:

$$j_L(\theta) = j_L(\beta) - (\theta - \beta). \tag{4.16}$$

Al termine di quest'intervallo si ha:

$$\begin{aligned}
j_L(\pi) &= j_L(\beta) - (\pi - \beta) = j_L(0) + \left(\frac{k}{1-D} - 1\right)\beta + 2\varphi - \pi + \beta = \\
&= j_L(0) + k\beta + 2\varphi - \pi.
\end{aligned} \tag{4.17}$$

Data la simmetria della forma d'onda di corrente, nel successivo semiperiodo di commutazione l'andamento assume valori esattamente opposti. Possiamo quindi scrivere:

$$j_L(\pi) = -j_L(0), \tag{4.18}$$

da cui è possibile ricavare il valore corrente nell'istante iniziale:

$$\begin{aligned}
j_L(0) + k\beta + 2\varphi - \pi &= -j_L(0) \\
j_L(0) &= \frac{1}{2} \left( \pi - \frac{k}{1-D}\beta \right) - \varphi.
\end{aligned} \tag{4.19}$$

Osservando poi che in  $\theta = \varphi$  la corrente si annulla, ovvero:

$$j_L(\varphi) = j_L(0) + \left(1 + \frac{k}{1-D}\right)\varphi = \frac{1}{2} \left( \pi - \frac{k}{1-D}\beta \right) + k\varphi = 0,$$

si ottiene:

$$\varphi = \frac{\pi}{2} \left( \frac{\beta}{\pi} - \frac{1-D}{k} \right). \tag{4.20}$$

Ora, sostituendo tale risultato nella (4.19), otteniamo il valore normalizzato di corrente nell'istante  $\theta = 0$ :

$$j_L(0) = J_0 = \frac{\pi}{2} \left( \frac{1-D}{k} - \frac{\beta}{\pi} \right) \left( 1 + \frac{k}{1-D} \right). \quad (4.21)$$

Analogamente, possiamo ricavare il valore normalizzato di corrente nell'istante  $\theta = \beta$ :

$$j_L(\beta) = J_2 = \left( \frac{k}{1-D} - 1 \right) (\beta - \varphi) = \frac{\pi}{2} \left( \frac{k}{1-D} - 1 \right) \left( \frac{1-D}{k} + \frac{\beta}{\pi} \right). \quad (4.22)$$

Dai conti fin qui svolti, consegue che, complessivamente, la corrente nell'induttanza nel semiperiodo di commutazione ha il seguente andamento:

$$j_L(\theta) = \begin{cases} \left( \frac{k}{1-D} + 1 \right) \left( \theta + \frac{\pi}{2} \left( \frac{1-D}{k} - \frac{\beta}{\pi} \right) \right) & \text{per } 0 < \theta \leq \varphi \\ \left( \frac{k}{1-D} + 1 \right) \left( \theta + \frac{\pi}{2} \left( \frac{1-D}{k} - \frac{\beta}{\pi} \right) \right) & \text{per } \varphi < \theta \leq \beta \\ \left( \frac{k}{1-D} + 1 \right) \left( \theta + \frac{\pi}{2} \left( \frac{1-D}{k} - \frac{\beta}{\pi} \right) \right) & \text{per } \beta < \theta \leq \pi \end{cases} \quad (4.23)$$

A questo punto è utile particolareggiare le equazioni (4.20), (4.21) e (4.22) sostituendo l'angolo  $\beta$  con la relazione (4.5):

$$\varphi = \begin{cases} \frac{\pi}{2} \left( 2D - \frac{1-D}{k} \right) & \text{per } D \leq 0.5 \\ \frac{\pi}{2} (1-D) \left( 2 - \frac{1}{k} \right) & \text{per } D \geq 0.5 \end{cases} \quad (4.24)$$

$$J_0 = \begin{cases} \frac{\pi}{2} \left( \frac{1-D}{k} - 2D \right) \left( 1 + \frac{k}{1-D} \right) & \text{per } D \leq 0.5 \\ \frac{\pi}{2} (1-D+k) \left( \frac{1}{k} - 2 \right) & \text{per } D \geq 0.5 \end{cases} \quad (4.25)$$

$$J_2 = \begin{cases} \frac{\pi}{2} \left( \frac{k}{1-D} - 1 \right) \left( \frac{1-D}{k} + 2D \right) & \text{per } D \leq 0.5 \\ \frac{\pi}{2} (k-1+D) \left( \frac{1}{k} + 2 \right) & \text{per } D \geq 0.5 \end{cases} \quad (4.26)$$

### 4.2.2 Funzionamento DCM

Quando il convertitore entra in funzionamento discontinuo, l'angolo  $\varphi$  diventa nullo, la corrente  $i_L$  parte da zero e ritorna a zero rimanendoci fino al successivo semiperiodo di commutazione. Anche in questo caso si può individuare una simmetria nelle forme d'onda, ed il semiperiodo di commutazione viene anche qui suddiviso in tre intervalli. Gli andamenti caratteristici di questa modalità sono illustrati in figura 4.5.

#### A - Intervallo $0 < \theta \leq \beta$

In questo intervallo è attiva la diagonale  $S_{aH} - S_{bL}$  e la tensione  $v_A$  è positiva. Per la corrente nell'induttanza possiamo scrivere:

$$i_L(\theta) = \frac{V_A - V_B}{\omega_{SW} L} \theta, \quad (4.27)$$

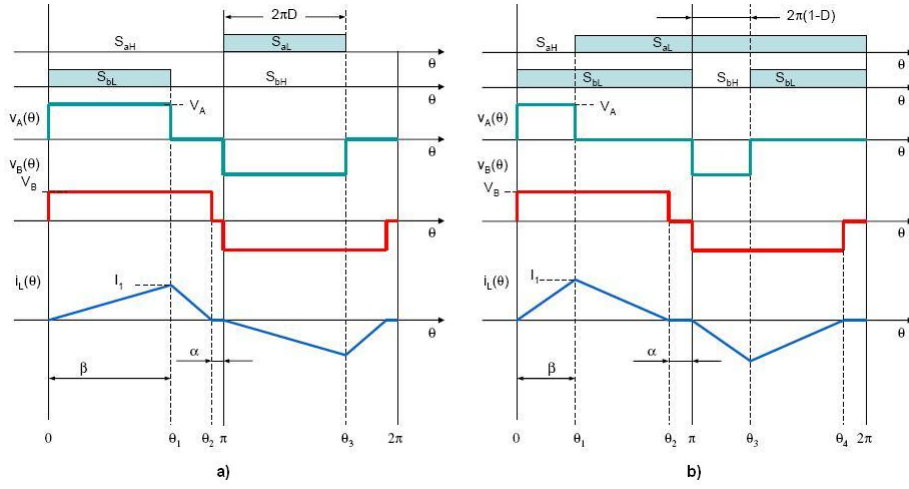


Figura 4.5: Forme d'onda in funzionamento DCM  
a) Caso  $D \geq 0.5$  b) Caso  $D \leq 0.5$  [7]

che in forma normalizzata diventa:

$$j_L(\theta) = \left( \frac{k}{1-D} - 1 \right) \theta. \quad (4.28)$$

Al termine di tale intervallo, la corrente raggiunge il suo valore massimo e vale:

$$j_L(\beta) = J_1 = \left( \frac{k}{1-D} - 1 \right) \beta. \quad (4.29)$$

**B - Intervallo**  $\beta < \theta \leq \pi - \alpha$

La tensione  $v_A$  si annulla e la corrente tende al valore zero. La sua espressione in questo tratto vale:

$$i_L(\theta) = i_L(\beta) - \frac{V_B}{\omega_{SW} L} (\theta - \beta). \quad (4.30)$$

In forma normalizzata:

$$j_L(\theta) = j_L(\beta) - (\theta - \beta). \quad (4.31)$$

Al termine di questo intervallo la corrente si annulla, per cui possiamo scrivere:

$$\begin{aligned} j_L(\pi - \alpha) = 0 &= j_L(\beta) - (\pi - \alpha - \beta) = \\ &= \left( \frac{k}{1-D} - 1 \right) \beta - (\pi - \alpha - \beta) = \frac{k}{1-D} \beta - \pi + \alpha. \end{aligned} \quad (4.32)$$

Da quest'ultima relazione possiamo ricavare il valore dell'angolo  $\alpha$  durante il quale la corrente rimane a zero:

$$\alpha = \pi - \frac{k}{1-D} \beta. \quad (4.33)$$

**C - Intervallo**  $\pi - \alpha < \theta \leq \pi$ 

La corrente in questo intervallo rimane identicamente nulla fino al successivo semiperiodo di commutazione.

$$i_L(\theta) = 0. \quad (4.34)$$

Osserviamo inoltre che, dato che l'angolo  $\varphi$  si annulla, dalla (4.24) si ottiene:

$$\varphi = \begin{cases} \frac{\pi}{2} \left( 2D - \frac{(1-D)}{k} \right) = 0 & \Rightarrow k_{lim} = \frac{1-D}{2D} \quad \text{per } D \leq 0.5 \\ \frac{\pi}{2} (1-D) \left( 2 - \frac{1}{k} \right) = 0 & \Rightarrow k_{lim} = \frac{1}{2} \quad \text{per } D \geq 0.5 \end{cases} \quad (4.35)$$

Infine, come per il caso *CCM*, possiamo ridefinire le relazioni di  $J_1$  ed  $\alpha$  nei casi di duty-cycle minore o maggiore di 0.5

$$J_1 = \begin{cases} \left( \frac{k}{1-D} - 1 \right) 2\pi D & \text{per } D \leq 0.5 \\ \left( \frac{k}{1-D} - 1 \right) 2\pi (1-D) & \text{per } D \geq 0.5 \end{cases} \quad (4.36)$$

$$\alpha = \begin{cases} \pi \left( 1 - \frac{2Dk}{1-D} \right) & \text{per } D \leq 0.5 \\ \pi (1 - 2k) & \text{per } D \geq 0.5 \end{cases} \quad (4.37)$$

### 4.3 Potenza trasferita al carico

A questo punto, facendo nuovamente riferimento al modello di figura 4.3, ed utilizzando la (4.23), è possibile calcolare la potenza  $P$  trasferita dalla sorgente  $v_A$  a  $v_B$ . Analizziamo per primo il caso di *funzionamento CCM*.

Tramite la seguente relazione integrale si ottiene:

$$\begin{aligned} P &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_B(\theta) i_L(\theta) d\theta \\ &= \frac{1}{2} \int_0^\pi v_B(\theta) i_L(\theta) d\theta \\ &= \frac{V_B}{\pi} \int_0^\pi |i_L(\theta)| d\theta \end{aligned} \quad (4.38)$$

dove, nel secondo passaggio, si è sfruttata la simmetria nel semiperiodo di commutazione. Portando tale equazione in forma normalizzata, ovvero dividendo per la potenza di normalizzazione  $P_N$ , si ottiene:

$$\begin{aligned} \Pi_{CCM} &= \frac{P}{P_N} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi |j_L(\theta)| d\theta = \frac{1}{\pi} \left\{ \frac{|J_0|}{2} \varphi + \frac{J_2}{2} (\beta - \varphi) + \frac{J_2 + |J_0|}{2} (\pi - \beta) \right\} \\ &= \frac{1}{\pi} \left\{ \frac{|J_0| - J_2}{2} \varphi + \frac{J_2 + |J_0|}{2} \pi - \frac{|J_0|}{2} \beta \right\}. \end{aligned} \quad (4.39)$$

Osservando inoltre che valgono le seguenti espressioni:

$$\begin{aligned}
|J_0| - J_2 &= \left( \beta - \frac{\pi(1-D)}{k} \right) \left( \frac{1 + \frac{k}{1-D}}{2} \right) - \left( \frac{\frac{k}{1-D} - 1}{2} \right) \left( \frac{\pi(1-D)}{k} + \beta \right) \\
&= \beta - \pi
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
|J_0| + J_2 &= \left( \beta - \frac{\pi(1-D)}{k} \right) \left( \frac{1 + \frac{k}{1-D}}{2} \right) + \left( \frac{\frac{k}{1-D} - 1}{2} \right) \left( \frac{\pi(1-D)}{k} + \beta \right) \\
&= k\beta - \frac{\pi}{k}
\end{aligned}$$

Sostituendo queste ultime nella (4.39) ed usando le (4.20), (4.21) e (4.22) si ottiene:

$$\begin{aligned}
\Pi_{CCM} &= \frac{1}{2\pi} \left\{ (\beta - \pi) \frac{1}{2} \left( \beta - \frac{\pi(1-D)}{k} \right) + \left( \frac{k}{1-D} \beta - \frac{\pi(1-D)}{k} \right) \pi - \right. \\
&\quad \left. - \left( \beta - \frac{\pi(1-D)}{k} \right) \left( \frac{1 + \frac{k}{1-D}}{2} \right) \beta \right\}.
\end{aligned}$$

La potenza normalizzata trasferita al carico vale quindi:

$$\begin{aligned}
\Pi_{CCM} &= \frac{\pi k}{4(1-D)} \left\{ -\frac{\beta^2}{\pi^2} - \frac{(1-D)^2}{k^2} + 2\frac{\beta}{\pi} \right\} = \\
&= \pi k \left\{ D - \frac{1-D}{4k^2} \right\}. \tag{4.40}
\end{aligned}$$

Si ricorda che tale relazione è valida per  $k \geq 1-D$ . È interessante osservare come l'espressione sia valida sia per  $D \leq 0.5$  sia per  $D \geq 0.5$ .

Analizziamo ora il caso di *funzionamento DCM*. Possiamo analogamente calcolare la potenza normalizzata trasferita al carico in modalità discontinua tramite la relazione:

$$\begin{aligned}
\Pi_{DCM} &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi-\alpha} |j_L(\theta)| d\theta = \frac{J_1}{2\pi} (\pi - \alpha) \\
&= \frac{1}{2\pi} \frac{k}{1-D} \left( \frac{k}{1-D} - 1 \right) \beta^2,
\end{aligned}$$

dove sono state utilizzate le equazioni (4.29) e (4.33). In questo caso, è necessario andare a discriminare il funzionamento nei due intervalli di duty-cycle sostituendo l'angolo  $\beta$ . Si ottiene così:

$$\Pi_{DCM} = \begin{cases} 2\pi \frac{k}{1-D} \left( \frac{k}{1-D} - 1 \right) D^2 & \text{per } D \leq 0.5 \text{ e } k \geq 1-D \\ 2\pi k \left( \frac{k}{1-D} - 1 \right) (1-D) & \text{per } D \geq 0.5 \text{ e } k \geq 1-D \end{cases} \tag{4.41}$$

Possiamo infine determinare il valore della potenza normalizzata trasferita al carico al limite tra funzionamento continuo e discontinuo, sostituendo la relazione (4.35) nell'equazione (4.40). Risulta:

$$\Pi_{lim} = \begin{cases} \frac{\pi}{2} (1 - 2D) & \text{per } D \leq 0.5 \\ \frac{\pi}{2} (2D - 1) & \text{per } D \geq 0.5 \end{cases} \quad (4.42)$$

#### 4.4 Rapporto di conversione

Confrontando gli schemi di figura 4.2 e figura 4.3, possiamo affermare che la tensione  $V_B$  è data da:

$$V_B = \frac{V_o}{2} = FV_o,$$

dove il parametro  $F = 0.5$  viene introdotto per tener conto della particolare configurazione circuitale adottata al secondario.

Definiamo il rapporto di conversione come:

$$M = \frac{V_o}{V_g} = \frac{V_o}{n_{12}V_B} = \frac{1}{n_{12}kF}, \quad (4.43)$$

di cui troveremo l'espressione nelle varie modalità di funzionamento.

Il rapporto di conversione si ricava a partire dalle formule della potenza trasferita al carico. Come già anticipato all'inizio del paragrafo, ad un determinato duty-cycle corrisponde una determinata corrente e tensione in ingresso; di conseguenza, anche il rapporto di conversione è unicamente individuato. Per trovare tale legame, si mettono a sistema le equazioni della potenza assorbita dal circuito (che data l'idealità del circuito equivale anche a quella trasferita al carico) con la potenza erogata dalla sorgente, la cui espressione si scrive come:

$$P_{cell} = V_g I_g = \frac{V_g V_{eq} - V_g^2}{R_{eq}}. \quad (4.44)$$

#### Funzionamento CCM

In *funzionamento CCM* si avrà quindi, utilizzando la 4.40:

$$\begin{cases} \Pi_{CCM} = \pi k \left\{ D - \frac{1-D}{4k^2} \right\} = \frac{P}{P_N} \\ P = P_{Cell} = \frac{V_g V_{eq} - V_g^2}{R_{eq}} \end{cases} \quad (4.45)$$

Dal sistema, sostituendo il valore di  $V_g$  con  $kn_{12}V_B$ , si ottiene:

$$\pi k \left\{ D - \frac{1-D}{4k^2} \right\} = \frac{(kn_{12}V_B) V_{eq} - (kn_{12}V_B)^2}{R_{eq}} \left( \frac{X_L}{V_B^2} \right),$$

dalla quale si ricava un'equazione di terzo grado nell'incognita  $k$ :

$$4n_{12}^2 X_L V_B k^3 + 4(\pi R_{eq} D V_B - n_{12} V_{eq} X_L) k^2 - \pi R_{eq} (1-D) V_B = 0. \quad (4.46)$$

Tenendo presente l'equazione (4.43), e dividendo ogni termine della precedente per  $k^3$ , si ottiene l'espressione in  $M$  cercata:

$$\pi n_{12}^2 R_{eq} (1-D) F^3 M^3 - 4 \left( \pi R_{eq} D - n_{12} \frac{V_{eq}}{V_B} X_L \right) M - 4 n_{12} X_L = 0. \quad (4.47)$$

Si può osservare come il rapporto di conversione dipenda, oltre che dal duty-cycle, dalle caratteristiche della sorgente ( $V_{eq}$ ,  $R_{eq}$ ), dal rapporto spire  $n_{12}$ , dal valore medio della tensione d'uscita ( $V_B = \frac{V_g}{2}$ ), dal valore dell'induttanza di dispersione  $L$  e dalla frequenza di commutazione  $f_{SW}$ . Non deve stupire il fatto che vi sia una dipendenza dalla tensione d'uscita: infatti la vera incognita cercata nel sistema (4.45) è la tensione d'ingresso  $V_g$ , la cui espressione dipende anche da  $V_B$ . Tale espressione viene poi riformulata in termini di  $k$  ed infine di  $M$ , ovvero il parametro di interesse finale.

Una volta risolta l'equazione per via numerica tramite un qualsiasi programma di calcolo, si ricava il valore di  $M$ , scartando le soluzioni complesse.

### Funzionamento DCM

Analogamente a quanto fatto per il funzionamento CCM, per trovare il rapporto di conversione partiamo dall'espressione della potenza normalizzata, distinguendo i casi di duty-cycle minore e maggiore di 0.5.

#### $D \leq 0.5$

Dal sistema di equazioni:

$$\begin{cases} \Pi_{DCM} = 2\pi \frac{k}{1-D} \left\{ \frac{k}{1-D} - 1 \right\} D^2 = \frac{P}{P_N} \\ P = P_{Cell} = \frac{V_g V_{eq} - V_g^2}{R_{eq}} \end{cases}$$

Si ottiene:

$$\frac{2\pi k^2 D^2 R_{eq}}{(1-D)^2} - \frac{2\pi k D^2 R_{eq}}{(1-D)} = \frac{(kn_{12}V_B) V_{eq} - (kn_{12}V_B)^2}{R_{eq}} \left( \frac{X_L}{V_B^2} \right),$$

dalla quale si ricava un'equazione di secondo grado spuria nell'incognita  $k$ .

$$\left( 2\pi R_{eq} D - n_{12}^2 X_L (1-D)^2 \right) V_B k^2 - \left( \frac{2\pi R_{eq} V_B D^2}{(1-D)} + n_{12} V_{eq} X_L \right) (1-D)^2 k = 0.$$

Scartando la soluzione nulla, la soluzione per  $k$  è data da:

$$k = \frac{2\pi R_{eq} V_B D^2 (1-D) + n_{12} V_{eq} X_L (1-D)^2}{2\pi R_{eq} V_B D^2 - n_{12} X_L V_B (1-D)^2}. \quad (4.48)$$

Ricavando ancora una volta la formula inversa da (4.43) si arriva a

$$M_{DCM} = \frac{2\pi R_{eq} V_B D^2 - n_{12} X_L V_B (1-D)^2}{\left( 2\pi R_{eq} V_B D^2 (1-D) + n_{12} V_{eq} X_L (1-D)^2 \right) n_{12} F}. \quad (4.49)$$

$D \geq 0.5$

Allo stesso modo, da:

$$\begin{cases} \Pi_{DCM} = 2\pi k \left\{ \frac{k}{1-D} - 1 \right\} (1-D) = \frac{P}{P_N} \\ P = P_{Cell} = \frac{V_g V_{eq} - V_g^2}{R_{eq}} \end{cases}$$

si ottiene:

$$2\pi k^2 R_{eq} - 2\pi k (1-D) R_{eq} = \frac{(kn_{12}V_B) V_{eq} - (kn_{12}V_B)^2}{R_{eq}} \left( \frac{X_L}{V_B^2} \right),$$

dalla quale si ricava:

$$(2\pi R_{eq} - n_{12}^2 X_L) V_B k^2 - (2\pi R_{eq} V_B (1-D) + n_{12} V_{eq} X_L) k = 0.$$

Scartando nuovamente la soluzione  $k = 0$ , risulta:

$$k = \frac{2\pi R_{eq} V_B (1-D) + n_{12} V_{eq} X_L}{2\pi R_{eq} V_B - n_{12}^2 X_L V_B}, \quad (4.50)$$

ed infine:

$$M_{DCM} = \frac{2\pi R_{eq} V_B - n_{12}^2 X_L V_B}{(2\pi R_{eq} V_B (1-D) + n_{12} V_{eq} X_L) n_{12} F}. \quad (4.51)$$

Si può notare che i parametri che influenzano il rapporto di conversione in funzionamento DCM sono gli stessi del funzionamento in CCM.

Infine, sempre dalla (4.43), una volta ricavato il rapporto di conversione in qualsiasi condizione operativa, si può ottenere il valore della tensione  $V_g$ , e di conseguenza anche i valori di corrente d'ingresso e di potenza assorbita, tramite le relazioni:

$$V_g = \frac{V_o}{M}, \quad (4.52)$$

$$I_g = \frac{V_{eq} - V_g}{R_{eq}}. \quad (4.53)$$

## 4.5 Condizioni di Soft-Switching

In questa sezione vengono analizzate le condizioni necessarie affinché il convertitore realizzi delle commutazioni di tipo soft-switching.

In particolare, verranno implementate commutazioni *ZVS* (*zero voltage switching*). Il meccanismo consiste nell'imporre durante la commutazione una corrente di segno opportuno, tale da attivare il diodo in antiparallelo al mosfet di potenza, il quale, almeno idealmente, si comporta come un cortocircuito e quindi tende a mantenere una tensione nulla. Il prodotto tensione-corrente ai capi del dispositivo in commutazione viene perciò azzerato, riducendo quindi le perdite in commutazione.



Per poter analizzare meglio le commutazioni degli interruttori del ponte ed individuare le eventuali condizioni di soft-switching, in modo da capire quando effettivamente vengono sfruttate, è utile analizzare prima con maggior dettaglio alcuni comportamenti del convertitore, in particolare l'andamento delle correnti dei due rami  $i_a$  e  $i_b$ .

A tale scopo, riportiamo una spiegazione nel dettaglio delle varie fasi di funzionamento nel caso di  $D \geq 0.5$ , per poi commentare il caso  $D \leq 0.5$ .

### $D \geq 0.5$

*Intervallo*  $0 < \theta \leq \beta$

All'istante  $\theta = 0$ , si ha la commutazione della gamba  $a$ , con l'interruttore  $S_{aH}$  che si accende mentre nella gamba  $b$  l'interruttore  $S_{bL}$  continua a rimanere acceso. Le correnti negli avvolgimenti primari sono date dalle seguenti espressioni:

$$i_a = i_{ma} - \frac{i_L}{n_{12}} = i_{ma} - i_{Lp} \quad (4.54)$$

$$i_b = i_{mb} + \frac{i_L}{n_{12}} = i_{mb} + i_{Lp}, \quad (4.55)$$

dove  $i_m$  è la corrente sull'induttanza di magnetizzazione mentre  $i_{Lp}$  è la corrente al secondario riportata all'avvolgimento primario. Si osservi come, data la particolare connessione degli avvolgimenti al secondario, la corrente  $i_{Lp}$  si sommi alla corrente magnetizzante  $i_{mb}$ , determinando un aumento della corrente che scorre nell'interruttore  $S_{bL}$ , e contemporaneamente si sottragga alla corrente  $i_{ma}$  nel ramo  $a$ . Notiamo inoltre che, durante la conduzione di  $S_{aH}$ , la corrente  $i_a$  corrisponde alla corrente del condensatore di clamp  $C_{CL}$  del ramo  $a$  (analogamente la corrente  $i_b$  per il ramo  $b$ ).

È possibile calcolare il valore medio della corrente magnetizzante in questo modo (si tenga presente che i due rami sono identici e il valor medio di  $i_L$  è nullo):

$$I_M = \frac{I_g}{2} = \frac{1}{2} \left( \frac{V_{eq} - V_g}{R_{eq}} \right) = \frac{1}{2} \left( I_{cc} - \frac{V_g}{R_{eq}} \right), \quad (4.56)$$

dove è stato definito il parametro  $I_{cc} = \frac{V_{eq}}{R_{eq}}$ . Introducendo inoltre il parametro  $\rho_{eq} = \frac{R_{eq}}{X_L}$ , in forma normalizzata si ottiene:

$$\begin{aligned} J_M &= \frac{I_M}{I_N} = \frac{1}{2} \left( J_{cc} - \frac{V_g}{R_{eq}} \frac{X_L}{V_B} \right) \\ &= \frac{1}{2} \left( J_{cc} - \frac{1}{\rho_{eq}} \frac{V_g}{V_B} \right) = \frac{1}{2} \left( J_{cc} - \frac{n_{12}k}{\rho_{eq}} \right). \end{aligned}$$

Il valore del ripple picco-picco di corrente magnetizzante è dato da:

$$\Delta I_{m_{pk-pk}} = \frac{V_g}{X_m} 2\pi D, \quad (4.57)$$

ed in forma normalizzata risulta:

$$\begin{aligned}\Delta J_{m_{pk-pk}} &= \frac{V_g}{X_m} 2\pi D \frac{X_L}{V_B} = \frac{V_g}{V_B} 2\pi D \lambda \frac{1}{n_{12}^2} = \\ &= \frac{2\pi\lambda D}{n_{12}} k,\end{aligned}\quad (4.58)$$

dove si è introdotto il parametro adimensionale:

$$\lambda = \frac{n_{12}^2 L}{L_M}. \quad (4.59)$$

I valori massimo e minimo della corrente magnetizzante normalizzati sono perciò dati dalle seguenti espressioni:

$$J_{m_{max}} = J_m + \frac{\Delta J_{m_{pk-pk}}}{2} = \frac{1}{2} \left( J_{cc} - \frac{n_{12}k}{\rho_{eq}} \right) + \frac{2\pi\lambda D}{n_{12}} k \quad (4.60)$$

$$J_{m_{min}} = J_m - \frac{\Delta J_{m_{pk-pk}}}{2} = \frac{1}{2} \left( J_{cc} - \frac{n_{12}k}{\rho_{eq}} \right) - \frac{2\pi\lambda D}{n_{12}} k. \quad (4.61)$$

In questa situazione la corrente magnetizzante  $i_{ma}$  comincia a decrescere linearmente a partire dal suo valore di picco, mentre la corrente  $i_{mb}$  continua a decrescere linearmente. La corrente nel ramo  $a$  nell'istante  $\theta = 0$  vale:

$$i_a(0) = i_{ma}(0) - \frac{i_L(0)}{n_{12}} = I_{m_{max}} - \frac{I_0}{n_{12}}.$$

Affinchè la commutazione all'accensione (*turn-on*) di  $S_{aH}$  avvenga in modalità *ZVS*, la corrente  $i_a(0)$  deve essere positiva. Pertanto, la condizione di soft-switching per la gamba  $a$  nell'istante  $\theta = 0$  si verifica tramite:

$$\begin{aligned}J_a(0) &= J_{m_{max}} - \frac{J_0}{n_{12}} = \\ &= \frac{1}{2} \left( J_{cc} - \frac{n_{12}k}{\rho_{eq}} \right) + \frac{2\pi\lambda D}{n_{12}} k - \frac{\pi}{2n_{12}} \left( \frac{1-D}{k} - \frac{\beta}{\pi} \right) \left( 1 + \frac{k}{1-D} \right) \geq 0.\end{aligned}\quad (4.62)$$

Si può osservare che se  $J_0$  è negativa, tale condizione è sempre soddisfatta, dato che il picco della corrente magnetizzante è sempre positivo.

**Intervallo**  $\beta < \theta \leq \pi$

Nell'istante  $\theta = \beta$ , si ha una nuova commutazione della gamba  $a$ , con  $S_{aH}$  che si spegne ed  $S_{aL}$  che si accende. La corrente  $i_a$  è data dalla differenza tra la corrente magnetizzante che in  $\beta$  raggiunge il suo valore minimo e la corrente  $i_{Lp}(\beta)$  che è positiva. Per avere soft-switching, lo spegnimento di  $S_{aH}$  deve avvenire con  $i_a \leq 0$ . La condizione da imporre risulta quindi:

$$\begin{aligned}j_a(\beta) &= J_{m_{min}} - \frac{J_2}{n_{12}} = \\ &= \frac{1}{2} \left( J_{cc} - \frac{n_{12}k}{\rho_{eq}} \right) - \frac{2\pi\lambda D}{n_{12}} k - \frac{\pi}{2n_{12}} \left( \frac{1-D}{k} - \frac{\beta}{\pi} \right) \left( \frac{k}{1-D} - 1 \right) \leq 0.\end{aligned}\quad (4.63)$$

In questa situazione infatti lo spegnimento di  $S_{aH}$  è dissipativo (*hard-switching*), ciò nonostante la corrente causa l'entrata in conduzione del diodo interno a  $S_{aL}$  al turn-on di quest'ultimo, facendo sì che avvenga in modalità *ZVS*.

Osservando che, durante l'intervallo di conduzione di  $S_{aH}$  (ovvero  $0 \leq \theta \leq \beta$ ), la corrente  $i_a(\theta)$  corrisponde alla corrente nel condensatore di clamp, si deduce che quest'ultima deve necessariamente avere valore medio nullo a regime. Dato che gli andamenti delle correnti magnetizzanti e della corrente a secondario sono monotoni (rispettivamente decrescente e crescente con andamento lineare a tratti), ne consegue che la corrente in tale tratto deve cambiare di segno: in questo modo la condizione (4.63) è soddisfatta.

**Intervallo**  $\pi < \theta \leq \pi + \beta$

Nell'istante  $\theta = \pi$ , avviene questa volta la commutazione della gamba  $b$ , con  $S_{bL}$  che si spegne ed  $S_{bH}$  che si accende. Si può creare un'analogia con la commutazione della gamba  $a$  nell'istante  $\theta = 0$ , ed imporre stavolta la condizione

$$i_b(\pi) = I_{m_{max}} + \frac{i_L(\pi)}{n_{12}} \geq 0.$$

Tale condizione è quindi equivalente alla (4.63)

**Intervallo**  $\pi + \beta < \theta \leq 2\pi$

Nell'istante  $\theta = \pi + \beta$  la gamba  $b$  commuta nuovamente con l'interruttore  $S_{bH}$  che si spegne e  $S_{bL}$  che si accende. Tale situazione è del tutto identica alla commutazione della gamba  $a$  nell'istante  $\theta = \beta$  e valgono le stesse considerazioni.

## D ≤ 0.5

Ripetiamo l'analisi nel caso di duty-cycle minore di 0.5, sfruttando le considerazioni precedentemente fatte e mettendo in luce le differenze.

**Intervallo**  $0 < \theta \leq \beta$

All'istante  $\theta = 0$  avviene la commutazione della gamba  $b$  con l'accensione dell'interruttore  $S_{bL}$ . In questa situazione si può verificare che la corrente  $i_b(0)$ , data ancora dalla relazione (4.55), risulti positiva. L'accensione di  $S_{bL}$  è quindi di tipo *hard*. Allo stesso istante però avviene anche lo spegnimento di  $S_{bH}$ , che con corrente  $i_b \geq 0$  può avvenire in modalità *ZVS*.

**Intervallo**  $\beta < \theta \leq \pi$

All'istante  $\theta = \beta$  l'interruttore  $S_{bL}$  si spegne e conseguentemente si accende l'interruttore  $S_{bH}$ . Anche in questo caso la corrente  $i_b$  è positiva, per cui anche lo spegnimento di  $S_{bL}$  è dissipativo (*hard*), mentre l'accensione di  $S_{bH}$  è non dissipativa (*ZVS*).

**Intervallo**  $\pi < \theta \leq \pi + \beta$

All'istante  $\theta = \pi$  la situazione per la gamba  $a$  è analoga a quella della gamba  $b$  in  $\theta = 0$ , ovvero con corrente  $i_a \geq 0$  che consente uno spegnimento di tipo *ZVS* per l'interruttore  $S_{aH}$  ed un accensione di tipo *hard* per l'interruttore  $S_{aL}$ .

**Intervallo**  $\pi + \beta < \theta \leq 2\pi$

All'istante  $\theta = \pi + \beta$ , analogamente a quanto descritto per l'istante  $\theta = \beta$  per la gamba  $b$ , si ha lo spegnimento di  $S_{aL}$  dissipativo (*hard*) e l'accensione di  $S_{aH}$  non dissipativo (*ZVS*).

Possiamo ora riassumere i risultati delle analisi delle commutazioni fin qui svolte nelle seguenti tabelle:

Tabella 4.1: Commutazioni degli interruttori nel caso  $D \geq 0.5$

	$S_{aL}$	$S_{aH}$	$S_{bL}$	$S_{bH}$
Turn On	ZVS	ZVS	ZVS	ZVS
Turn Off	Hard	Hard	Hard	Hard

Tabella 4.2: Commutazioni degli interruttori nel caso  $D \leq 0.5$

	$S_{aL}$	$S_{aH}$	$S_{bL}$	$S_{bH}$
Turn On	Hard	ZVS	Hard	ZVS
Turn Off	Hard	ZVS	Hard	ZVS

Si osservi come, in entrambi i casi, metà delle commutazioni possibili sono di tipo *soft-switching*, sebbene con meccanismi differenti a seconda del duty-cycle corrente. Ciò si tradurrà in un notevole vantaggio dal punto di vista dell'efficienza del convertitore.

## 4.6 Stress sui componenti

### 4.6.1 Interruttori

La tensione a cui viene sottoposto ciascun interruttore di clamp, come ricavato in (4.4), vale:

$$V_{S_{aL}} = V_{S_{aH}} = V_{S_{bL}} = V_{S_{bH}} = V_{CL} = \frac{Vg}{1-D}, \quad (4.64)$$

ovvero dipende dal duty-cycle ed aumenta all'aumentare di quest'ultimo. Al massimo duty-cycle si avrà la massima  $V_{cl}$  equivalente quindi al massimo stress di tensione sugli interruttori. Per quanto riguarda gli stress di corrente, gli interruttori principali sono attraversati da una corrente che è data dal contributo della corrente magnetizzante, il cui valore medio è pari a metà della corrente in ingresso, e dalla corrente primaria, la quale è a sua volta data dalla corrente  $i_L$  amplificata dal rapporto spire. Ne consegue che il valore di corrente che devono sostenere è elevato.

Diversamente, gli interruttori di clamp  $S_{aH}$  e  $S_{bH}$  sono attraversati da una corrente più bassa, dato che i due contributi tendono a sottrarsi in fase di conduzione del relativo interruttore.

### 4.6.2 Condensatori di Clamp

Ciascun condensatore di clamp è sottoposto alla tensione  $V_{CL}$ , ed è attraversato dalla corrente di clamp quando gli interruttori  $S_{aH}$  e  $S_{bH}$  sono in conduzio-

ne. Possiamo quindi estendere i risultati per gli stress di tensione e corrente determinati precedentemente per gli interruttori.

### 4.6.3 Diodi

Ciascun diodo di raddrizzamento a secondario, quando si trova in interdizione, è sottoposto all'intera tensione d'uscita. Per quanto riguarda lo stress di corrente, essendo percorso da un semiperiodo della corrente  $i_L$ , la corrente di picco equivale al valore di picco della corrente al secondario:

$$i_{D1,max} = i_{D2,max} = i_{L,max}, \quad (4.65)$$

mentre considerando il valore efficace si ricava la seguente relazione:

$$i_{D1,eff} = i_{D2,eff} = \frac{i_{L,eff}}{\sqrt{2}} \quad (4.66)$$

### 4.6.4 Mutui induttori

Analizzando le sollecitazioni di corrente, ciascun avvolgimento primario di un mutuo induttore viene attraversato rispettivamente dalla corrente  $i_a$  e  $i_b$ , mentre entrambi gli avvolgimenti secondari sono percorsi dalla corrente  $i_L$ .



## Capitolo 5

# Dimensionamento, simulazione e realizzazione del convertitore

### 5.1 Procedura di dimensionamento

In questa sezione vengono presentate le equazioni relative al corretto dimensionamento del convertitore, effettuato in riferimento alla specifica applicazione che si vuole implementare. L'idea è di fare lavorare la cella a combustibile in modo quanto più possibile stazionario. Di conseguenza, il convertitore DC-DC situato a valle viene fatto lavorare in un determinato punto di lavoro costante, tipicamente tale da garantire il trasferimento della potenza nominale della cella a combustibile o di una sua quota significativa (es. 80%).

Le specifiche presentate nella successiva sottosezione devono quindi necessariamente includere le caratteristiche proprie della sorgente, quali la tensione a vuoto  $V_{eq}$  e la resistenza di uscita  $R_{eq}$ , con i valori ricavati nel capitolo 3.

#### 5.1.1 Specifiche di partenza

Le specifiche su cui si basa il dimensionamento del convertitore sono le seguenti:

- *Tensione a vuoto della cella a combustibile*..... $V_{eq} = 45.8$  V
- *Resistenza serie equivalente*..... $R_{eq} = 0.37$   $\Omega$
- *Tensione di uscita*..... $V_o = 400$  V
- *Potenza nominale*..... $P_{max} = 1000$  W
- *Frequenza di switching*..... $f_{SW} = 100$  kHz
- *Ripple di corrente sull'induttanza magnetizzante*..... $r_{im} = 0.4$
- *Ripple di tensione sui condensatori*..... $r_{vc} = 0.02$
- *Massimo stress di tensione sugli interruttori*..... $V_{SW_{max}} = 100$  V

L'obiettivo è quello di determinare il rapporto spire  $n_{12}$ , il valore dell'induttanza di trasferimento energetico  $L$  e dell'induttanza magnetizzante  $L_m$  in grado di garantire le specifiche richieste. Il dimensionamento viene effettuato in modo da garantire il funzionamento *CCM* nel più ampio intervallo di duty-cycle possibile.

### 5.1.2 Calcolo del massimo e del minimo rapporto di conversione

I valori massimi e minimi del rapporto di conversione sono definiti come:

$$M_{max} = \frac{V_o}{V_{gmin}}, \quad (5.1)$$

dove  $V_{gmin}$  è la tensione d'ingresso corrispondente alla potenza nominale della cella  $P_{max}$ . Dalla equazione (4.44) si ricava un'equazione di secondo grado in  $V_g$ :

$$V_g^2 - V_{eq}V_g + P_{cell}R_{eq} = 0, \quad (5.2)$$

la quale fornisce due soluzioni, di cui quella valida per ricavare  $V_{gmin}$  corrisponde a:

$$V_{gmin} = \frac{V_{eq}}{2} + \sqrt{\frac{V_{eq}^2}{4} - R_{eq}P_{max}}. \quad (5.3)$$

Viceversa, il rapporto di conversione minimo si esprime con:

$$M_{min} = \frac{V_o}{V_{gmax}}, \quad (5.4)$$

con  $V_{gmax}$  ricavata nella sottosezione 5.1.6.

### 5.1.3 Calcolo del massimo duty-cycle

Riprendendo la (4.4), si ricava che il valore del duty-cycle massimo è determinato dal vincolo relativo allo stress di tensione massimo sugli interruttori, tramite l'equazione

$$D_{max} = 1 - \frac{V_g}{V_{swmax}}. \quad (5.5)$$

Esso viene quindi fatto corrispondere al punto a potenza nominale.

### 5.1.4 Calcolo induttanza di magnetizzazione

Tale calcolo è basato sul ripple di corrente sull'induttanza magnetizzante  $r_{im}$  impostato nelle specifiche. Dalle relazioni (4.56) e (4.57), e considerando che la massima ondulazione di corrente si ha in corrispondenza del massimo duty-cycle (quindi alla  $V_{gmin}$  e  $P_{max}$ ), si ottiene il valore dell'induttanza magnetizzante:

$$L_m = \frac{2V_{gmin}^2 D_{max}}{f_{SW} P_{max}} \quad (5.6)$$



### 5.1.5 Calcolo del rapporto spire e dell'induttanza $L$

Questi parametri vengono determinati in modo che, in corrispondenza del massimo duty-cycle, si abbia il massimo rapporto di conversione alla potenza nominale. Inoltre, vengono minimizzati gli stress di corrente sui dispositivi.

Nello specifico, il rapporto spire  $n_{12}$  viene scelto in modo da annullare il valore di corrente normalizzata a secondario  $J_0$  alla potenza nominale (minima tensione d'ingresso) e al massimo duty-cycle. Considerando quindi l'equazione (4.21), per  $D \geq 0.5$ , ed utilizzando anche l'equazione (4.43), si ottiene:

$$n_{12} = \frac{2}{FM_{max}}. \quad (5.7)$$

Questa condizione permette di ottenere il massimo valore del rapporto spire tale da garantire il funzionamento *CCM* nel punto di lavoro corrispondente alla massima potenza, come desiderato. Conseguentemente, si ha una ridotta corrente al primario, con beneficio relativo agli stress di corrente nei dispositivi dello stadio d'ingresso.

Automaticamente si determina il valore della reattanza induttiva  $X_L$  corrispondente al punto di lavoro ( $D_{max}$ ,  $M_{max}$ ). Tramite la seconda delle equazioni (4.42), e moltiplicando per la potenza di normalizzazione  $P_N$  si ricava:

$$X_L = \frac{\pi}{2} (2D_{max} - 1) \frac{(V_B)^2}{P_{max}}, \quad (5.8)$$

e di conseguenza si ricava facilmente il valore dell'induttanza  $L$  come:

$$L = \frac{X_L}{2\pi f_{sw}} \quad (5.9)$$

### 5.1.6 Calcolo del minimo duty-cycle

Al diminuire del duty-cycle, il convertitore tende alla modalità di funzionamento discontinuo. È possibile calcolare il valore limite inferiore del duty-cycle, in cui si passa dal funzionamento continuo al funzionamento discontinuo. Tale valore viene indicato con  $D_{min}$ , e sarà corrispondente al punto di lavoro relativo a  $M_{min}$ , e quindi a  $V_{g_{max}}$  e  $P_{min}$ . Ancora una volta, dato il legame univoco esistente tra duty-cycle e tensione d'ingresso, si ricava il valore di  $V_{g_{min}}$  (o equivalentemente  $M_{min}$ ).

Dalla prima delle relazioni (4.35) si ottiene:

$$D_{min} = \frac{1}{1 + 2k_{lim}} = \frac{1}{1 + \frac{2}{n_{12}FM_{min}}}. \quad (5.10)$$

Combinando le equazioni (4.40) e (4.44), e calcolando la risultante nel valore  $D_{min}$  dato dalla (5.10), si ricava:

$$\pi n_{12} R_{eq} F^3 M^3 - 2 \left( \pi R_{eq} - n_{12} \frac{V_{eq}}{V_B} X_L \right) F^3 - 2 \left( n_{12} X_L F - 2 \frac{V_{eq}}{V_B} X_L \right) F - 4 X_L = 0. \quad (5.11)$$

Risolviendo l'equazione per via numerica e scartando le soluzioni complesse si ottengono i valori di  $M_{min}$  e  $V_{g_{max}}$ , ed infine il valore di  $D_{min}$  sostituendo nella (5.10).

### 5.1.7 Calcolo dei condensatori di clamp e di uscita

I valori delle capacità di clamp  $C_{CL}$  e di uscita  $C_o$  si determinano in base al ripple di tensione residua imposto nelle specifiche.

In generale, il ripple di tensione (picco-picco) ai capi di un condensatore si ricava dalla formula:

$$\Delta V_C = \frac{1}{\omega_{SW} C} \int i_c(\vartheta) d\vartheta,$$

dove  $\Delta V_C = r_{vC} V_C$ . Come già analizzato, la corrente sui condensatori di clamp sono le correnti  $i_a(\vartheta)$  e  $i_b(\vartheta)$  durante gli intervalli di conduzione dei rispettivi interruttori alti. La forma d'onda della corrente è con buona approssimazione di tipo triangolare: parte dal suo valore di picco e decresce, invertendosi a circa metà dell'intervallo. Il valore della capacità di clamp si calcola con la seguente formula (in questo caso come esempio quella del ramo  $a$ ), considerando il caso peggiore equivalente al duty-cycle massimo:

$$\begin{aligned} C_{CLa} &= \frac{i_{a_{max}} \frac{\beta}{2}}{2} \frac{1}{\Delta V_{CL} \omega_{SW}} = C_{CLb} \\ &= \frac{i_{a_{max}} \frac{1-D_{max}}{2}}{2} \frac{1}{\Delta V_{CL} f_{SW}}. \end{aligned} \quad (5.12)$$

Per quanto riguarda le capacità di uscita, si possono ricavare i valori di  $C_1$  e  $C_2$  tramite la formula approssimata:

$$C_1 = C_2 = \frac{P_{max}}{V_o} \frac{\Delta V_{Co}}{2f_{SW}} \quad (5.13)$$

### 5.1.8 Capacità d'ingresso

Sebbene la topologia presenti un meccanismo intrinseco di riduzione del ripple della corrente in ingresso grazie alla struttura interleaved, in fase realizzativa è possibile inserire nel circuito una capacità di filtro all'ingresso del circuito  $C_i$ , subito dopo la sorgente, in modo da rendere la corrente assorbita praticamente continua.

### 5.1.9 Risultati del dimensionamento

Dalle specifiche richieste, utilizzando le formule esposte nella sezione 5.1, si ricavano i seguenti valori limite di duty-cycle e rapporto di conversione:

- P1:  $M_{max} = 11.32$  ( $V_{g_{min}} = 35.32$  V), in corrispondenza di  $D_{max} = 0.64$
- P2:  $M_{min} = 9.31$  ( $V_{g_{max}} = 42.94$  V), in corrispondenza di  $D_{min} = 0.45$

Mentre, relativamente alla parte di potenza del circuito, i valori dei componenti ricavati sono riportati nella tabella 5.1.

I valori dei condensatori di clamp e di uscita vengono scelti in base al valore di capacità commerciali prossimi al risultato ottenuto dalla formula, mentre per la capacità d'ingresso viene scelto un valore ragionevole tale da eliminare quasi totalmente il ripple di corrente in ingresso. Per quanto riguarda i parametri relativi ai mutui induttori, si tengono i valori effettivi ottenuti.

Tabella 5.1: Valori di progetto dei componenti

Componente	Valore
induttanza di magnetizzazione $L_m$	40 $\mu\text{H}$
rapporto spire $n_{12}$	0.35
induttanza di trasferimento energetico $L$	30 $\mu\text{H}$
capacità d'ingresso $C_i$	20 $\mu\text{F}$
capacità di clamp $C_{CL}$	10 $\mu\text{F}$
capacità di uscita $C_{1,2}$	5 $\mu\text{F}$

## 5.2 Curve caratteristiche e simulazione del circuito

### 5.2.1 Grafici

Utilizzando i valori ottenuti dal dimensionamento effettuato di rapporto spire  $n_{12}$  ed induttanza  $L$ , con le formule ottenute nell'analisi delle sezioni 4.3 e 4.4, è possibile plottare gli andamenti caratteristici della potenza trasferita al carico e del rapporto di conversione in funzione del duty-cycle.

I grafici 5.1, 5.2 e 5.3 illustrano tali andamenti. Per ottenere il grafico della effettiva potenza trasferita al carico di figura 5.2, è sufficiente moltiplicare i valori ottenuti di potenza normalizzata per il valore di potenza di normalizzazione  $P_N$ .

Le linee tratteggiate di ogni grafico separano le aree di modalità di funzionamento continuo o discontinuo. Notiamo come, in ogni caso, con i valori impostati gli andamenti siano costituiti da una sola linea, come sottolineato nell'analisi del convertitore.

Notiamo inoltre nel grafico di figura 5.3 come in corrispondenza del valore di duty-cycle 0.35 il convertitore entri nella zona *No Operation*. In tale regione non viene soddisfatta la condizione 4.11, per cui non è possibile avere trasferimento di potenza verso l'uscita. Quindi, al di sotto di tale valore, il convertitore non funziona. Analogamente si notano come anche i grafici di potenza e potenza normalizzata trasferita al carico assumono valore solo dal valore 0.35 in poi.

Nei grafici sono inoltre riportati i punti di lavoro  $P_1$  e  $P_2$  corrispondenti agli estremi del range di funzionamento continuo.

### 5.2.2 Risultati delle simulazioni

In ogni progetto, al fine di verificare il comportamento del circuito e la validità delle equazioni, è indispensabile simulare con appositi programmi il funzionamento dell'intero circuito convertitore. Nello specifico in questo lavoro verrà utilizzato a tale scopo il programma *Matlab*<sup>®</sup> ed il suo tool di simulazione *Simulink*<sup>®</sup>. Inoltre, verrà utilizzato un ulteriore tool specifico per la simulazione di circuiti di potenza, denominato *Plecs*<sup>®</sup>.

In figura 5.4 viene illustrato lo schema a blocchi principale *Simulink*<sup>®</sup> per effettuare le simulazioni del convertitore a catena aperta.

Esso è costituito dal circuito modulatore, il quale provvede a dare gli opportuni comandi ad ogni interruttore, dal circuito di potenza realizzato nel blocco *IBCI* e da vari blocchi per misurare gli andamenti nel tempo delle grandezze di interesse.

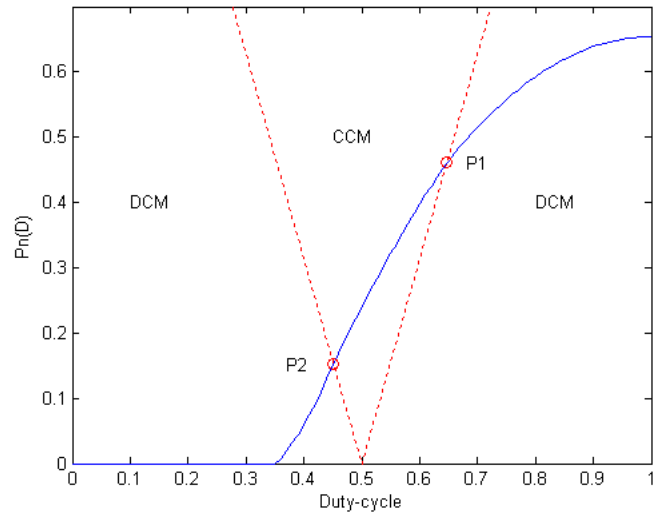


Figura 5.1: Potenza normalizzata trasferita al carico

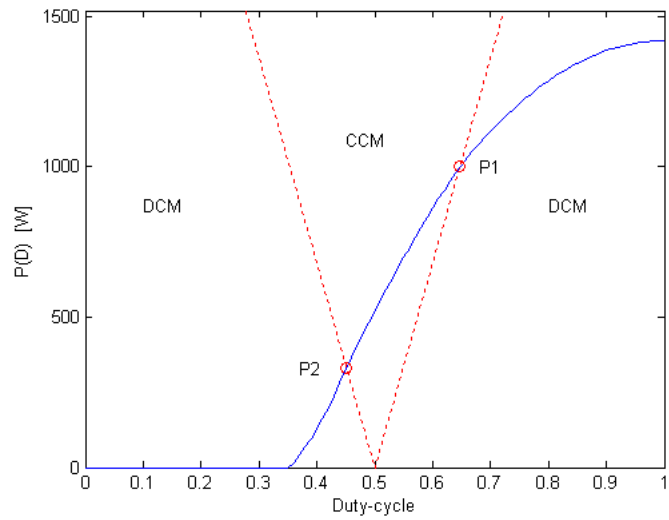


Figura 5.2: Potenza trasferita al carico

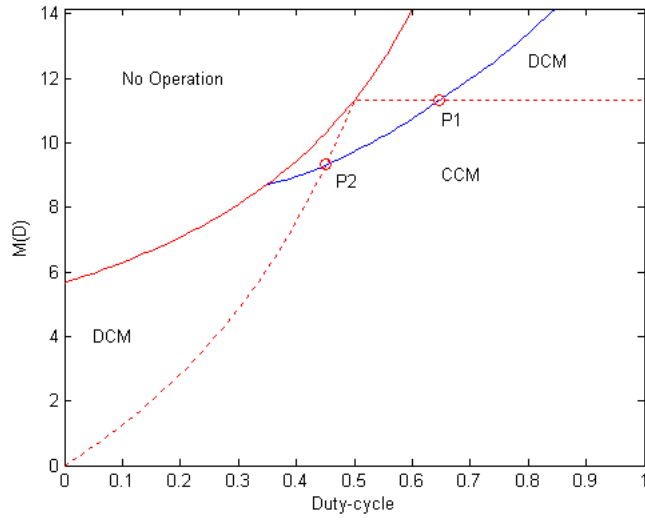


Figura 5.3: Rapporto di conversione

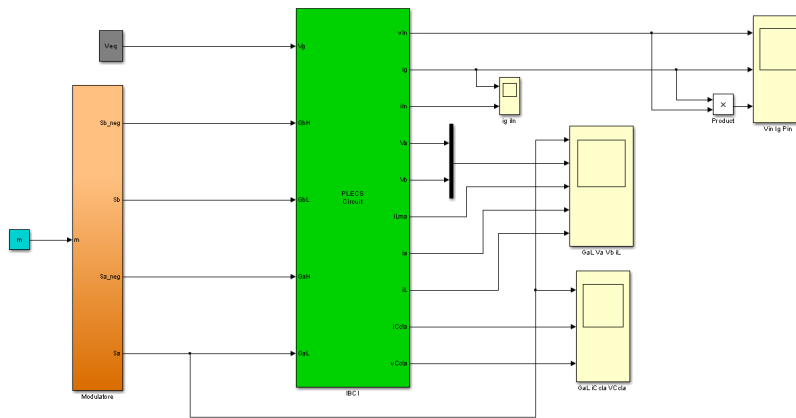


Figura 5.4: Schema a Blocchi a catena aperta

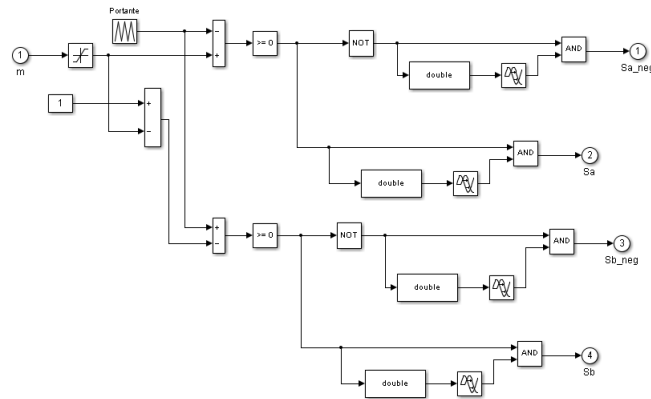


Figura 5.5: Modulatore PWM interleaved

In figura 5.5 viene illustrato in dettaglio l'interno del blocco modulatore. Esso si rifà ad un classico schema di modulatore a pwm, con alcune complicazioni dovute alla struttura interleaved. Il segnale portante è costituito da un'onda triangolare simmetrica a frequenza pari alla  $f_{SW}$ , il quale viene confrontato tramite un comparatore al segnale modulante  $m$ , che costituisce l'ingresso del modulatore ed equivale al duty-cycle corrente, e sdoppiato in due rami di cui uno costituisce il segnale complementare, in modo da pilotare correttamente una gamba del convertitore.

Tale struttura viene poi ripetuta utilizzando la versione negata del segnale modulante per creare i segnali di pilotaggio della seconda gamba.

Inoltre, si nota come sia stata implementata una rete di ritardo all'uscita di ogni percorso (la quale necessariamente sarà presente nel prototipo finale realizzato) in modo da potere eventualmente introdurre un tempo morto tra i due segnali complementari di una gamba, così da verificarne l'effetto anche nelle simulazioni.

In figura 5.6 è rappresentato lo schema del convertitore *IBCI*.

In accordo con l'analisi fatta, in ingresso è stato posto un generatore di tensione ideale e una resistenza serie, per simulare le caratteristiche della cella a combustibile. Inoltre, è già presente il condensatore d'ingresso  $C_i$ . Lato uscita sono stati posti due generatori di tensione ideali di 200 V ciascuno, in modo da simulare l'uscita a 400 V costanti. In questo modo, analizziamo principalmente le grandezze dal lato ingresso, quali la corrente d'ingresso prima e dopo la capacità di filtro (rispettivamente  $i_g$  ed  $i_{In}$ ), la corrente di un ramo d'ingresso ( $i_a$ ) e la rispettiva corrente sull'induttanza magnetizzante ( $i_{Lm}$ ), oltre alle tensioni e correnti sui rami delle reti di clamp ( $i_{Cla}$  e  $v_{Cla}$ ).

A secondario viene monitorato l'andamento della corrente sull'induttanza di trasferimento energetico  $L$  ( $i_L$ ), ed è possibile osservare anche l'andamento delle tensioni ai suoi capi ( $v_a$  e  $v_b$ ).

Utilizzando le simulazioni, è possibile effettuare una caratterizzazione com-

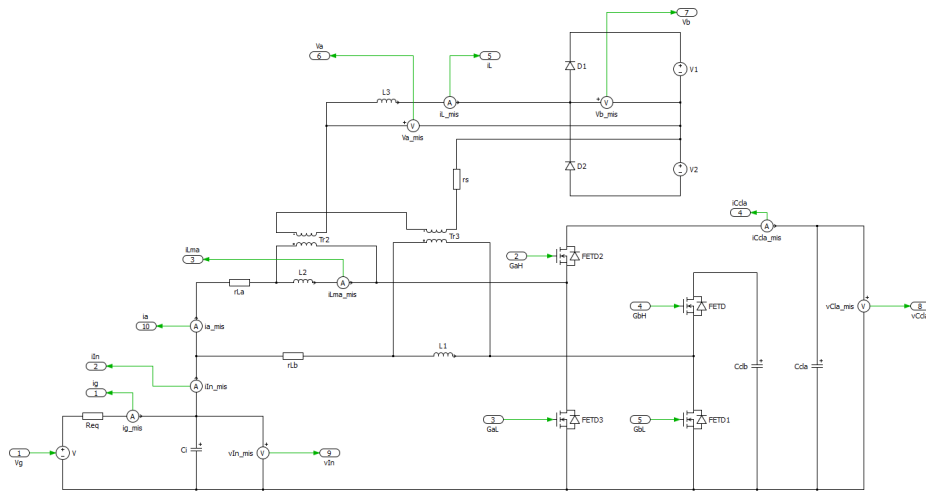


Figura 5.6: Schema del convertitore Interleaved Boost with Coupled Inductors (IBCI) implementato in PLECS<sup>©</sup>

Tabella 5.2: Simulazione del convertitore con sorgente linearizzata

D	$V_{in}$ [V]	$I_{in}$ [A]	$P_{in}$ [W]	$V_{Clamp}$ [V]	$i_{L_{max}}$ [A]	Modo
0.4	44.71	2.94	131.46	74.36	1.53	DCM
0.45	42.95	7.68	329.90	77.81	3.28	CCM
0.5	41.09	12.72	522.66	81.70	5.18	CCM
0.55	39.18	17.87	700.34	86.54	6.79	CCM
0.6	37.22	23.17	862.39	92.45	8.43	CCM
0.65	35.20	28.62	1007.58	99.97	10.11	DCM
0.7	33.42	33.34	1117.39	110.76	11.8	DCM

pleta del funzionamento del convertitore, andando a misurare le grandezze di interesse variando di volta in volta il duty-cycle a passi costanti. Uno degli andamenti di maggiore interesse da rilevare è quello sulla corrente  $i_L$ , il quale determina anche la modalità di funzionamento continua o discontinua. La simulazione, date le caratteristiche a catena aperta del circuito, viene effettuata impostando un valore di duty-cycle costante e rilevando gli andamenti delle grandezze una volta che questi si sono portati a regime.

In questo modo otteniamo la tabella 5.2, utilizzando i valori dei componenti calcolati nella tabella 5.1 e come sorgente il modello linearizzato della cella a combustibile:

Sovrapponendo i punti rilevati con gli andamenti 5.2 e 5.3 si ottengono i grafici di figura 5.7.

Nelle sottosezioni seguenti sono riportate le forme d'onda principali ottenute con le simulazioni.

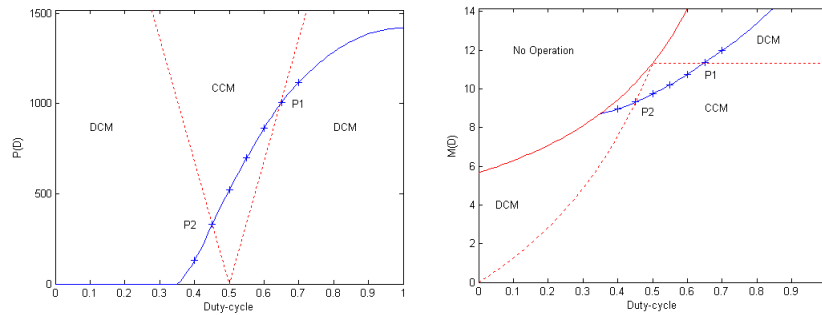


Figura 5.7: Confronto dei valori simulati con gli andamenti teorici

### Forme d'onda della corrente $i_L$ in funzionamento continuo

Nella figura 5.8 vengono riportate le forme d'onda della corrente sull'induttanza  $L$  in relazione alle tensioni  $v_a$  e  $v_b$  e al segnale di comando dell'interruttore basso della gamba  $a$  (ovvero dove si riferisce il duty-cycle). Il valore del duty-cycle in questo caso è 0.55.

### Forme d'onda della corrente $i_L$ in funzionamento discontinuo

In figura 5.9 e 5.10 vengono riportati gli andamenti di  $i_L$  nei casi di funzionamento nelle regioni DCM con duty-cycle basso ( $D = 0.4$ ) ed alto ( $D = 0.7$ ). In entrambi i casi la forma d'onda della corrente è triangolare, parte da zero e si annulla nuovamente prima della fine di un semiperiodo.

### Forme d'onda della corrente $i_L$ nei punti di lavoro limite CCM/DCM

La figura 5.11 riporta le forme d'onda della corrente  $i_L$  in corrispondenza dei punti di lavoro P1 e P2 identificati precedentemente, corrispondenti ai valori limite del range di funzionamento CCM.

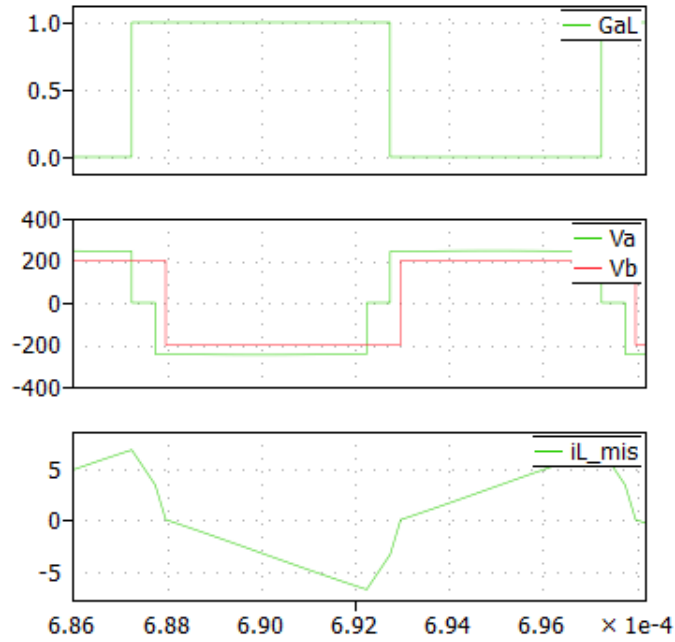
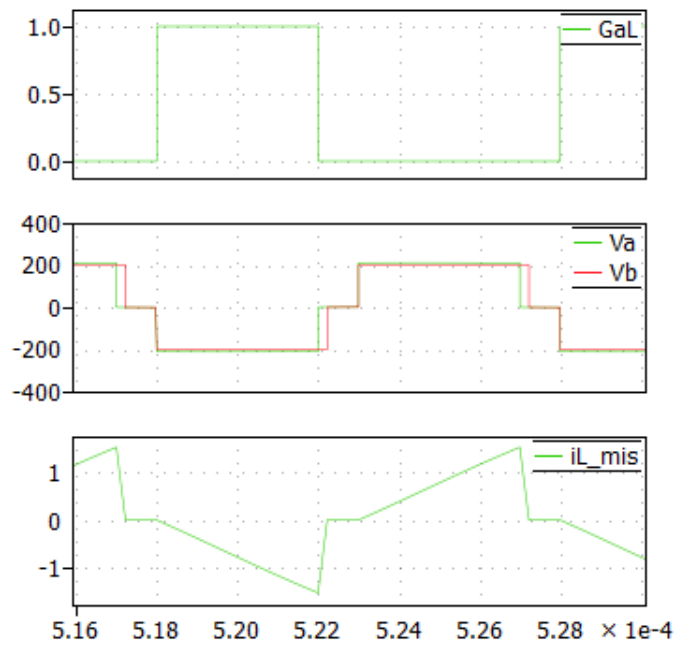
### Forme d'onda della corrente in ingresso

Dalla figura 5.12, possiamo verificare come il ripple sulla corrente in ingresso sia notevolmente diminuito grazie all'azione della capacità di filtro, rendendo la corrente assorbita dalla sorgente praticamente continua.

### Forme d'onda della tensione sui condensatori di clamp

La figura 5.13 mette in relazione la tensione sul condensatore  $C_{Cl_a}$  con il comando dell'interruttore principale della relativa gamba di commutazione. Durante la chiusura dell'interruttore  $S_{aH}$  il condensatore si carica inizialmente per poi scaricarsi quando la corrente si inverte. Notiamo come il ripple sia circa 1.5%, un po' più piccolo del valore di progetto, dato che la capacità è stata approssimata al valore commerciale appena più grande.



Figura 5.8: Andamento della  $i_L$  in funzionamento cunitiuo ( $D = 0.55$ )Figura 5.9: Andamento della  $i_L$  in funzionamento discontinuo ( $D = 0.4$ )

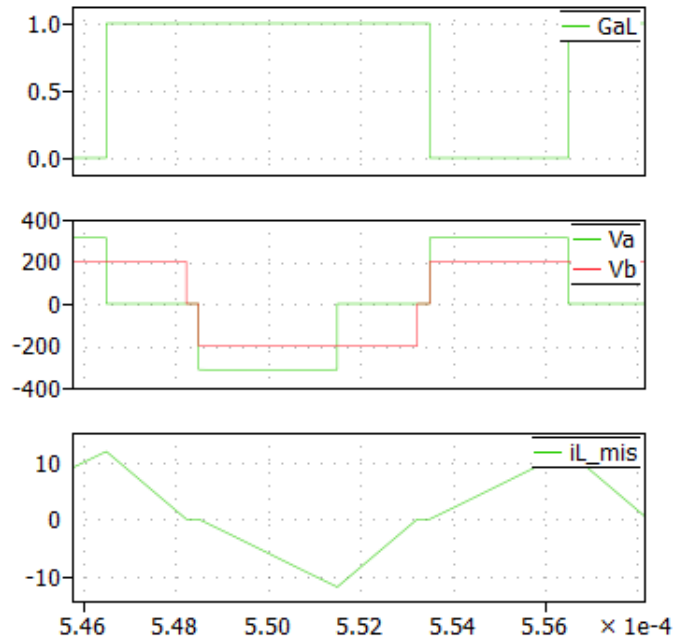


Figura 5.10: Andamento della  $i_L$  in funzionamento discontinuo ( $D = 0.7$ )

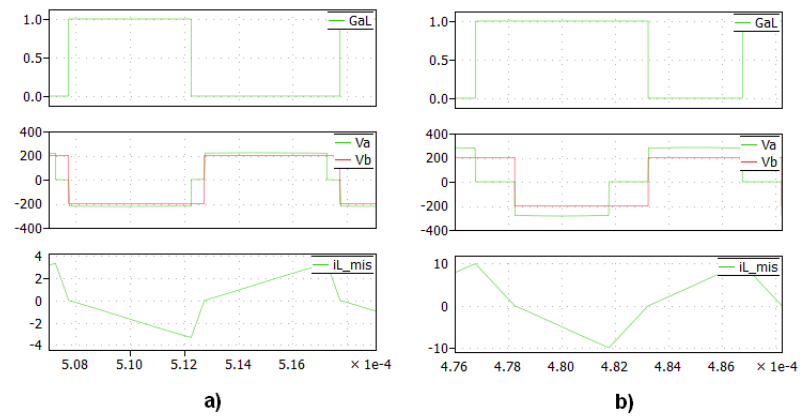


Figura 5.11: Andamento della  $i_L$  nel caso: a)  $D = D_{min}$ ; b)  $D = D_{max}$

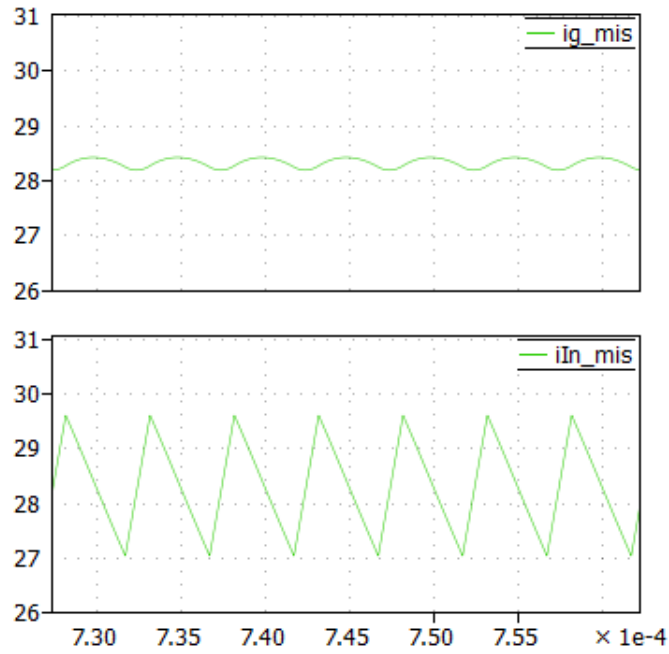


Figura 5.12: Andamento della corrente d'ingresso

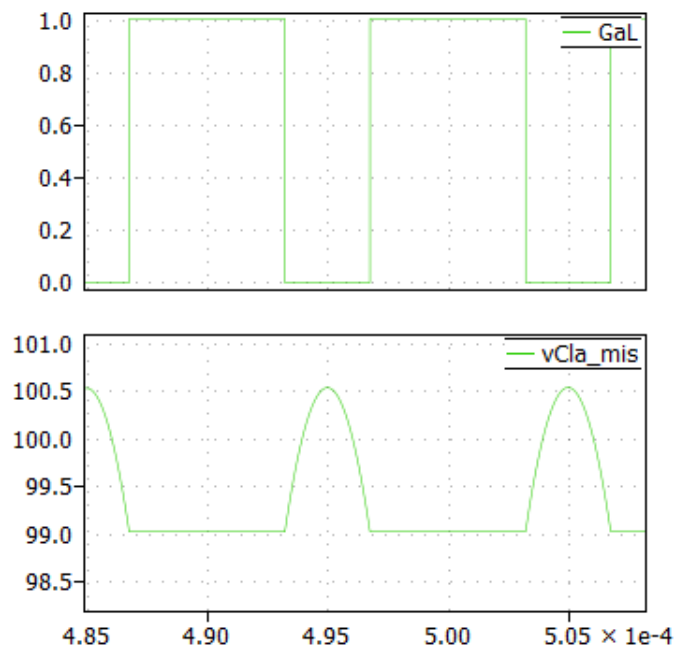


Figura 5.13: Andamento della tensione sui condensatori di clamp

### Forme d'onda di tensione, corrente e potenza assorbita all'ingresso nel punto di lavoro P1

In figura 5.14 vengono riportate e confrontate su uno stesso grafico le tre grandezze in ingresso al convertitore, ovvero corrente, tensione e potenza.

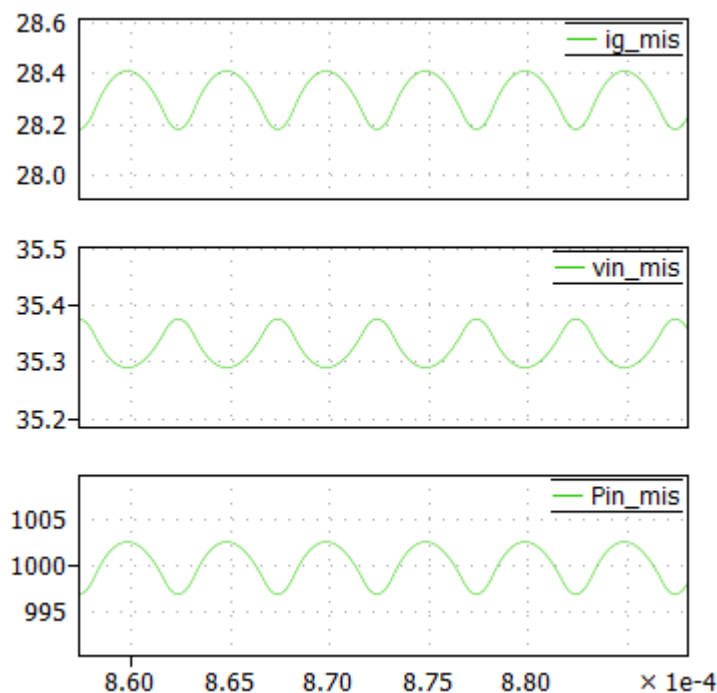


Figura 5.14: Terna di grandezze assorbite dalla sorgente nel punto di lavoro P1

### 5.2.3 Simulazione con sorgente reale

Le simulazioni presentate finora sono state effettuate utilizzando come sorgente d'ingresso del sistema il modello della cella a combustibile linearizzato in un determinato punto di lavoro. Tuttavia è possibile affinare le simulazioni, usando come modello per la cella la sua caratteristica reale non lineare del secondo ordine, ricavata nel capitolo 3 (figura 3.6). È sufficiente quindi sostituire tale modello nello schema a blocchi di *Simulink*<sup>®</sup> e rilevare le differenze con il modello lineare.

Analogamente a quanto fatto nella tabella 5.2, si riporta la nuova caratterizzazione effettuata in tabella 5.3.

Possiamo notare, confrontando i risultati con la precedente tabella 5.2, come le differenze siano più marcate a bassi duty-cycle ovvero a bassi valori di potenza. In questa zona infatti la caratteristica della cella si discosta maggiormente dall'andamento lineare. Per il resto, all'aumentare del duty cycle gli andamenti sono praticamente coincidenti

Tabella 5.3: Simulazione del convertitore con sorgente non lineare

D	$V_{in}$ [V]	$I_{in}$ [A]	$P_{in}$ [W]	$V_{Clamp}$ [V]	$i_{L_{max}}$ [A]	Modo
0.4	46.68	4.12	192.25	76.87	2.54	DCM
0.45	43.47	9.41	409.21	79.12	3.87	DCM
0.5	41.37	13.24	547	82.24	5.43	CCM
0.55	39.16	17.80	697	86.44	6.76	CCM
0.6	37.09	22.82	846.38	92.05	8.30	CCM
0.65	35.13	28.77	1010.32	100.32	10.11	CCM
0.7	33.79	34.23	1156.60	111.06	12.21	DCM

I valori limite di duty-cycle entro i quali il funzionamento del convertitore rimane in CCM sono leggermente scostati, e sperimentalmente si trovano:

- $D_{max} = 0.65$
- $D_{min} = 0.44$

### 5.3 Descrizione del prototipo di partenza

Per la realizzazione del circuito, viene utilizzato un prototipo di convertitore IBCI già esistente, ma dimensionato per funzionare ad una potenza di 2.5 kW [10]. In figura 5.15 è rappresentato lo schema a blocchi del prototipo realizzato, comprendente anche le schede per effettuare il controllo a catena aperta.

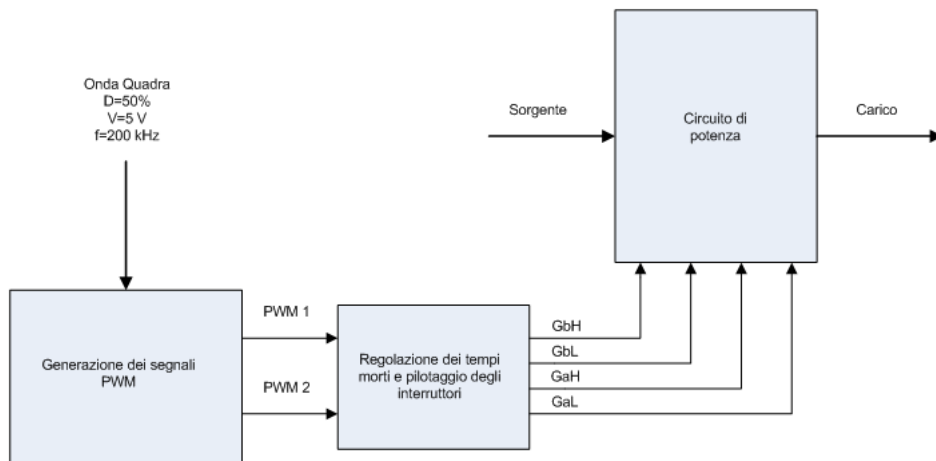


Figura 5.15: Schema a blocchi del prototipo

Esso è composto da tre schede:

- Scheda per la generazione dei segnali PWM sfasati di  $180^\circ$
- Scheda per la regolazione dei tempi morti e per il pilotaggio dei gate degli interruttori

- Scheda di potenza

Nel lavoro da svolgere si tratta quindi di andare a sostituire alcuni componenti della scheda di potenza con altri di valore relativo al dimensionamento effettuato nella sezione 5.1.9, dove la potenza massima è di 1 kW.

Nello specifico, è sufficiente sostituire i due mutui induttori, impostando così il rapporto spire  $n_{12}$ , l'induttanza magnetizzante  $L_M$  e l'induttanza al secondario  $L$  con i valori voluti, e verificando se i restanti componenti sono compatibili con le grandezze in gioco. Inoltre, è necessario controllare se la scheda per la generazione dei segnali PWM è compatibile con la frequenza di switching imposta nelle specifiche.

### 5.3.1 Scheda di potenza

Il circuito di potenza è stato implementato su una scheda a doppia faccia. Sul lato top della scheda sono stati montati componenti quali condensatori e resistenze. Nel lato bottom invece sono montati i componenti attivi quali interruttori (mosfet) e diodi. Questi ultimi sono presenti in package *Isotop*<sup>®</sup>, e sono fissati alla scheda tramite delle apposite viti.

Per ogni mosfet è presente una resistenza di gate da  $5.6 \Omega$  ed una di pull-down da  $10 \text{ k}\Omega$ . Tutta la scheda viene poi montata su un dissipatore di alluminio, nel quale la scheda si appoggia con i componenti attivi, utilizzando del grasso termico per dissipare meglio il calore.

I due mutui induttori sono situati ai bordi della scheda ed appoggiati al dissipatore; ai terminali degli avvolgimenti sono stati quindi saldati dei connettori ad occhio e fissati sulla scheda tramite delle viti.

Vengono ora analizzati i condensatori ed i componenti attivi utilizzati, verificando se sono compatibili con le grandezze del progetto.

#### Condensatori

I condensatori di clamp presenti sono da  $10 \mu\text{F}$  e  $250 \text{ V}$  in materiale MKT, mentre le capacità di uscita sono da  $5 \mu\text{F}$  e  $630 \text{ V}$  anch'esse in materiale MKT. Si deduce che i valori di capacità sono perfettamente coincidenti con i valori desiderati ed ampiamente in grado di sostenere le tensioni in gioco. La capacità d'ingresso è invece costituita da quattro condensatori da  $4.7 \mu\text{F}$  e  $250 \text{ V}$  in materiale MKT, connessi in parallelo, per cui molto simile con il valore di progetto.

#### Componenti attivi

Come interruttori vengono utilizzati quattro mosfet di tipo *IXYS 180N15P* [16], in package *Isotop*<sup>®</sup>. Essi possono sopportare uno stress di tensione di  $150 \text{ V}$  ed una corrente continua di  $150 \text{ A}$ . Per quanto riguarda i diodi viene utilizzato l'integrato in package *Isotop*<sup>®</sup> *IXYS DSEI 2x30* [17], il quale consiste in due diodi di potenza disposti in antiparallelo. Essi possono sostenere uno stress di tensione ai loro capi di  $100 \text{ V}$ , ed una corrente fino a  $70 \text{ A}$  efficaci. Tali diodi inoltre sono progettati per avere tempi di recovery inverso molto brevi, riducendo le perdite durante le commutazioni.

Entrambi i componenti (mosfet e diodi) risultano quindi sovradimensionati e perfettamente in grado di sopportare gli stress di tensione e corrente imposti dal circuito.

### 5.3.2 Generazione dei segnali PWM

La scheda per la generazione dei segnali PWM è stata realizzata in un precedente lavoro di tesi [11]. Essa implementa un sistema di controllo diretto del duty-cycle (a catena aperta). La scheda è costituita da due circuiti idealmente simmetrici, i quali forniscono il segnale PWM e la corrispondente versione sfasata di  $180^\circ$ . In ingresso richiede un segnale ad onda quadra proveniente da un generatore di funzioni, avente le seguenti caratteristiche:

- ampiezza 5 V
- duty-cycle 50%
- frequenza  $2 \cdot f_{sw}$

Il valore della frequenza in ingresso è doppio rispetto alla frequenza di commutazione desiderata, in quanto la scheda implementa un divisore di frequenza. La regolazione del duty-cycle si effettua manualmente tramite un potenziometro principale, assieme ad altri potenziometri in modo da impostare il range di variazione.

La generazione del segnale PWM è basata sull'uso dell'integrato *UC3825a* [13] prodotto da *Texas Instruments*. Come riportato nel relativo datasheet, tale integrato dispone di un oscillatore interno, la cui frequenza libera viene programmata tramite l'utilizzo di componenti passivi esterni (resistenza  $R_T$  e capacità  $C_T$ ).

Affinchè le due uscite del circuito siano sincronizzate tra loro, l'integrato viene fatto funzionare nel seguente modo: esso riceve in ingresso un segnale ad onda quadra di frequenza pari alla frequenza del segnale PWM in uscita desiderata (ovvero la frequenza di switching), e si programma la frequenza libera dell'oscillatore interno ad un valore compreso tra il 10% e il 15% inferiore alla frequenza desiderata.

Basandosi sul datasheet [13], si ricava che, utilizzando come resistenza  $R_T$  un potenziometro da 100 k $\Omega$ , il valore della capacità  $C_T$ , in modo da impostare la frequenza libera dell'oscillatore nell'intorno di 80 kHz, vale 470 pF.

### 5.3.3 Regolazione dei tempi morti e pilotaggio degli interruttori

Anche questa scheda è stata realizzata nel lavoro di tesi citato in [10]. Tale scheda è necessaria in quanto se entrambi gli interruttori di un ramo (ad es  $S_{aL}$  ed  $S_{aH}$ ) fossero contemporaneamente in conduzione, si andrebbe a cortocircuitare la relativa capacità di clamp, provocando elevate correnti e danneggiamento dei componenti. Per ogni ramo di commutazione bisogna quindi garantire un adeguato tempo di ritardo tra l'accensione di un mosfet e lo spegnimento dell'altro, e viceversa.

La scheda riceve in ingresso 2 i segnali PWM sfasati di  $180^\circ$  e fornisce in uscita direttamente i segnali di gate dei mosfet.

Per ottenere i tempi morti, si utilizza una rete di ritardo, il cui funzionamento è basato principalmente sull'utilizzo di filtri passa basso RC che creano una differenza di tempi di propagazione di due segnali logici, i quali corrispondono ai segnali di comando dei mosfet alto e basso. Tali segnali vanno in ingresso agli integrati *NCP181*, che costituiscono i driver per gli interruttori.

In particolare, si tratta di driver a mezzo ponte, necessari in quanto i terminali di source dei condensatori di clamp sono flottanti. Questi ultimi risultano compatibili con i segnali logici di pilotaggio e con le caratteristiche dei mosfet utilizzati.

## 5.4 Realizzazione degli elementi magnetici

Il dimensionamento e la realizzazione dei due mutui induttori è sicuramente la fase più importante della progettazione del convertitore, in quanto i loro parametri determinano il comportamento del circuito. Una volta scelto il nucleo magnetico adatto per il mutuo induttore, lo scopo è quello di creare manualmente gli avvolgimenti tali da garantire il rapporto spire e l'induttanza di dispersione al secondario desiderati, oltre che inserire del traferro tale da ottenere l'induttanza magnetizzante desiderata.

Data la manualità del procedimento e la difficoltà realizzativa, si cercherà perlomeno di avvicinarsi maggiormente possibile ai valori di progetto richiesti. Di seguito viene riportata la procedura di dimensionamento.

### Nucleo Magnetico

Per la realizzazione dei mutui induttori vengono utilizzati dei nuclei magnetici in ferrite di forma ad 'E', di tipo *E 55/28/21* realizzati con materiale di tipo *N27* [14]. Tale materiale è indicato per la realizzazione di trasformatori per convertitori a commutazione, con frequenze operative che vanno dai 25 kHz fino ad un massimo di 100 kHz. Presentano inoltre basse perdite ed un ingombro piuttosto contenuto.

Le caratteristiche principali riportate nel datasheet [15] utili al dimensionamento sono:

- Volume del nucleo  $V_e = 4.39 \cdot 10^{-5} \text{ m}^3$
- Area della sezione  $A_e = 3.54 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2$
- Riluttanza del nucleo  $R_{CORE} = 1/4500 \cdot 10^{-9} \text{ H}^{-1}$
- Lunghezza media per spira  $l_{turn} = 116 \cdot 10^{-3} \text{ m}$
- Induzione di saturazione  $B_{SAT} = 410 \text{ mT}$

### Calcolo spire primarie e secondarie

Nel punto di massima potenza P1, corrispondente al massimo duty-cycle, la corrente magnetizzante raggiunge il suo valore di picco massimo, dato dalle formule:

$$\Delta i_{m_{max}} = \frac{V_{g_{min}} D_{max}}{f_{SW} L_m} \quad (5.14)$$



$$i_{m_{pk}} = \frac{P_{max}}{2V_{gmin}} + \frac{\Delta i_{m_{max}}}{2} \quad (5.15)$$

Imponendo come valore di induzione massima  $B_{max} = 300$  mT, si ricava il numero di spire al primario come:

$$N_1 = \frac{i_{m_{pk}} L_m}{B_{max} A_e} \quad (5.16)$$

Il valore ricavato viene approssimato all'intero successivo, ottenendo  $N_1 = 7$ ; di conseguenza si può ricavare il numero di spire a secondario:

$$N_2 = \frac{N_1}{n_{12}} = 20 \quad (5.17)$$

dove anche questo valore è stato approssimato all'intero successivo.

### Induzione massima e stima delle perdite nel nucleo

Con il valore di  $N_1$  ricavato, è ora possibile ricavare l'induzione massima ottenibile in corrispondenza del massimo duty-cycle:

$$B_{max} = \frac{i_{m_{pk}} L_m}{N_1 A_e} = 280 \text{ mT} \quad (5.18)$$

chiaramente inferiore al valore inizialmente imposto nella specifica. Inoltre si ricava anche la componente AC dell'induzione magnetica tramite:

$$\Delta B_{max} = \frac{\Delta i_{m_{max}} L_M}{N_1 A_e} = 92 \text{ mT} \quad (5.19)$$

A questo punto prendendo tale risultato e dividendolo per due, lo si utilizza nel grafico di figura 5.16 presente nel datasheet [14], il quale fornisce una stima delle perdite del nucleo in relazione alla frequenza.

Dato che in corrispondenza di 50 mT a 100°C e alla frequenza di 100 kHz, la densità di potenza è di 45 kW/m<sup>3</sup>, nel nostro caso si stima una potenza dissipata nel nucleo pari a:

$$P_{CORE} \approx 1.5W \quad (5.20)$$

### Scelta conduttori e stima delle perdite negli avvolgimenti

Per realizzare gli avvolgimenti primari e secondari, al fine di limitare le perdite, si sceglie di utilizzare del *filo litz*. Le sezioni di ciascun avvolgimento si calcolano nel seguente modo, in base al massimo valore efficace della corrente e imponendo una densità di corrente pari a 4.2 A/mm<sup>2</sup>:

- Sezione avvolgimento primario:  $S_1 = \frac{i_{primario,eff}}{\delta_i} = \frac{21}{4.2} \approx 5mm^2$
- Sezione avvolgimento secondario:  $S_2 = \frac{i_{secondario,eff}}{\delta_i} = \frac{5}{4.2} \approx 1.2mm^2$

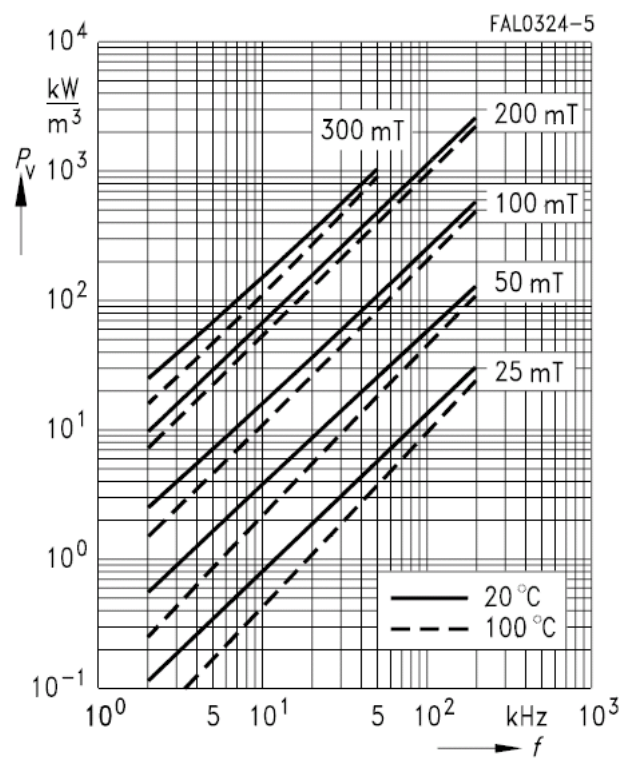


Figura 5.16: Perdite nel nucleo magnetico in relazione alla frequenza

Dai valori calcolati, si sceglie di utilizzare per l'avvolgimento primario del filo litz di diametro 3 mm, costituito da 500 fili, ciascuno di diametro 0.1 mm, mentre, per l'avvolgimento secondario, si utilizza del filo litz da 1.7 mm di diametro, costituito da 270 fili, ciascuno di diametro 0.071 mm.

A questo punto è possibile dare una stima delle perdite di conduzione negli avvolgimenti. Grazie all'uso del filo litz, con la frequenza di switching scelta si considerano solo le perdite DC, in quanto quelle AC si ritengono trascurabili. Considerando che la conducibilità del rame a 100°C vale  $\rho_{cu} = 2.3 \cdot 10^{-8} \Omega m$ , e calcolando le resistenze approssimate degli avvolgimenti usando  $l_{turn}$ , tramite le seguenti formule si ottiene:

$$R_{DC_1} = \rho_{cu} N_1 \frac{l_{turn}}{S_{cu_1}} \approx 2.6 m\Omega \quad (5.21)$$

$$R_{DC_2} = \rho_{cu} N_2 \frac{l_{turn}}{S_{cu_2}} \approx 23.5 m\Omega \quad (5.22)$$

$$P_{avv_{DC}} = R_{DC_1} (i_{primario,eff})^2 + R_{DC_2} (i_{secondario,eff})^2 \approx 1.75 W, \quad (5.23)$$

dove i valori delle correnti efficaci al primario e al secondario, data la complessità della forma d'onda, sono state calcolate mediante l'uso del simulatore.

### Calcolo del traferro

L'inserimento di un traferro tra le due metà del circuito magnetico serve ad ottenere l'induttanza magnetizzante desiderata. Considerando la forma ad E del nucleo e che gli avvolgimenti vengono effettuati entrambi sulla gamba centrale, l'induttanza magnetizzante riferita al primario si può calcolare tramite la formula:

$$L_m \approx \frac{N_1^2}{R_{CORE} + 2R_{GAP}} = \frac{N_1^2}{R_{CORE} + 2 \frac{l_{GAP}}{A_e \mu_0}} \quad (5.24)$$

da cui si ricava quindi lo spessore del traferro:

$$l_{GAP} = \frac{1}{2} \left( \left( \frac{N_1^2}{L_m} - R_{CORE} \right) \mu_0 A_e \right) = 180 \mu m \quad (5.25)$$

La formula (5.24) è in realtà approssimata, dato che l'area  $A_e$  su cui è basata la formula sarebbe in realtà più grande, in quanto parte delle linee di flusso al traferro si allargano (effetti di bordo).

### Tecniche di avvolgimento e misura delle induttanze

Al fine di ottenere l'induttanza di dispersione al secondario desiderata, è necessario avvolgere i conduttori in una determinata maniera: tenere i conduttori molto vicino o molto lontani tra di loro infatti provoca variazioni del flusso disperso (che si concatena cioè con l'aria) e quindi varia l'induttanza di dispersione primaria e secondaria.

Il lavoro si traduce quindi nel trovare la disposizione degli avvolgimenti tale che più si avvicini al valore di induttanza di dispersione al secondario voluta.

Allo scopo viene utilizzato l'impedenziometro digitale AGILENT 4294A. Per misurare l'induttanza di dispersione vista al secondario, è sufficiente collegare i terminali di quest'ultimo allo strumento, cortocircuitando il primario.

Dopo alcuni tentativi di prova, si sceglie di depositare un primo strato dell'avvolgimento secondario sulla gamba centrale, posizionando poi sopra a questo le sette spire dell'avvolgimento primario nella parte centrale della gamba. Infine si ricopre il tutto con le restanti spire dell'avvolgimento secondario.

In questo modo l'induttanza di dispersione vista al primario risulta praticamente trascurabile, mentre l'induttanza di dispersione al secondario assume valori significativi.

Per la misura dell'induttanza magnetizzante, si collega all'impedenziometro digitale l'avvolgimento primario, lasciando aperto il secondario: in realtà in questo modo si vede la serie della magnetizzante e della dispersa al primario, ma, essendo quest'ultima trascurabile, la misura è ben approssimabile alla sola magnetizzante.

Come traferro vengono utilizzati due fogli di carta, dello spessore di 110  $\mu\text{m}$  e 70  $\mu\text{m}$  rispettivamente. Dalle misure si ottengono, per entrambi i mutui induttori:

- $L_m = 44.5\mu\text{H}$
- $L_{d2} = 12\mu\text{H}$

L'induttanza magnetizzante è leggermente maggiore del valore richiesto, ma accettabile come valore. L'induttanza di trasferimento energetico, essendo la serie delle induttanze di dispersione al secondario dei due mutui induttori, risulta quindi 24  $\mu\text{H}$ , leggermente inferiore, ma anch'esso accettabile.

## 5.5 Caratteristiche del circuito con i valori reali

Un'immagine del convertitore riprogettato è riportata in figura 5.17.

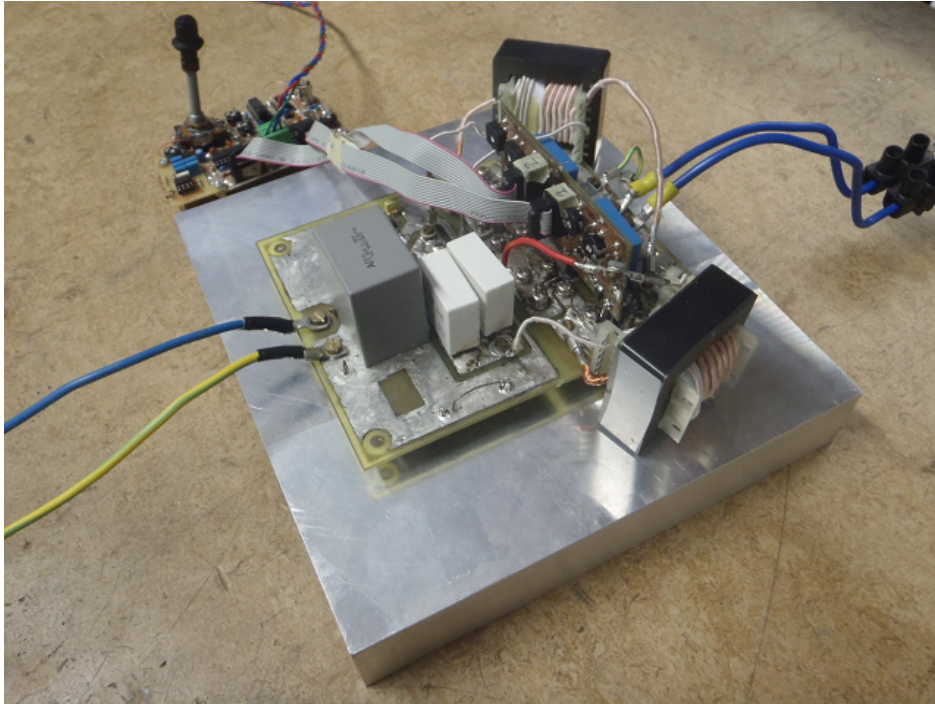


Figura 5.17: Immagine del convertitore IBCI realizzato

Tabella 5.4: Valori effettivi dei mutui induttori progettati

$n_{12}$	0.36
$L$	$24\mu H$
$L_m$	$44.5\mu H$

Una volta realizzati i due mutui induttori, è utile graficare nuovamente le caratteristiche di potenza trasferita al carico e rapporto di conversione in funzione del duty-cycle, in modo da rilevare le differenze degli andamenti dovute ai valori dei componenti ottenuti, leggermente diversi rispetto al progetto ideale.

Tramite un generatore di funzioni, fornendo ai capi dell'avvolgimento primario una tensione sinusoidale di ampiezza massima 1 V e frequenza 100 kHz e misurando la forma d'onda ai capi del secondario, si può ottenere dal rapporto il valore del rapporto spire  $n_{12}$ , il quale risulta praticamente coincidente con il valore di progetto.

Le caratteristiche di interesse dei due mutui induttori realizzati sono riassunte nella tabella 5.4.

Utilizzando i valori della tabella, i nuovi grafici sono rappresentati nelle figure 5.18 e 5.19:

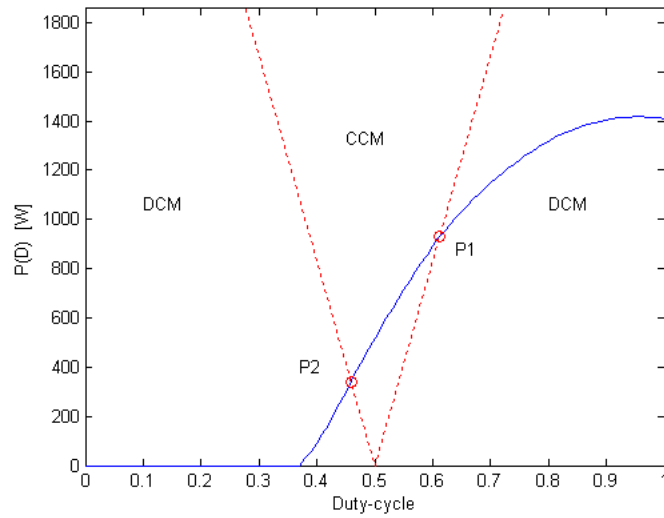


Figura 5.18: Potenza trasferita al carico con i valori reali

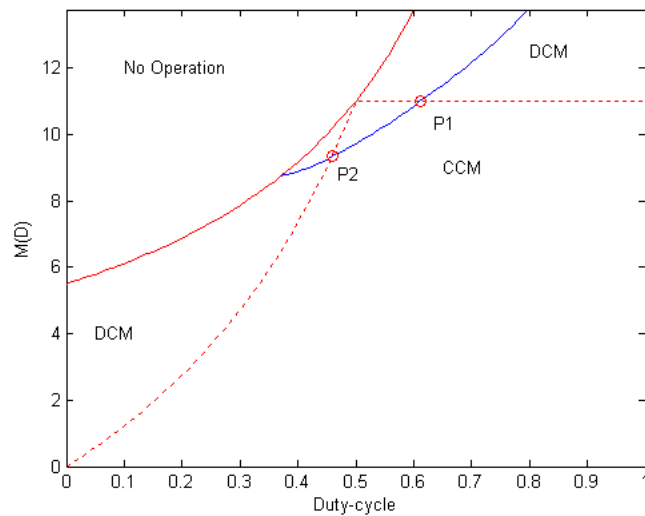


Figura 5.19: Rapporto di conversione con i valori reali

Possiamo notare come le variazioni rispetto agli andamenti ideali siano minime, ed i nuovi punti limite del funzionamento continuo P1 e P2 in questo caso si trovano rispettivamente in  $D_{max} = 0.61$  ( $P_{max} = 928$  W) e in  $D_{min} = 0.46$  ( $P_{min} = 341$  W). Saranno quindi questi grafici ad essere confrontati con le misure sperimentali sul prototipo realizzato.

Effettuando le simulazioni del sistema in questi due punti, ed inserendo inoltre nel modello dei tempi morti di 250 ns, si ricavano gli andamenti della corrente  $i_L$ , presentati in figura 5.20. Si può notare come l'effetto del tempo morto in-

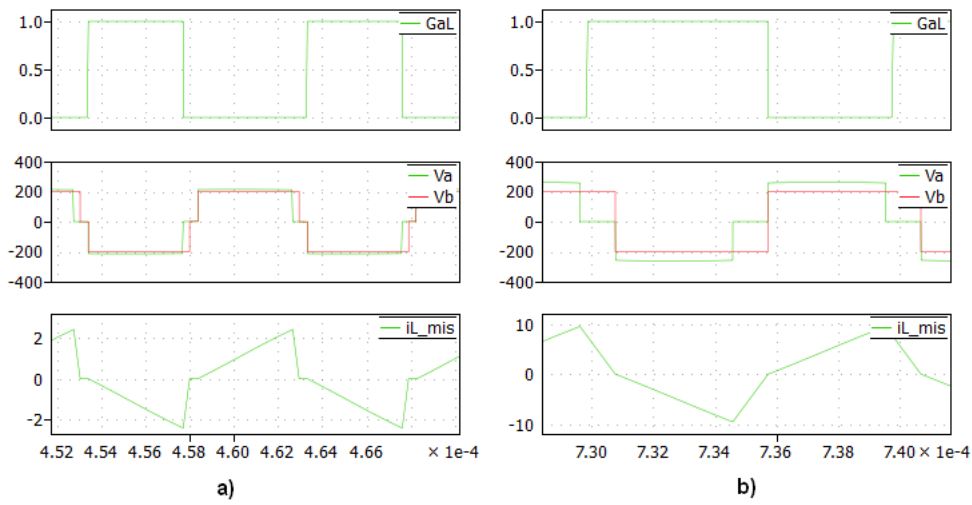


Figura 5.20: Andamento della corrente  $i_L$  con i valori dei componenti reali per duty-cycle minimo a) e massimo b)

trodotto incida particolarmente sulla forma d'onda della corrente nel punto con  $D = D_{min}$ . Infatti l'andamento non è esattamente triangolare come dovrebbe essere al limite delle due modalità di funzionamento, ma presenta una lieve discontinuità.





## Capitolo 6

# Risultati Sperimentali

In questa sezione vengono presentati i risultati relativi alle misure sperimentali effettuate sul prototipo realizzato. Le misure verranno effettuate per punti di lavoro equispaziati tra loro nell'intero intervallo di variazione del duty-cycle, analizzando così il comportamento del convertitore in ogni condizione operativa. Per ogni punto verranno rilevate le grandezze di interesse, con particolare rilevanza a quelle riferite al lato ingresso, ed analizzate le forme d'onda principali.

I dati raccolti da tale caratterizzazione verranno poi confrontati con gli andamenti ottenuti utilizzando i valori dei componenti reali esposti nelle figure 5.18 e 5.19, per verificare il corretto funzionamento del convertitore.

### 6.1 Operazioni preliminari

Per prima cosa, si verifica il funzionamento delle schede di controllo del convertitore, ovvero la scheda per la generazione dei segnali PWM sfasati di  $180^\circ$  e la scheda per la regolazione dei tempi morti. Dopo aver alimentato correttamente le schede ed imposto il segnale d'ingresso tramite un generatore di funzioni (come in figura 5.4), tramite un oscilloscopio si analizzano le forme d'onda delle uscite (le quali corrispondono ai segnali di pilotaggio dei gate) e si verifica se sono corrette.

Tramite i potenziometri della scheda per la generazione dei segnali PWM, si imposta il range di variazione del duty-cycle in modo che sia compreso tra 0.15 e 0.95. Inoltre, vengono imposti inizialmente i tempi morti al valore di 500 ns, in modo da garantire sufficiente margine di sicurezza per le prove iniziali, per poi essere eventualmente ridotti nelle prove a seguire.

Successivamente, si effettua il collaudo dell'intero convertitore collegando le schede di controllo alla scheda di potenza. Allo scopo viene utilizzato come generatore d'ingresso del convertitore IBCI un alimentatore duale CC. Il circuito di potenza viene quindi alimentato aumentando progressivamente tensione e corrente in ingresso a partire da valori bassi, tenendo costantemente sotto controllo tensione di uscita e tensione sulle capacità di clamp e verificando se i valori si mantengono entro i limiti.

Questo tipo di operazione è necessaria inizialmente a verificare se il funzionamento del convertitore, per basse potenze (inferiori a 100 W), corrisponde a

quanto ci si aspetta. Successivamente è possibile passare a potenze più elevate per effettuare la caratterizzazione completa.

## 6.2 Allestimento del set-up di prova

Come esposto precedentemente, il controllo del convertitore è a catena aperta. Da ciò si deduce come, senza un adeguato sistema di controllo, non risulti prudente utilizzare da subito come sorgente dell'intero sistema il modulo a celle a combustibile, dato che in questa modalità il sistema può portarsi in stati pericolosi e provocare il danneggiamento della sorgente.

Si preferisce quindi poter simulare le caratteristiche della sorgente con dei componenti equivalenti. Allo scopo, viene utilizzato un alimentatore DC programmabile (potenza massima 5 kW), il quale viene impostato ad un valore di tensione costante per costituire la tensione a vuoto equivalente del modulo ( $V_{eq}$ ), ed una resistenza di potenza da connettere in serie al generatore, la quale costituisce quindi la resistenza equivalente serie del modulo ( $R_{eq}$ ).

A livello pratico, tale resistenza dev'essere di basso valore e contemporaneamente dissipare potenze dell'ordine di diverse centinaia di W. Allo scopo viene utilizzato un banco di reostati di potenza, ognuno costituito da un avvolgimento di filo di costantana su un supporto ceramico. Ogni reostato ha la possibilità di poter spostare i suoi capi, in modo da variare il valore di resistenza.

Si formano così otto resistenze dal valore di  $3 \Omega$  ciascuna, le quali vengono connesse in parallelo. Utilizzando l'alimentatore programmabile, si effettua una misura volt-amperometrica ai capi dell'intero banco, per determinare il valore di resistenza complessivo. Dopo alcuni aggiustamenti, si ottiene il valore di  $R_{eq} = 0.37 \Omega$  desiderato. Per quanto riguarda l'uscita, invece, si utilizza un carico attivo DC (potenza massima 2 kW).

La strumentazione utilizzata per lo svolgimento delle prove è la seguente:

- Alimentatore duale, 15 V - 1 A
- Generatore di funzioni GW GPG-8018G
- Alimentatore DC Programmabile Chroma R 62050P, 100 V-100 A 5 kW
- Carico Attivo DC Chroma R 63202, 5 A/50 A 125 V/500 V 2 kW
- Oscilloscopio Tektronics TDS 5054, 400 MHz 5 GS/s
- Sonda Differenziale Tektronics P5205, 1000 V
- Sonda di Corrente Tektronics TCP305, 30 A
- Oscilloscopio LeCroy WaveRunner 44Xi, 400 MHz 5 GS/s
- Sonda di corrente LeCroy CP150, 150 A
- Sonda di corrente LeCroy AP015, 50 A
- Multimetri
- Banco di reostati di potenza, 4 kW

Il set-up organizzato con il convertitore in funzione è riportato in figura 6.1.

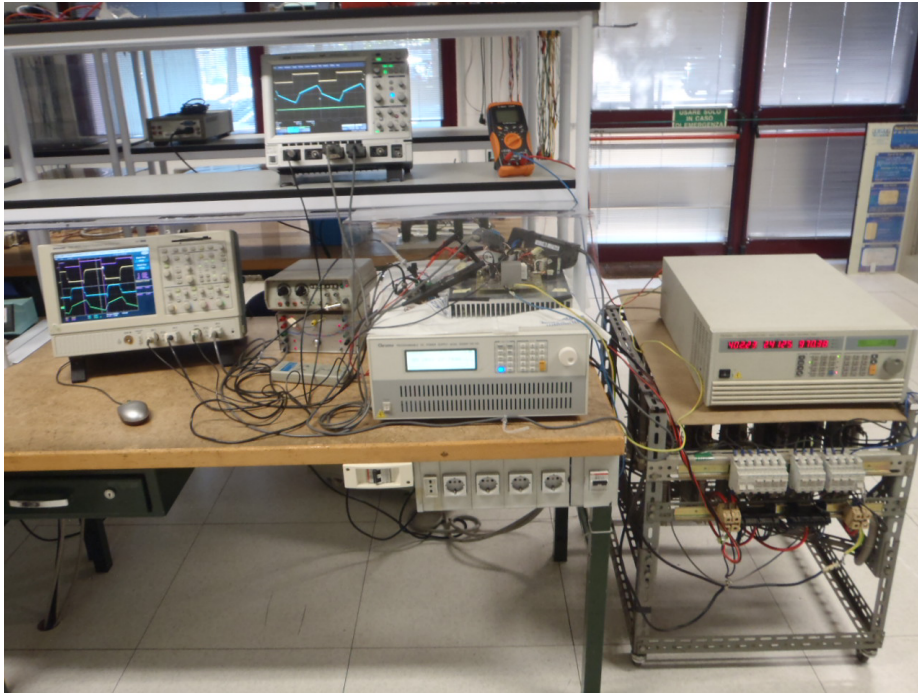


Figura 6.1: Allestimento del set-up per le misure sul prototipo

## 6.3 Analisi delle forme d'onda

Nelle successive sezioni vengono analizzate le principali forme d'onda misurate sul convertitore IBCI. Le misure per ogni punto di lavoro vengono effettuate ad un fissato valore di duty-cycle, e regolando di volta in volta il carico in modo da ottenere 400 V in uscita. I tempi morti vengono regolati al valore di 250 ns.

### 6.3.1 Funzionamento CCM

In figura 6.2 è riportata la forma d'onda della corrente al secondario  $i_L$  nel caso di funzionamento continuo. Il duty-cycle corrispondente equivale a 0.55. Nell'immagine, la forma d'onda della corrente (in verde) viene messa in relazione con i segnali di gate dei mosfet  $S_{aL}$  (in giallo) e  $S_{aH}$  (in azzurro) della gamba  $a$ .

Rispetto alla forma d'onda ideale, ricavata tramite le simulazioni, notiamo come la corrente non cambi pendenza in corrispondenza del valore zero. Ciò è dovuto al fenomeno del *recovery inverso* dei diodi di potenza utilizzati. In breve, è necessario imporre una corrente di verso opposto a quella di conduzione nel diodo in modo da rimuovere la carica in eccesso presente nella regione di deriva per spegnere completamente il diodo. Quando ciò avviene, il diodo commuta e di conseguenza la corrente varia la sua pendenza.

Nell'immagine vengono inoltre riportati, a lato, i valori di corrente massimi e minimi, oltre che, come riferimento, il duty-cycle corrente (il quale se misurato sui segnali di gate risulta chiaramente inferiore rispetto al valore imposto dalla scheda di controllo).

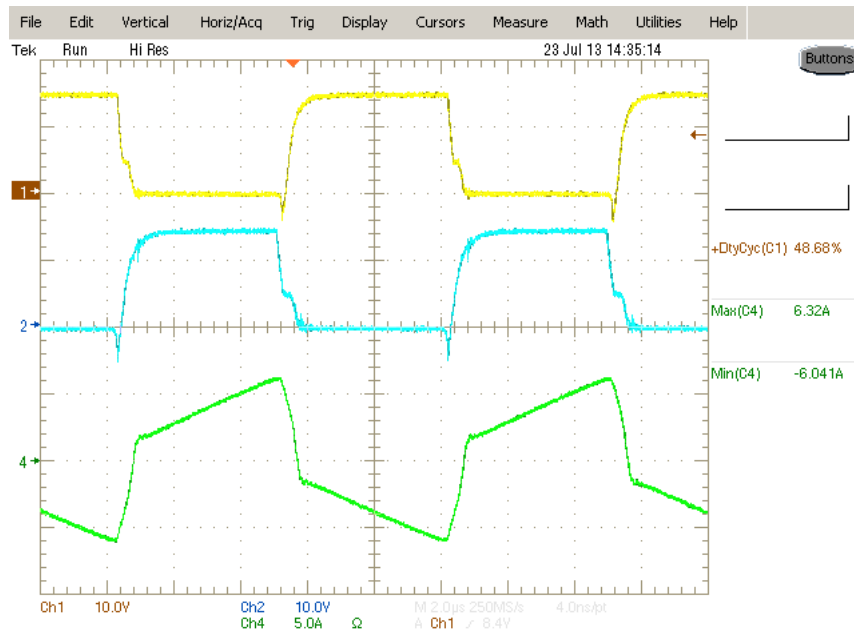


Figura 6.2: Forma d'onda in funzionamento continuo per  $D = 0.55$

Ch 1: Tensione gate-source del mosfet  $S_{aL}$  ( $V_{GS(S_{aL})}$ )

Ch 2: Tensione gate-source del mosfet  $S_{aH}$  ( $V_{GS(S_{aH})}$ )

Ch 4: Corrente  $i_L$

### 6.3.2 Funzionamento DCM

In figura 6.3 e 6.4 possiamo analizzare l'andamento della corrente  $i_L$  rispettivamente per valori di duty-cycle pari a 0.4 e 0.65, anche in questo caso presentata assieme ai segnali di gate della gamba  $a$ . Si tratta quindi di punti di lavoro in cui il convertitore lavora in modo discontinuo.

In entrambi i casi, notiamo come, rispetto alla forma d'onda ideale, la corrente abbia un andamento oscillatorio nei tratti dove dovrebbe risultare nulla, con un'effetto più pronunciato nel caso di  $D = 0.4$ . Ciò è dovuto ad un effetto di risonanza con la capacità parassita dei diodi.

### 6.3.3 Funzionamenti nei valori limite duty-cycle

Nelle figure 6.5 e 6.6 vengono presentate le forme d'onda della corrente  $i_L$  in corrispondenza dei valori limite di duty-cycle calcolati nella sezione 5.5. Notiamo come gli andamenti siano perfettamente in accordo con i risultati ottenuti nelle simulazioni esposti nella sezione 5.5, salvo piccoli scostamenti del valore di  $i_{Lmax}$ . In particolare l'effetto dei tempi morti imposti rende la forma d'onda ricavata per  $D = D_{min}$  lievemente discontinua.

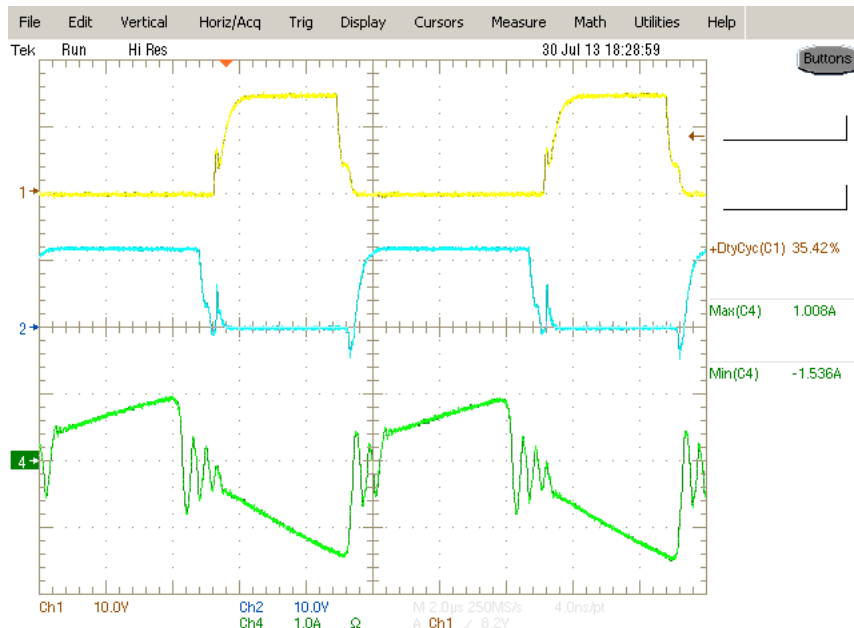


Figura 6.3: Forma d'onda della corrente  $i_L$  in funzionamento discontinuo per  $D = 0.4$ . Ch 1:  $V_{GS(SaL)}$ ; Ch 2:  $V_{GS(SaH)}$ ; Ch 4:  $i_L$

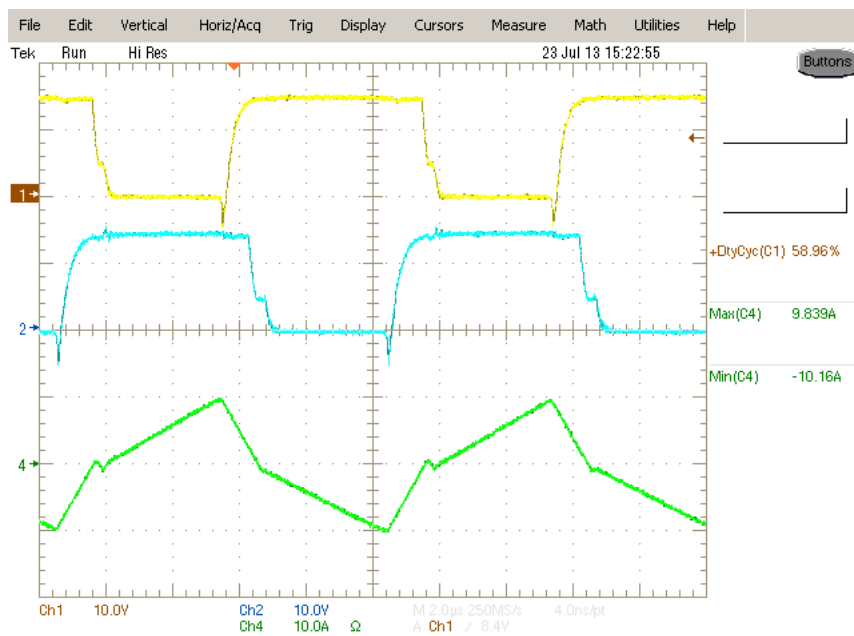


Figura 6.4: Forma d'onda della corrente  $i_L$  in funzionamento discontinuo per  $D = 0.65$ . Ch 1:  $V_{GS(SaL)}$ ; Ch 2:  $V_{GS(SaH)}$ ; Ch 4:  $i_L$

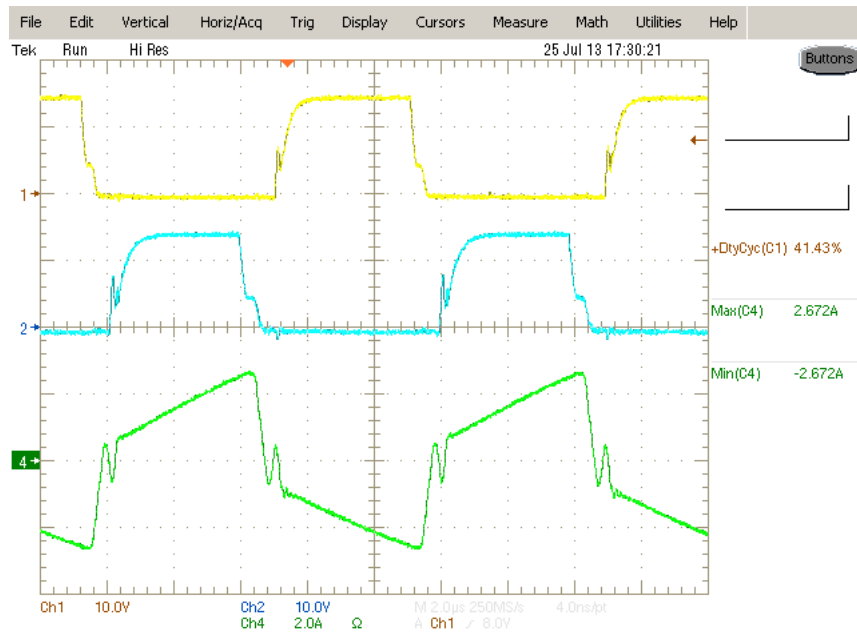


Figura 6.5: Forma d'onda della corrente  $i_L$  per  $D = D_{min}$

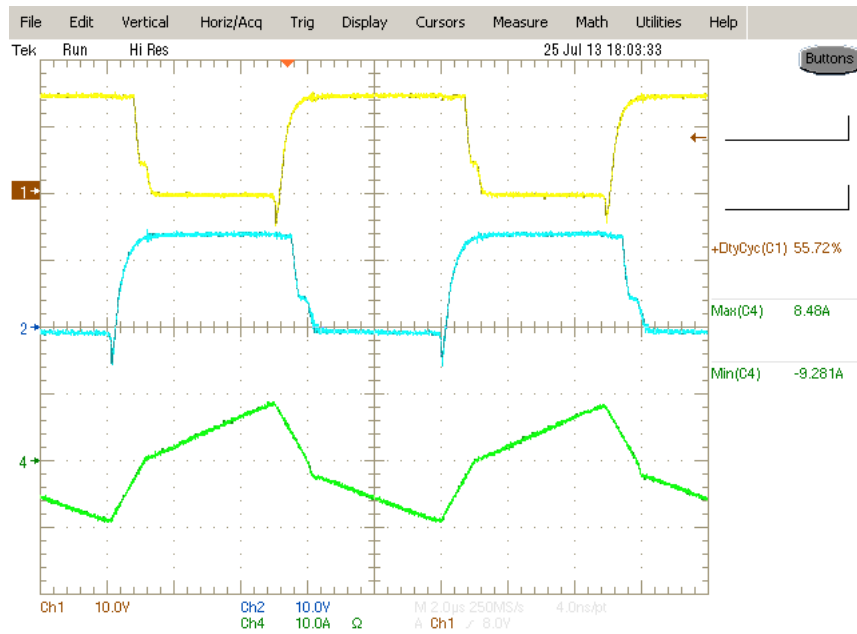


Figura 6.6: Forma d'onda della corrente  $i_L$  per  $D = D_{max}$

## 6.4 Analisi delle correnti in ingresso

Risulta di particolare importanza analizzare le grandezze in ingresso al convertitore, in particolare la forma d'onda della corrente d'ingresso. L'andamento misurato di quest'ultima viene riportato in figura 6.7, assieme alla forma d'onda della corrente  $i_a$  e al segnale di gate del mosfet  $S_{aL}$ , come riferimento, in corrispondenza di  $D = D_{max}$ . Facendo riferimento allo schema di figura 5.6, per motivi pratici di accessibilità al circuito non è possibile misurare la corrente  $I_{In}$  (somma della corrente  $i_a$  e  $i_b$ ), ma si misura la corrente  $i_g$  a monte del filtro d'ingresso, la quale rappresenta quindi la corrente assorbita direttamente dalla sorgente.

Come richiesto dal progetto, notiamo come la corrente assorbita sia praticamente continua.

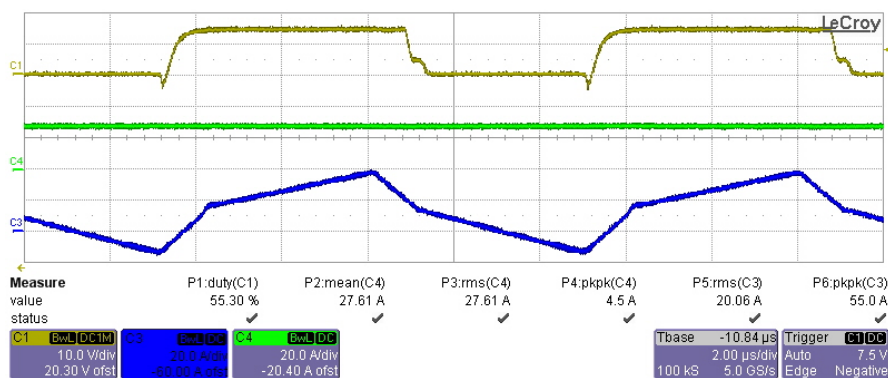


Figura 6.7: Andamento della corrente d'ingresso

Ch 1: segnale di gate del mosfet  $S_{aL}$  ( $V_{GS(S_{aL})}$ );

Ch 3: andamento della corrente  $i_a$

Ch 4: andamento della corrente  $i_g$

## 6.5 Analisi delle commutazioni

In questa sezione analizziamo nel dettaglio gli istanti di commutazione degli interruttori, allo scopo di verificare le condizioni di soft-switching analizzate precedentemente nella sezione 4.5, oltre che a verificare l'adeguatezza dei tempi morti imposti.

In figura 6.8 viene riportato il particolare dell'accensione del mosfet  $S_{aL}$  per  $D = D_{min}$ , dove la sua tensione gate-source (forma d'onda in giallo) viene misurata assieme alla sua tensione drain-source (forma d'onda in viola) e alla tensione gate-source del complementare mosfet  $S_{aH}$  (forma d'onda in azzurro).

Come ci si aspetta dall'analisi, l'accensione del mosfet  $S_{aL}$  per  $D < 0.5$  risulta di tipo *hard*: all'aumentare della tensione gate-source vi è un progressivo aumento della corrente nel dispositivo in contemporanea ad una certa tensione applicata ai suoi capi, per cui vi è dissipazione di potenza.

Analogamente, la figura 6.9 riporta il particolare dello spegnimento del mosfet  $S_{aL}$  per  $D = D_{min}$ . Anche in questo caso la commutazione è di tipo *hard*,

mentre si può notare come le commutazioni dei mosfet di clamp siano di tipo *ZVS* in entrambe le situazioni.

Nel caso invece di  $D > 0.5$ , le accensioni di qualsiasi interruttore sono di tipo *ZVS*, mentre tutte gli spegnimenti sono di tipo *hard*. Tale situazione è riportata nelle figure 6.10 e 6.11, rispettivamente all'accensione e allo spegnimento del mosfet  $S_{aL}$  per  $D = D_{max}$ . Notiamo ad esempio come, nella prima delle due, all'istante in cui la tensione gate-source del mosfet  $S_{aL}$  inizia a salire, la tensione drain-source del mosfet stesso sia già nulla, confermando quindi la caratteristica di accensione *ZVS*.

Considerazioni del tutto identiche si possono poi chiaramente effettuare per i mosfet della gamba *b* del convertitore, qui non riportate data l'analogia delle forme d'onda.

Infine, notiamo come, dalle figure descritte precedentemente, non vi sia sovrapposizione tra il segnale gate-source di un mosfet ed il suo complementare, confermando l'adeguatezza dei tempi morti inseriti.

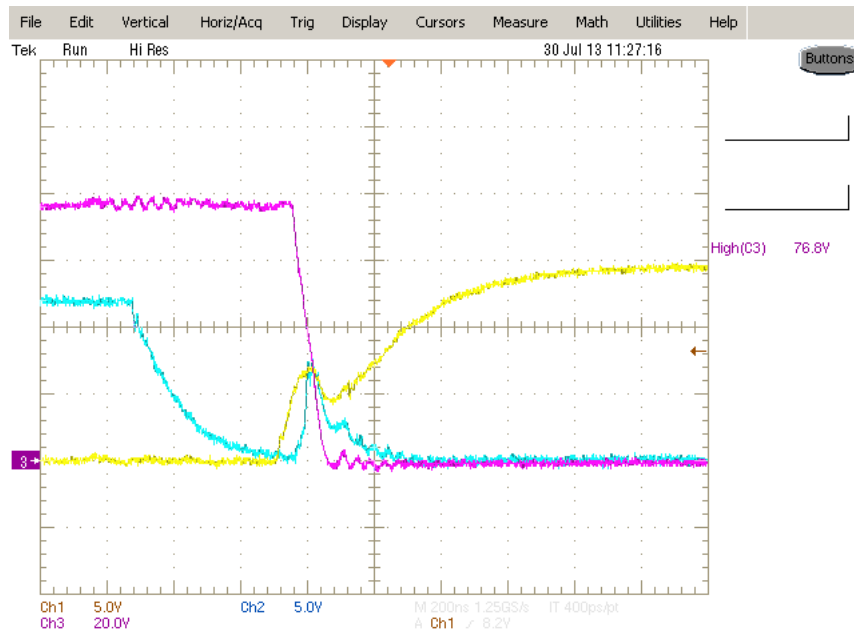


Figura 6.8: Accensione del mosfet  $S_{aL}$  per  $D = D_{min}$



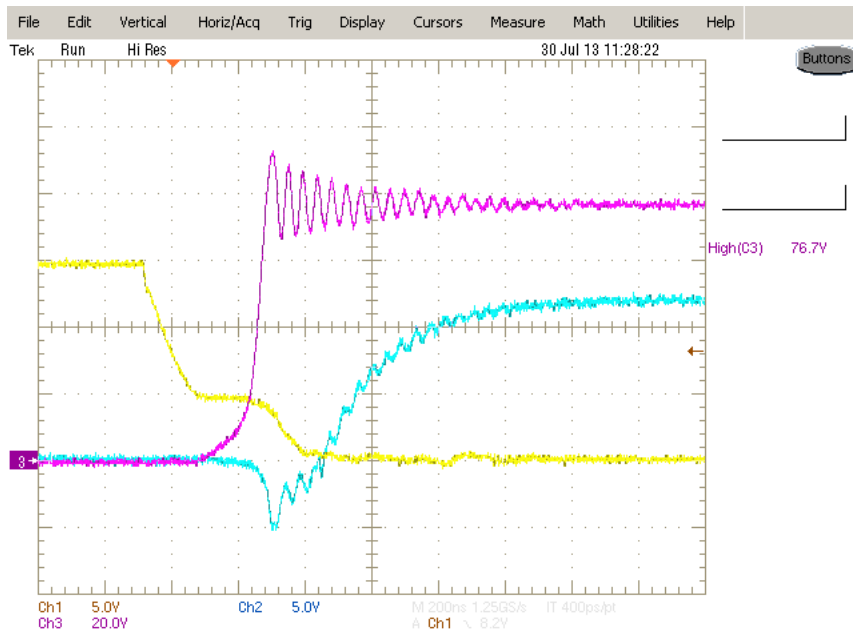


Figura 6.9: Spegnimento del mosfet  $S_{aL}$  per  $D = D_{min}$

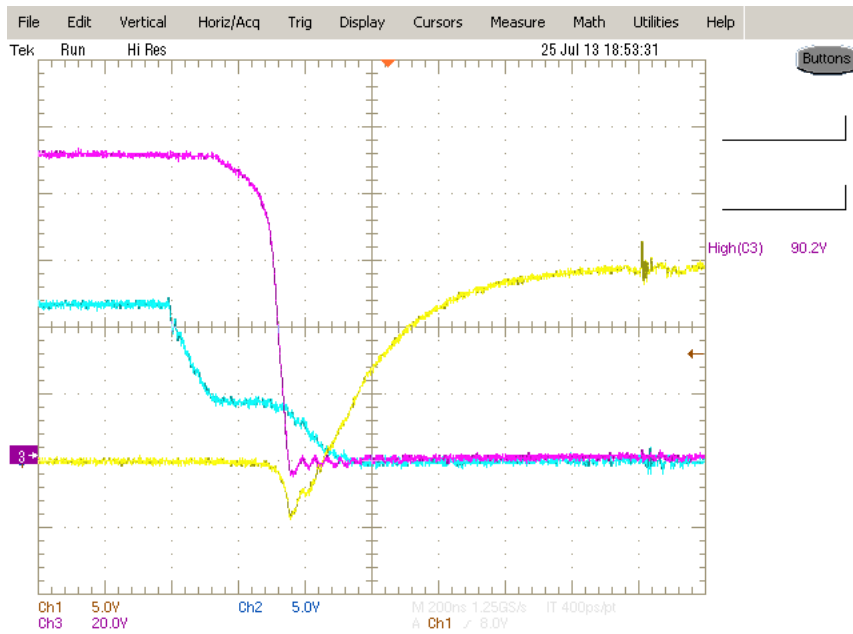


Figura 6.10: Accensione del mosfet  $S_{aL}$  per  $D = D_{max}$

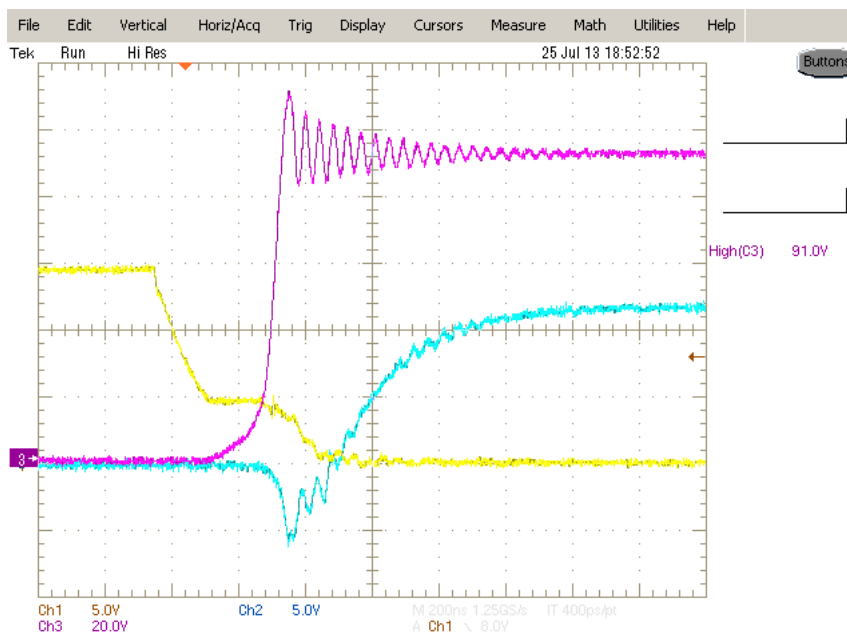


Figura 6.11: Spegnimento del mosfet  $S_{aL}$  per  $D = D_{max}$

## 6.6 Stress sui componenti

Per quanto riguarda gli interruttori, gli stress di tensione sono dati dalla massima tensione di clamp, in corrispondenza del duty-cycle massimo. Gli andamenti corrispondenti, misurati rispettivamente con accoppiamento DC e AC, sono riportati nelle figure 6.12 e 6.13. Possiamo notare come il ripple di tensione picco-picco sui condensatori sia di 1.5 V. Rispetto al valore continuo misurato di 90.2 V, il ripple è quindi contenuto nel 2% imposto nelle specifiche. Chiaramente, questi valori rappresentano anche gli stress di tensione sui condensatori di clamp.

Lo stress di corrente massimo è invece dato dal valore di picco della corrente  $i_a$ , il cui valore si rileva essere  $i_{a_{peak}} = 38A$ .

Per quanto riguarda invece i diodi a secondario, gli stress di tensione corrispondenti equivalgono all'intero valore della tensione d'uscita. Gli andamenti della tensione su di essi sono riportati in figura 6.14.

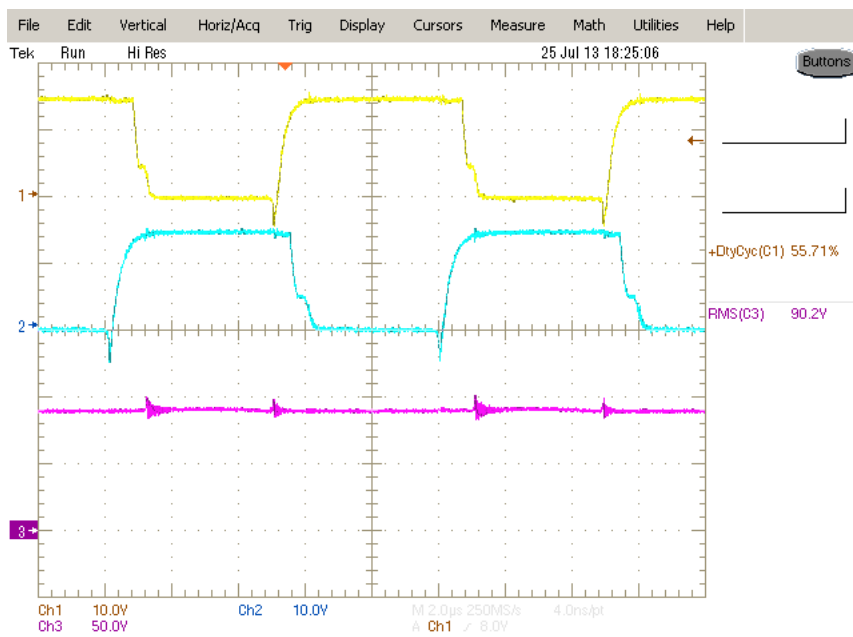


Figura 6.12: Ripple di tensione sui condensatori di clamp con accoppiamento DC

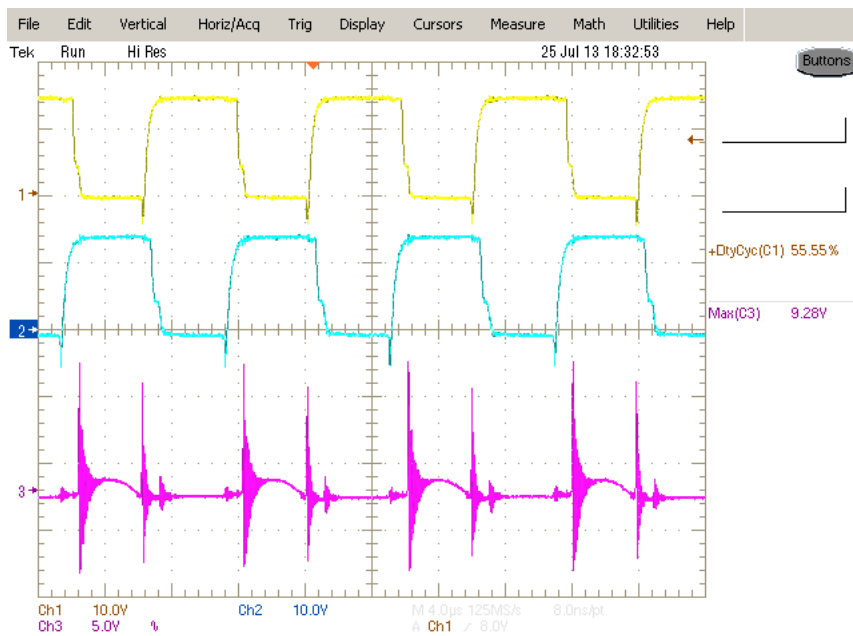


Figura 6.13: Ripple di tensione sui condensatori di clamp con accoppiamento AC

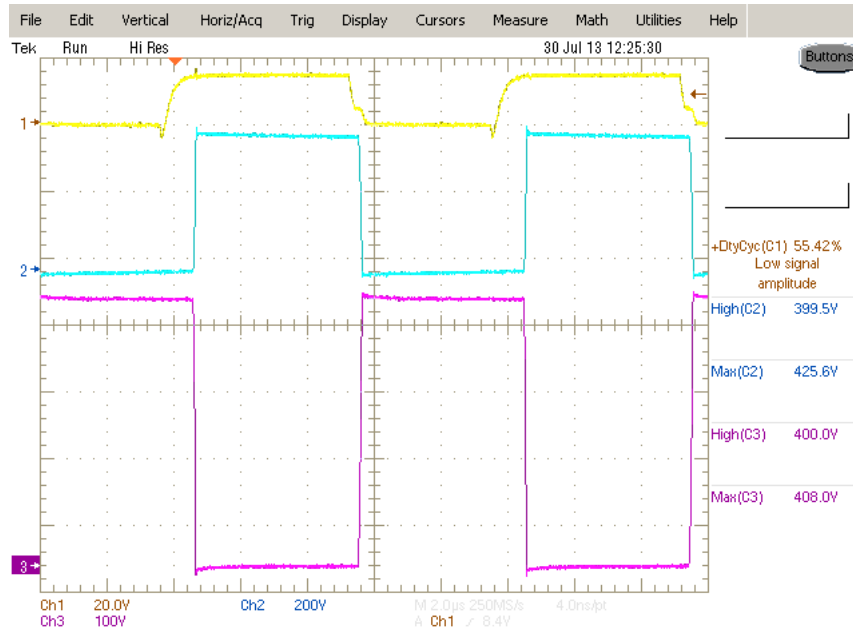


Figura 6.14: Tensione sui diodi a secondario

## 6.7 Analisi del rendimento e delle perdite

### 6.7.1 Andamenti sperimentali rilevati e rendimento

Analogamente a quanto fatto per le simulazioni, sfruttando i dati rilevati durante le misure precedentemente effettuate per l'andamento della corrente  $i_L$ , si ottiene la tabella 6.1, dove compaiono anche i risultati relativi al rendimento del convertitore.

Tabella 6.1: Misure sul prototipo realizzato

D	$V_{in}$ [V]	$I_{in}$ [A]	$P_{in}$ [W]	$V_{clamp}$ [V]	$i_{L_{max}}$ [A]	M	$\eta$
0.4	44.44	3.32	147.54	73.50	1.53	9.00	0.868
0.46	42.50	7.79	331.07	75.40	2.67	9.41	0.883
0.55	37.57	21.04	790.84	80.00	6.32	10.64	0.955
0.61	35.60	26.75	952.30	90.20	9.28	11.23	0.957
0.65	34.10	29.90	1019.59	96.80	10.16	11.73	0.947

I dati raccolti nella tabella 6.1 relativi alla potenza assorbita e rapporto di conversione si possono poi sovrapporre ai grafici 5.18 e 5.19 precedentemente ottenuti nella sezione 5.5. I risultati sono rappresentati in figura 6.15.

Notiamo come, in linea di massima, i punti sperimentali siano circa sovrapposti alle curve graficate, e gli inevitabili scostamenti rispetto ai valori teorici sono contenuti. Si ha quindi una buona corrispondenza tra il funzionamento teorico del convertitore e le misure sperimentali effettuate.

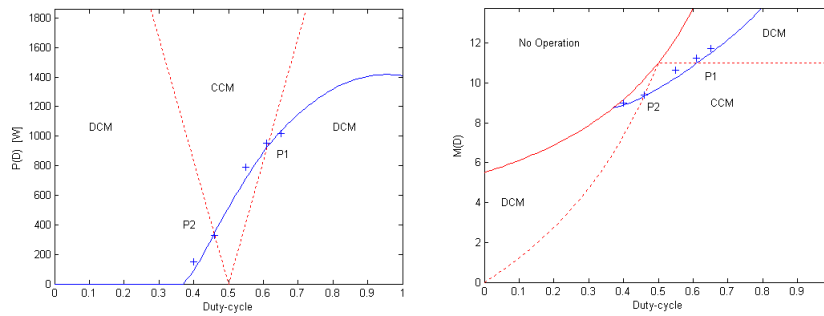


Figura 6.15: Confronto delle misure con gli andamenti previsti dall'analisi

Nel grafico di figura 6.16 vengono riportati i valori del rendimento del convertitore ottenuti per i diversi punti di lavoro testati. Il rendimento si ottiene misurando tramite due multimetri il valore della tensione di uscita e della corrente sul carico per ricavare la potenza effettiva in uscita, e facendone il rapporto con la potenza in ingresso.

Come per tutti i convertitori, il rendimento parte da bassi valori per basse potenze e tende a crescere all'aumentare della potenza, arrivando al valore massimo misurato di 0.957 per duty-cycle pari a 0.61.

Per potenze ulteriormente elevate, il rendimento tipicamente tende a calare, dato che le elevate correnti assorbite determinano maggiori perdite per effetto joule nei mutui induttori e nei mosfet. In questo caso, il calo descritto non è ancora rilevabile e si potrebbe verificare solo a potenze superiori alla potenza nominale (si ricorda che il convertitore era inizialmente progettato per una potenza nominale di 2.5 kW).

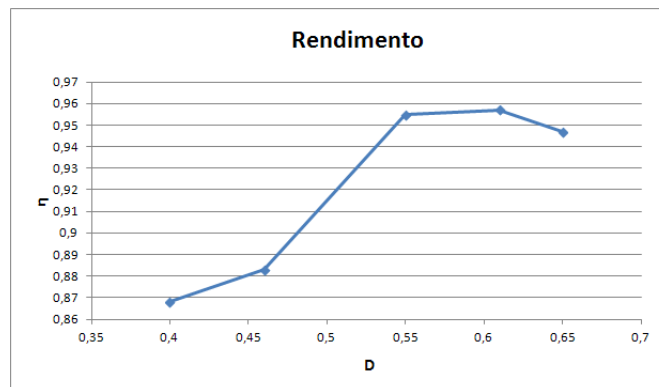


Figura 6.16: Rendimento misurato per i valori di duty-cycle analizzati

### 6.7.2 Analisi delle perdite

Dai valori di potenza misurati all'ingresso e all'uscita del convertitore, possiamo facilmente ricavare la potenza dissipata nei componenti del circuito per ogni valore di duty-cycle analizzato. I dati ottenuti sono raccolti nella tabella 6.2.

Tabella 6.2: Potenze dissipate nel circuito per i vari valori di duty-cycle

Duty-cycle	Potenza dissipata [W]
0.4	19.47
0.46	38.73
0.55	35.58
0.61	40.95
0.65	54.04

Tali perdite sono dovute a diversi contributi, i quali verranno analizzati singolarmente nelle sottosezioni seguenti. Riguardo alle perdite sui componenti attivi quali mosfet e diodi, dove non è possibile darne una stima per mancanza di dati, verrà esposta solo la formula da utilizzare nel calcolo.

### 6.7.2.1 Perdite associate ai mutui induttori

Si dividono in perdite nel nucleo e in perdite negli avvolgimenti. I loro valori sono dati dalle formule già ricavate nella sezione 5.4, dove basta sostituire i valori di corrente misurati. Ad esempio, nel punto di lavoro corrispondente al  $D_{max}$ , si ottiene:

$$P_{nucleo} \approx 1.5 W, \quad (6.1)$$

stimata tramite il grafico 5.16. Dai valori efficaci di corrente misurati al primario e al secondario si ottiene invece:

$$\begin{aligned} P_{avvolgimenti} &= P_{primario} + P_{secondario} \\ &= R_{primario} I_{eff,primario}^2 + R_{secondario} I_{eff,secondario}^2 \\ &= 1.65 W \end{aligned} \quad (6.2)$$

### 6.7.2.2 Perdite associate ai mosfet

Per il calcolo delle perdite associate ai mosfet, seguendo il procedimento esposto nell'articolo [8], sono necessari alcuni parametri specifici quali la resistenza di canale ( $R_{DS,on}$ ) e le energie dissipate nelle commutazioni ( $E_{ON}$ ,  $E_{OFF}$ ). Questi dati, non forniti nei datasheet, si possono ricavare solo tramite delle misure specifiche sui dispositivi. In ogni caso, le perdite in commutazione per ciascun mosfet sono date da:

$$P_{commutazione} = P_{ON} + P_{OFF} = (E_{on} + E_{off}) f_{SW}. \quad (6.3)$$

Nella stima complessiva, sarà necessario tener presente anche le condizioni di soft-switching, in quanto qualora siano verificate per una particolare commutazione, le perdite ad essa associata si possono considerare trascurabili. Per le perdite in conduzione, è necessario il valore efficace della corrente drain-source dei mosfet, alla quale è impossibile accedere per una misura sperimentale. Tali perdite sono date da:

$$S_{aH}, S_{bH} : \quad P_{conduzione} = R_{DS,on} I_{DS,eff(S_{aH}, S_{bH})}^2 \quad (6.4)$$

$$S_{aL}, S_{bL} : P_{conduzione} = R_{DS,on} I_{DS,eff(S_{aL}, S_{bL})}^2$$

### 6.7.2.3 Perdite associate ai diodi

A partire dal valore efficace della corrente sui diodi, ipotizzando che la resistenza in conduzione sia la stessa per entrambi, la potenza dissipata in essi è data dalla formula:

$$P_{D1} = P_{D2} = R_{D1,D2} I_{D,eff}^2 + V_{D_{ON}} \overline{I_D} \quad (6.5)$$

### 6.7.2.4 Ulteriori fattori di perdita

Oltre alle perdite sui componenti citati, che costituiscono i contributi maggiori, vi sono altri fattori che dissipano potenza, ma che difficilmente possono essere stimati con precisione. Degli esempi possono essere:

- perdite nelle piste del circuito stampato
- perdite dovute alla resistenza serie dei condensatori
- perdite dovute al recovery dei diodi





# Conclusioni

Il lavoro svolto in questo progetto di tesi si può suddividere principalmente in due parti. La prima parte è relativa allo studio e alla caratterizzazione della sorgente a celle a combustibile, la quale, sebbene abbia come obiettivo l'ottenimento di un semplice modello elettrico equivalente, contiene diversi concetti in ambito elettrochimico. La seconda parte affronta invece tematiche proprie dell'elettronica di potenza, e riguarda la progettazione del convertitore DC-DC adatto alla sorgente.

Durante la caratterizzazione della sorgente, le diverse misure effettuate si sono rivelate essere ripetibili e in accordo con i dati forniti dal costruttore. La caratteristica tensione-corrente della sorgente risulta praticamente lineare nella maggior parte del range di funzionamento e approssimabile con ottima precisione ad una retta. Ciò significa che il modello lineare ricavato è robusto, e scostamenti dal punto di lavoro scelto non ne modificano più di tanto i parametri.

Inoltre è stato rilevato, come ci si aspetta dall'analisi teorica, che il funzionamento del modulo a celle a combustibile è pesantemente influenzato dalla temperatura. Finché non viene raggiunta la temperatura operativa, la tensione ai capi della cella si trova sempre a valori più bassi, di conseguenza non potrà mai fornire la massima potenza erogabile.

Per cui, in riferimento al sistema di conversione dell'energia completo, è ipotizzabile utilizzare in aggiunta una sorgente di energia ausiliaria (quale ad esempio una batteria) per soddisfare le richieste di energia che avvengono nel periodo in cui il modulo a celle a combustibile non funziona a regime.

Per quanto riguarda il convertitore, esso si è dimostrato in grado di raggiungere le specifiche di tensione e potenza richieste. Le forme d'onda e gli andamenti rilevati risultano sostanzialmente equivalenti a quelli previsti dall'analisi teorica e dalle simulazioni. Il rendimento, in particolare per potenze prossime alla potenza nominale, risulta più che soddisfacente, arrivando al valore massimo del 96%. Grazie alla struttura interleaved che permette di ripartire la corrente d'ingresso e al condensatore di filtro, la corrente assorbita dalla cella risulta praticamente continua, come richiesto nelle specifiche.

Questa topologia di convertitore inoltre risulta particolarmente vantaggiosa dal punto di vista delle sollecitazioni di tensione sui mosfet, limitate al valore della tensione di clamp a 100 V (un quarto della tensione di uscita). Le perdite associate ai mosfet rappresentano il contributo dominante alla potenza dissipata; tuttavia grazie al meccanismo di soft-switching questo problema viene in parte mitigato.

Il funzionamento continuo del convertitore viene garantito per l'intervallo di duty-cycle che va da 0.46 a 0.61, sufficientemente ampio e molto simile al progetto ideale. Nonostante il funzionamento del convertitore sia per lo più stazionario

in un punto di lavoro prossimo alla potenza nominale, è utile nel progetto garantire che il funzionamento discontinuo si abbia per potenze sufficientemente basse. Al valore minimo di duty-cycle limite 0.46 la potenza assorbita dalla cella è di 331 W (35% della potenza nominale), valore considerato accettabile.

# Bibliografia

- [1] IEEE Smart Grid, "Interview with Ganesh Kumar Venayagamoorthy," <http://smartgrid.ieee.org/questions-and-answers/490-ganesh-kumarvenayagamoorthy>.
- [2] James Larminie and Andrew Dicks, "Fuel Cell Systems Explained (Second Edition)", John Wiley & Sons, Aprile 2003.
- [3] D. Shekhawat, J.J. Spivey, D.A. Berry, "Fuel Cells: technologies for fuel processing", Elsevier, 2011.
- [4] Benoît Bidoggia, "Fuel cell and power converter systems: models and design", Tesi di Dottorato, Università degli Studi di Padova, Université François Rabelais de Tours, Dicembre 2009.
- [5] Serenus 166 Air C Fuel Cell Stack Module datasheet, Serenergy<sup>©</sup>
- [6] Serenus 166/390 Evaluation Kit, V. 1.1, Balance of plant installation, V. 1.4-0912
- [7] G. Spiazzi, S. Buso, "Design of an Interleaved Isolated Boost Converter with Coupled Inductors for High Step-up Applications," 5th IEEE Energy Conversion Conference and Exposition (ECCE 2013), Denver (CO), September 2013
- [8] Flávio A. S. Gonçalves, Giorgio Spiazzi, Francesco Sichirollo, "Efficiency Analysis of an Isolated High Voltage Gain Converter Operating in Resonant and Non-Resonant Mode", Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 3875 - 3881, IEEE 2012.
- [9] W. Li, L. Fan, Y. Zhao, X. He, D. Xu, B. Wu, "High step-up and high-efficiency fuel-cell power-generation system with active-clamp flyback-forward converter", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol.59, n.1, pp. 599 - 610, March 2011.
- [10] M. Da Rold, "Analisi, progetto e realizzazione di un convertitore isolato ad elevato guadagno di tensione con corrente d'ingresso continua", Tesi di Laurea Magistrale, Università degli Studi di Padova, Ottobre 2011.
- [11] M. Zuccherato, "Progetto e realizzazione di un convertitore boost multifase con elevato guadagno statico per applicazioni su celle a combustibile", Università degli Studi di Padova, Ottobre 2010

- [12] Giorgio Spiazzi, Luca Corradini, “Appunti dalle lezioni di Elettronica per l’energia”, Libreria Progetto, 2011
- [13] HIGH SPEED PWM CONTROLLER UC3825a datasheet, Texas Instruments<sup>©</sup>.
- [14] SIFERRIT material N27 datasheet, Epcos<sup>©</sup>.
- [15] E 55/28/21 CORE datasheet, Epcos<sup>©</sup>.
- [16] MOSFET 180N15P datasheet, Ixys<sup>©</sup>.
- [17] FAST RECOVERY EPITAXIAL DIODE DSEI 2x30 datasheet, Ixys<sup>©</sup>.

# Ringraziamenti

Desidero ringraziare inanzitutto la mia famiglia, alla quale dedico questa tesi.

Ringrazio mio papà Claudio, per aver sempre sostenuto le mie scelte, e mia mamma Daniela, per avermi per prima sopportato durante i momenti difficili di questi anni.

Ringrazio i miei amici di sempre, in particolare Matteo e Cristiano, per tutti i momenti passati insieme.

Ringrazio i miei compagni di corso Stefano, Cristiano, Davide, Alessandro, Simone, Luca, Giovanni ed Alberto, per aver condiviso questo percorso insieme.

Ringrazio il Sig. Renato Sartorello per i numerosi consigli pratici forniti nella realizzazione di questo progetto.

Ringrazio i miei amici brasiliani Wesley ed Eduardo, per aver reso più piacevoli le giornate in laboratorio.

Ringrazio infine il Professor Simone Buso, per la sua totale disponibilità in ogni momento.

Padova, 15 Ottobre 2013