



UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI CAGLIARI

DOTTORATO DI RICERCA IN INGEGNERIA INDUSTRIALE CICLO XXVIII

SETTORE SCIENTIFICO DISCIPLINARE DI AFFERENZA ING-IND/32

***MODELLISTICA E PROGETTAZIONE DI
CONVERTITORI ELETTRONICI DI POTENZA DC-DC***

Autore: Andrea Mocci

Coordinatore Dottorato: Prof. Ing. Roberto Baratti

Tutor/Relatore: Prof. Ing. Gianluca Gatto

Co-Tutor/Correlatore: Ing. Alessandro Serpi

ANNO ACCADEMICO 2014-2015

MODELLISTICA E PROGETTAZIONE DI CONVERTITORI ELETTRONICI DI POTENZA DC-DC

ANDREA MOCCI

Coordinatore Dottorato

Prof. Ing. Roberto Baratti

Tutor:

Prof. Ing. Gianluca Gatto

Co-Tutor:

Ing. Alessandro Serpi



Dottorato di Ricerca in Ingegneria Industriale
Università degli Studi di Cagliari
XXVIII Ciclo



Questa Tesi può essere utilizzata, nei limiti stabiliti dalla normativa vigente sul Diritto d'Autore (Legge 22 aprile 1941 n. 633 e succ. modificazioni e articoli da 2575 a 2583 del Codice civile) ed esclusivamente per scopi didattici e di ricerca; è vietato qualsiasi utilizzo per fini commerciali. In ogni caso tutti gli utilizzi devono riportare la corretta citazione delle fonti. La traduzione, l'adattamento totale e parziale, sono riservati per tutti i Paesi. I documenti depositati sono sottoposti alla legislazione italiana in vigore nel rispetto del Diritto di Autore, da qualunque luogo essi siano fruiti.

La presente tesi è stata prodotta durante la frequenza del corso di dottorato in Ingegneria Industriale dell'Università degli Studi di Cagliari, a.a. 2014/2015 - XXVIII ciclo, con il supporto di una borsa di studio finanziata con le risorse del P.O.R. SARDEGNA F.S.E. 2007-2013 - Obiettivo competitività regionale e occupazione, Asse IV Capitale umano, Linea di Attività I.3.1 "Finanziamento di corsi di dottorato finalizzati alla formazione di capitale umano altamente specializzato, in particolare per i settori dell'ICT, delle nanotecnologie e delle biotecnologie, dell'energia e dello sviluppo sostenibile, dell'agroalimentare e dei materiali tradizionali".

Andrea Mocci gratefully acknowledges Sardinia Regional Government for the financial support of his PhD scholarship (P.O.R. Sardegna F.S.E. Operational Programme of the Autonomous Region of Sardinia, European Social Fund 2007-2013 - Axis IV Human Resources, Objective I.3, Line of Activity I.3.1.)

Dedicato alla mia famiglia

Sommario

Prefazione.....	1
Capitolo 1.....	5
1 Introduzione generale sui convertitori elettronici di potenza	5
1.1 Introduzione	5
1.2 Generalità e classificazione dei convertitori DC-DC	6
1.3 Concetti di base sul controllo dei convertitori DC-DC.....	9
1.4 Schemi base dei convertitori DC-DC non isolati.....	11
1.5 Modalità di funzionamento continuo e discontinuo.....	12
1.6 Problematiche inerenti la progettazione dei convertitori DC-DC	13
Capitolo 2.....	19
2 Modelli ai valori medi per convertitori elettronici di potenza DC-DC.....	19
2.1 Introduzione	19
2.2 Convertitori DC-DC Boost.....	22
2.3 Modello ideale a variabili di stato	26
2.4 Modello generico ai valori medi in modalità di funzionamento CCM	29
2.5 Introduzione delle commutazioni dei dispositivi a semiconduttore nel modello ai valori medi	32
2.5.1 Calcolo delle aliquote di potenza	39
2.6 Introduzione di un nuovo modello di induttore per un modello ai valori medi del convertitore DC-DC Boost.....	44
2.7 Modello ai valori medi del convertitore Boost in modalità di conduzione discontinua.....	51
2.8 Descrizione del convertitore Boost bidirezionale	55
2.9 Simulazioni	57
2.9.1 Validazione del modello ai valori medi proposto in 2.71.....	58
2.9.2 Validazione del modello di induttore proposto	63
2.9.3 Validazione del modello ai valori medi presentato in 2.153.....	71
Capitolo 3.....	75
3 Dimensionamento e test sperimentali di convertitori elettronici di potenza PFC Interleaved con componenti al carburo di silicio	75

3.1	Introduzione	75
3.2	Power Factor Correction (PFC)	76
3.3	PFC Boost Interleaved	78
3.4	Dimensionamento di base di un convertitore PFC Boost Interleaved	84
3.4.1	Ponte di diodi non controllato	85
3.4.2	Induttore	86
3.4.3	Diodo	88
3.4.4	Interruttori elettronici di potenza	90
3.4.5	Dimensionamento termico.....	92
3.4.6	Driver.....	93
3.4.7	Condensatori di filtro.....	96
3.4.8	Limitazione della corrente di inserzione	98
3.4.9	Protezione dai cortocircuiti	103
3.4.10	Protezione dalle sovratensioni	104
3.4.11	Trasduttori di misura e conversione analogica digitale	105
3.4.12	Layout circuitale	113
3.4.13	Connettori	114
3.4.14	Rendimento del PFC interleaved bifase	115
3.4.15	Alimentazioni ausiliarie	115
3.5	Prove sperimentali su un PFC Interleaved bifase	120
3.5.1	Performance test.....	121
3.5.2	Prove condotte	125
3.6	Test sperimentali sui semiconduttori al carburo di silicio.....	126
	Conclusioni	135
	Bibliografia.....	137
	Pubblicazioni	145

Prefazione

Oggi giorno gli alimentatori elettronici di potenza, sia gli AC-DC che i DC-DC, vengono ampiamente impiegati in una vasta tipologia di applicazioni. Queste spaziano dai sistemi di trazione stradale, ferroviaria e navale, all'aerospaziale sino ad arrivare agli apparecchi elettromedicali impiantabili o meno. Ne consegue che tali dispositivi siano disponibili in un ampio range di potenze, da pochi milliwatt a diversi chilowatt, che ne fanno variare topologia circuitale e componentistica con cui sono stati assemblati. Tale diffusione porta inevitabilmente ad un crescente interesse sia del mondo dell'industria che scientifico, che ormai da anni propone nuove topologie, nuovi componenti e presenta nuovi modelli matematici e strategie di controllo che aiutano i progettisti durante la fase di progettazione e ottimizzazione di tali convertitori elettronici di potenza. In particolare la ricerca in questo campo punta a proporre nuove topologie circuitali che aumentino l'efficienza e la frequenza di commutazione dei convertitori elettronici riducendo, possibilmente, anche gli stress in corrente e tensione sui componenti più sensibili e/o costosi. In tal modo è possibile ottenere una migliore conversione dell'energia elettrica tra sorgente e carico, ridurre dimensioni, pesi e costi dell'alimentatore elettronico di potenza, ed è inoltre possibile aumentare la vita utile dei singoli componenti che compongono di tali sistemi. Parte di tali risultati sono ottenibili grazie all'utilizzo di nuovi semiconduttori di potenza oggi presenti sul mercato. Questi sono capaci di operare ad una maggiore temperatura, efficienza e frequenza di commutazione rispetto ai componenti a semiconduttore classici. Inoltre risulta di fondamentale importanza durante la fase di progettazione, ottimizzazione e verifica dell'alimentatore elettronico di potenza, il supporto di un modello matematico del convertitore. Quest'ultimo deve rappresentare il più fedelmente possibile le grandezze che contribuiscono alla conversione energetica tra una sorgente di alimentazione e uno o più carichi connessi in uscita al convertitore, inoltre deve risultare il più possibile generale tale da essere applicato ad un qualsiasi schema circuitale. Trai i modelli presenti in letteratura i modelli matematici ai valori medi offrono una notevole semplificazione del sistema permettendo di rappresentare il solo comportamento medio in un periodo di commutazione delle grandezze in esame. In particolare i modelli ai valori medi oggi giorno disponibili filtrano gli effetti in alta frequenza introdotti dai dispositivi a semiconduttore, in tal modo sono capaci di rappresentare le evoluzioni delle principali grandezze del sistema, mediate su un periodo di commutazione. Attualmente questi modelli vengono largamente utilizzati come supporto al dimensionamento del sistema di controllo del convertitore e si stanno diffondendo anche come strumento di simulazione dei convertitori elettronici di potenza. Ai vantaggi precedentemente citati si affiancano comunque delle debolezze attribuibili ad un'incompleta rappresentazione energetica del sistema di conversione.

In tale contesto la presente tesi di dottorato di ricerca presenta alcuni modelli matematici ai valori medi a variabili di stato. Tali modelli permettono di rappresentare le principali evoluzioni medie delle grandezze di stato su un periodo di commutazione del convertitore, senza comunque trascurare le principali fonti di dissipazione di potenza. Ciò è stato ottenuto includendo nei

modelli matematici ai valori medi gli effetti delle non linearità dovuti al normale funzionamento del convertitore. In particolare, queste sono dovute alle traiettorie seguite da corrente e tensione durante i transitori di commutazione dei semiconduttori presenti nel convertitore e alle oscillazioni di corrente imputabile al periodico ciclo di carica e scarica dei sistemi di accumulo dell'energia. In tal modo, i modelli proposti permettono di stimare con buona precisione le potenze dissipate su ogni componente del convertitore, sia durante la fase transitoria sia, in particolar modo, durante il funzionamento in regime stazionario. Tale studio è stato affiancato ad uno sulle nuove topologie circuitali dei convertitori, in particolare si è affrontato in modo dettagliato la progettazione di un alimentatore a commutazione AC-DC la cui topologia circuital è basata a sua volta su un convertitore DC-DC. I vantaggi attribuibili a tali convertitori possono essere incrementati utilizzando nuovi componenti a semiconduttore, come interruttori e diodi di potenza al carburo di silicio. Tale tecnologia sta riscuotendo un notevole successo nel campo degli alimentatori elettronici di potenza a commutazione sia AC-DC che DC-DC.

Il presente lavoro di tesi è quindi stato suddiviso in quattro principali capitoli nei quali verranno trattate le tematiche presentate in precedenza. Allo scopo di illustrarne la struttura verranno successivamente riassunti in breve i contenuti trattati in ogni capitolo.

Capitolo 1. Il primo capitolo presenterà una rapida panoramica dei convertitori elettronici di potenza e dei loro utilizzi al giorno d'oggi. In particolar modo si andrà a focalizzare l'attenzione sulle problematiche riguardanti gli schemi, la modellistica e la progettazione di tali sistemi. Nello specifico ci si soffermerà sulle problematiche e sull'analisi delle potenze dissipate sui componenti che costituiscono il convertitore DC-DC di base.

Capitolo 2. In tale capitolo verranno introdotte le basi dei modelli ai valori medi per i convertitori DC-DC riferite ad una rappresentazione a variabili di stato. Verranno quindi presentati vari modelli ai valori medi nei quali, in modo crescente, si andranno ad includere gli effetti degli elementi parassiti che caratterizzano i componenti del convertitore in analisi. Di conseguenza il primo modello presentato in tale capitolo andrà a rappresentare un convertitore elettronico di potenza totalmente ideale, arrivando infine a proporre un modello a variabili di stato capace di tener conto sia delle commutazioni dei dispositivi a semiconduttore che del ripple di corrente sull'induttore. Nello specifico si andranno ad evidenziare quelli che sono pregi e difetti di ogni modello in relazione ad una corretta stima delle potenze assorbite, erogate e dissipate dai componenti del convertitore. In particolar modo, il principale contributo in questo capitolo riguarda l'introduzione nel modello medio a variabili di stato del convertitore DC-DC Boost di un legame diretto con la frequenza di commutazione del convertitore. Ciò ha portato all'introduzione, nel modello matematico proposto, dell'effetto delle commutazioni dell'interruttore elettronico e del ripple di corrente dell'induttore, per qualsiasi modalità operativa del convertitore. Il conseguente bilancio energetico del convertitore sarà funzione dello stato operativo del convertitore DC-DC ed andrà ad inglobare i principali contributi delle perdite di potenza attribuibili a tali sistemi di conversione.

Capitolo 3. Il terzo capitolo introdurrà le basi del funzionamento e della progettazione di un particolare convertitore AC-DC monofase. La topologia circuital di tale convertitore, basata sul convertitore DC-DC Boost, permette di ridurre l'inquinamento armonico in rete, gli stress in corrente sui dispositivi a semiconduttore e le potenze dissipate sul convertitore AC-DC. Verranno inoltre presentati dei nuovi componenti a semiconduttore, presenti oggi sul mercato, dei quali si andranno ad analizzare le caratteristiche, i vantaggi e gli svantaggi rispetto alla tecnologia classica comunemente adottata negli interruttori e diodi di potenza. In particolare il contributo

del dottorando in tale ambito ha riguardato la caratterizzazione del convertitore AC-DC e la caratterizzazione ed il confronto tra interruttori e diodi di potenza basati sulla tecnologia a semiconduttore classica e al carburo di silicio. In particolare l'analisi e il confronto di tali componenti a semiconduttore è stata condotta in modo da evidenziarne gli stress in corrente e tensione ed il loro contributo in termini di potenza dissipata dall'intero sistema di conversione energetico. Tale obiettivo si è raggiunto grazie alla progettazione e realizzazione di una specifica board di test per tali componenti a semiconduttore.

Parte dei risultati presentati nel terzo capitolo sono stati utilizzati nella progettazione e realizzazione di un convertitore AC-DC per un sistema di alimentazione di un dispositivo elettromedicale, nell'ambito del progetto SADMES "Studio di Sistemi di Alimentazione di Dispositivi per la Medicina e per la Sicurezza", finanziato nell'ambito del bando INNOVARE – INNOVA.RE – INNOVAzione in Rete – P.O.R. FESR 2007-2013 REGIONE SARDEGNA – ASSE VI COMPETITIVITA' 6.2.1.a – CUP: F25C10001420008.

I risultati del lavoro di ricerca riportati in questo lavoro di tesi sono stati presentati e pubblicati in convegni e riviste internazionali di seguito riportate:

G. Gatto, I. Marongiu, A. Mocci, A. Serpi, I. L. Spano: "An improved averaged model for boost DC-DC converters" *39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2013)*, Vienna (Austria), Nov. 10-13, 2013, pp. 412 - 417.

G. Gatto, I. Marongiu, A. Mocci, A. Serpi, I. L. Spano: "A novel continuous-time equivalent circuit for boost DC-DC converters" *39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2013)*, Vienna (Austria), Nov. 10-13, 2013, pp. 262 - 267.

A. Mocci, A. Serpi, I. Marongiu, G. Gatto: "A suitable inductor modeling for DC-DC converters" *10th Conference on Ph.D. Research in Microelectronics and Electronics (PRIME 2014)*, Grenoble (France), June 30 - July 3, 2014, pp.4.

I. L. Spano, A. Mocci, A. Serpi, I. Marongiu, G. Gatto: "Performance and EMC Analysis of an Interleaved PFC Boost Converter Topology" *49th International Universities Power Engineering Conference (UPEC 2014)*, Cluj-Napoca (Romania), Sept. 2-5, 2014, pp. 6.

A. Mocci, A. Serpi, I. Marongiu, G. Gatto: "Enhanced Modeling of DC-DC Power Converters by means of Averaging Technique" *40th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2014)*, Dallas (USA), Oct. 29 2014-Nov. 1, 2014, pp. 5101 - 5107.

A. Mocci, A. Lai, A. Serpi, I. Marongiu, G. Gatto: "Inductor Losses Estimation in DC-DC Converters by Means of Averaging Technique" *Journal of Energy and Power Engineering*, vol. 9, no. 11, Nov. 30 2015, pp. 998-1007.

Capitolo 1

1 Introduzione generale sui convertitori elettronici di potenza

1.1 Introduzione

Nel corso degli anni il progresso tecnologico e il crescente utilizzo dell'energia elettrica in molteplici forme ha richiesto che tale vettore energetico fosse adattato nelle forme più congrue richieste dai carichi elettrici. Da diversi decenni tale compito è stato affidato, in maniera crescente, all'elettronica di potenza e quindi, a tutti quei dispositivi elettronici che sfruttano sia componenti passivi (resistenze, induttanze, trasformatori, condensatori, etc..) che componenti attivi a semiconduttore, adeguatamente gestiti tramite specifici algoritmi e tecniche di controllo. Un sistema di uno o più convertitori elettronici di potenza con i propri sistemi di filtraggio, protezione, dissipatori di calore, alimentazioni ausiliari e controllo, è oggi il metodo più utilizzato per effettuare un'efficiente conversione energetica ottemperando alle specifiche richieste dal carico, sia statiche che dinamiche. La diffusione di tali sistemi di alimentazione è legata alla loro incredibile flessibilità di utilizzo, compattezza ed efficienza, dovuta principalmente all'utilizzo di componenti a semiconduttore come interruttori statici. L'utilizzo di tali componenti ha infatti segnato una svolta nel campo dell'elettronica di potenza, in particolare l'era moderna degli alimentatori a commutazione è iniziata con i primi diodi e tiristori di potenza utilizzati per la conversione di potenza. La loro commercializzazione è iniziata nel 1958 da parte della General Electric e da allora, tale settore, è in rapida e continua crescita ed evoluzione. Infatti negli anni successivi si sono presentati interruttori statici basati sul silicio come i transistori bipolari di potenza (BJT, Bipolar junction transistor), i transistori di potenza a effetto di campo (MOSFET, Metal oxide semiconductor Fieldeffect transistor) e i transistori bipolari a gate isolato (IGBT, Insulated gate bipolar transistor). Un incredibile salto tecnologico in tale settore si è ottenuto grazie alla microelettronica ed ai microprocessori, in particolare all'utilizzo di questi negli alimentatori elettronici di potenza. Tale tecnologia ha permesso di convertire, elaborare e gestire un'enorme quantità di dati in tempi estremamente ridotti, il che ha permesso di controllare la conversione energetica in modo sempre più efficiente e preciso. Tali innovazioni nel campo dell'elettronica di potenza come la riduzione delle dimensioni di tali sistemi, dei costi dei componenti e dei dispositivi elettronici e, in particolare, l'ampio campo di applicazione in potenza (da alcuni microwatt fino ai megawatt), l'esteso range in tensione e corrente che caratterizzano tali convertitori (tensioni da alcuni volt fino a centinaia di kilovolt, correnti tra alcuni nanoampere e centinaia di kiloampere) hanno portato tali sistemi ad un'esponenziale diffusione ed utilizzo e, quasi certamente, avranno un'importanza crescente in futuro.

Viste le sorgenti di alimentazione elettrica oggi disponibili e le più comuni caratteristiche dei carichi elettrici, è possibile suddividere gli alimentatori elettronici di potenza in quattro macro gruppi. Infatti, in relazione alla tipo di sorgente e carico, tali sistemi vengono classificati in convertitori elettronici: DC-DC, AC-DC, DC-AC e AC-AC.

I convertitori elettronici di potenza DC-DC adattano corrente e tensione di una sorgente di alimentazione continua alle specifiche esigenze richieste da un carico anch'esso alimentato in continua. Mentre il compito dei convertitori elettronici AC-DC consiste nell'adattare delle sorgenti in tensione alternata, sia trifase che monofase, a dei carichi che necessitano di un'alimentazione continua. A tale famiglia di convertitori appartengono i raddrizzatori controllati o meno e i power factor correction (PFC). I convertitori DC-AC, comunemente chiamati inverter, svolgono invece un compito diametralmente opposto ai convertitori AC-DC. Infatti, tali sistemi, partendo da una sorgente in continua permettono di alimentare dei carichi in alternata, i quali possono essere sia monofase che trifase. Come ultimo, i convertitori AC-AC permettono di connettere fonti di alimentazione in alternata, sia monofase che trifase, con dei carichi anch'essi in alternata (monofase o trifase), non necessariamente alla stessa frequenza.

Visto ciò, è facile capire come tali sistemi vengano utilizzati in una moltitudine di applicazioni che vanno dall'industria aerospaziale al settore dei trasporti terrestri e navali, sia in ambito civile che militare. Tali sistemi di alimentazione hanno un largo utilizzo anche nel campo della generazione e distribuzione dell'energia elettrica, con un fiorente utilizzo nei sistemi di generazione distribuita dell'energia. In tale campo sono presenti in particolar modo nel settore delle sorgenti rinnovabili, come il fotovoltaico e l'eolico. I sistemi di alimentazione elettronici sono utilizzati per applicazione di piccola potenza come nei più comuni dispositivi legati all'elettronica di consumo, nonché nei casi in cui si richiede un'elevata affidabilità e attenzione verso i quelli che saranno gli utilizzatori finali di tali dispositivi, come nel caso dei sistemi di alimentazione per dispositivi elettromedicali, sia esterni che di tipo impiantabile [1].

Visto l'ampio campo di diffusione e le molteplici tipologie di convertitori elettronici esistenti, in tale tesi ci si è focalizzati principalmente sui convertitori DC-DC. Allo stato attuale una particolare problematica di tali convertitori è legata alla dissipazione di potenza sui componenti di potenza che compongono quest'ultimo, visto in particolar modo il crescente aumento delle frequenze di commutazione a cui vengono fatti lavorare i dispositivi a semiconduttore. Date tali problematiche, la ricerca in tale campo propone nuove topologie di convertitori, nuovi dispositivi a semiconduttore e modelli che siano di supporto al progettista nella fase di progettazione e ottimizzazione del convertitore elettronico di potenza. Per tale motivo, nel presente capitolo verrà presentata una rapida panoramica sulle topologie circuitali di base dei convertitori DC-DC e sul loro principio di funzionamento. Infine ci si andrà a soffermare sulle principali fonti di dissipazione di potenza nei comuni convertitori elettronici di potenza DC-DC.

1.2 Generalità e classificazione dei convertitori DC-DC

I convertitori elettronici di potenza DC-DC vengono definiti come quei dispositivi che utilizzano componenti elettronici, sia passivi che attivi, per adattare i livelli di tensione e corrente di una sorgente in tensione continua (o quasi) alle richieste di un carico elettrico anch'esso in continua. Questi alimentatori hanno quindi il compito di fornire ad uno o più carichi elettrici, uno o più livelli di tensione in continua con valore costante. Ciò deve risultare vero anche nel caso si presentino in ingresso al convertitore DC-DC delle variazioni della sorgente di alimentazione o delle variazioni del carico in uscita. Tale variazione della tensione in ingresso può derivare dal normale

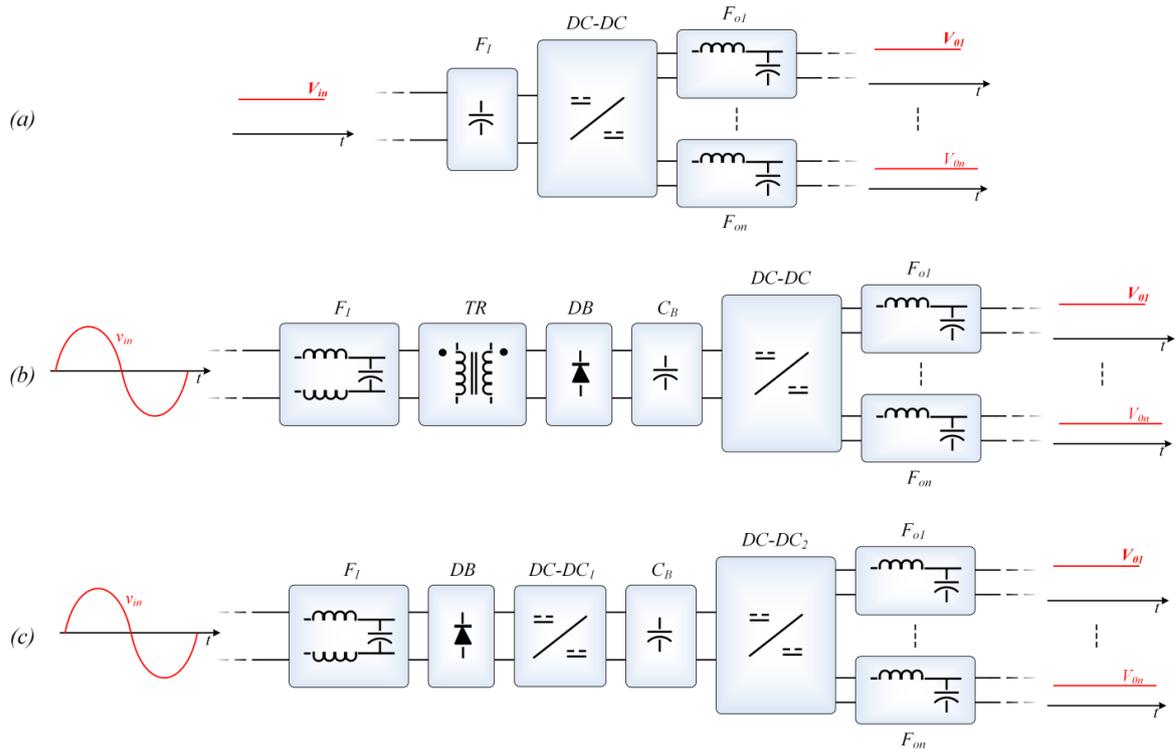


Figura 1.1 Schemi a blocchi di convertitori DC-DC e AC-DC.

funzionamento degli stadi a monte del convertitore in questione, come, mostrato nei tre distinti esempi di conversione energetica rappresentati in Figura 1.1.

In particolare in Figura 1.1(a) è rappresentato lo schema classico di un alimentatore DC-DC, infatti partendo da una sorgente in continua, una batteria, si può avere un primo stadio di filtraggio (F_I) a seguito del quale il convertitore DC-DC ha il compito di fornire uno o più livelli di tensione in uscita totalmente costanti e pari ad un valore di riferimento. Tali tensioni di uscita, anche se quasi continue, saranno comunque affette da un ripple di frequenza pari alla frequenza di commutazione. Ciò può essere una condizione inaccettabile per alcuni carichi, per tale motivo è possibile che si preveda un successivo filtraggio delle uscite (F_{O1}, \dots, F_{On} in cui con n si è indicata l' n -esima uscita del convertitore elettronico di potenza).

In Figura 1.1(b) e Figura 1.1(c) si è partiti da una alimentazione in alternata, per esempio da rete elettrica, sino ad arrivare ad una alimentazione continua in uscita dal sistema di conversione. Nel caso mostrato in Figura 1.1(b) si ha un primo blocco di filtraggio, tipicamente un filtro EMI (F_I), il secondo blocco rappresenta invece una separazione galvanica dalla rete tramite un trasformatore in bassa frequenza (TR). In particolare tale stadio di conversione potrebbe avere il compito di adattare i livelli di tensione per lo stadio di conversione successivo. Il convertitore AC-DC non controllato, tipicamente composto da un ponte di diodi non controllato (DB) con filtro di uscita (C_B), fornisce una tensione quasi continua al convertitore DC-DC il quale ha il compito di fornire una o più tensioni continue ai carichi a valle. Tale soluzione è tipicamente caratterizzata da un elevato peso e ingombro, dovuto al trasformatore in bassa frequenza, per tale motivo è spesso utilizzata per applicazioni in bassa potenza. Solitamente si va ad eliminare il trasformatore in bassa frequenza andando a raddrizzare direttamente la tensione di rete, sarà quindi compito del convertitore DC-DC a valle assicurare la separazione galvanica dalla rete elettrica di potenza. Questa configurazione è certamente da preferire dato che l'utilizzo di un trasformatore in alta

frequenza assicura un peso ed un volume notevolmente ridotto rispetto alla precedente soluzione.

L'ultimo schema a blocchi, presentato in Figura 1.1(c), rispetto allo schema precedente, non prevede un filtraggio dopo lo stadio di raddrizzamento, facendo sì che i primi quattro blocchi costituiscano un convertitore AC-DC controllato. In particolare il convertitore DC-DC₁ ricopre un ruolo di particolare importanza, tramite un adeguato controllo, deve rifasare tensione e corrente assorbita in rete garantendo una tensione costante e pari ad un valore desiderato in uscita. L'onere di una adeguata separazione dalla rete elettrica di potenza e la regolazione mirata della tensioni fornite ai carichi a valle vengono affidate al convertitore DC-DC₂. Alcune soluzioni tendono a unire i due convertitori DC-DC presenti in Figura 1.1(c) presentando di conseguenza uno schema con un unico stadio di conversione DC-DC con caratteristiche del tutto analoghe ai convertitori DC-DC₁ e DC-DC₂. Questi ultimi due schemi di conversione energetica, per esempio, possono essere utilizzati negli UPS, nei sistemi di ricarica delle batterie o come front end negli azionamenti elettrici.

I convertitori DC-DC possono essere classificati in due grandi famiglie, convertitori lineari e a commutazione o switching, come mostrato in Figura 1.2. I primi sfruttano i dispositivi a semiconduttore in zona lineare in modo da fornire ai carichi a valle una tensione continua caratterizzata da bassissimi livelli di rumore. Comunque, nel caso ci si trovi in situazioni in cui la caduta di tensione a monte e a valle di tale dispositivi risulti essere elevata oppure nel caso siano percorsi da un'elevata corrente, questi dispositivi sono costretti ad operare con una bassa efficienza di conversione.

Gli alimentatori a commutazione utilizzano i dispositivi a semiconduttore come interruttori statici e a loro volta possono essere suddivisi in tre principali categorie. Nello specifico gli Switched-capacitor o charge pump utilizzano i dispositivi a semiconduttore per variare la configurazione di una rete di condensatori, permettendo di ottenere le tensioni desiderate in uscita. I convertitori risonanti o soft-switching sfruttano invece il principio della risonanza induttivo-capacitiva per far commutare gli interruttori elettronici idealmente senza perdite. In particolare i convertitori Zero-voltage switching (ZVS) hanno il compito di portare a commutare gli interruttori in corrispondenza dell'annullamento della tensione ai capi di questi ultimi, mentre con un convertitore Zero-current switching (ZCS) ciò avviene con l'annullamento della corrente circolante sull'interruttore elettronico di potenza. In fine la terza categoria di alimentatori DC-DC

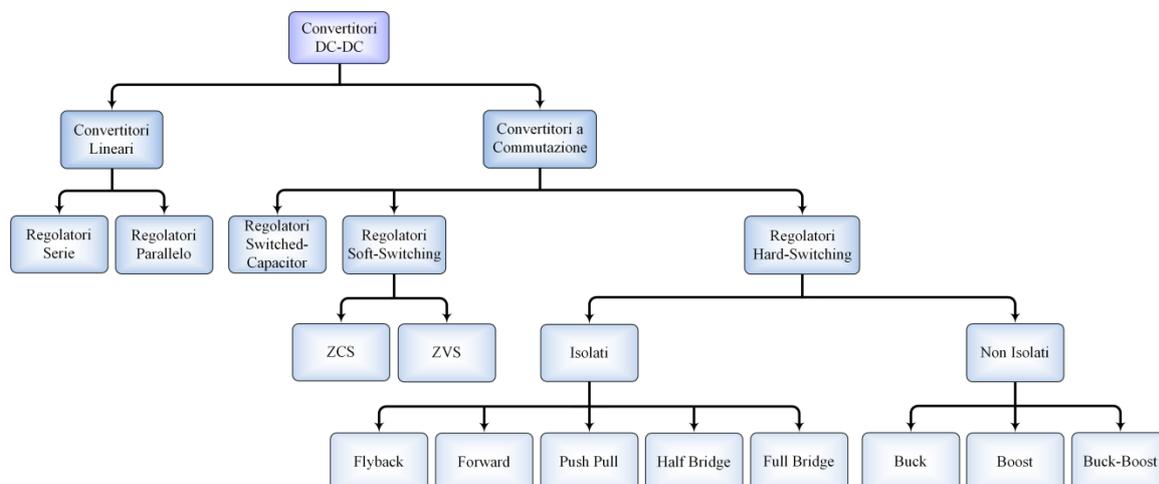


Figura 1.2 Classificazione dei convertitore DC-DC.

è oggi quella più diffusa e utilizzata, di cui fanno parte configurazioni che prevedono o meno una separazione galvanica. In particolare nel proseguo di tale lavoro si farà riferimento ai soli convertitori non isolati dato che gli schemi utilizzati in questi ultimi convertitori rappresentano degli schemi di base con i quali è possibile ricavare i restanti schemi circuitali. Questi convertitori DC-DC vengono caratterizzati da tre schemi di base, Buck, Boost e Buck-Boost [2].

1.3 Concetti di base sul controllo dei convertitori DC-DC

I convertitori elettronici di potenza DC-DC basano il loro funzionamento sullo stato dei loro dispositivi a semiconduttori, ed in particolare degli interruttori statici. Il funzionamento di tali convertitori può essere compreso grazie all'utilizzo di un semplice circuito, mostrato in Figura 1.3. In particolare la tensione media sul carico resistivo R (V_R) sarà funzione del tempo di conduzione dell'interruttore S e della tensione di alimentazione v_{in} , come riportato in (1.1).

$$V_R = \frac{1}{T_S} \int_0^{t_{on}} v_{in} dt = \frac{t_{on}}{T_S} v_{in} \quad (1.1)$$

In cui si è definito con T_S il periodo di commutazione, con t_{on} il tempo di conduzione dell'interruttore, mentre con t_{off} quello di interdizione di quest'ultimo dispositivo. In particolare il rapporto tra il tempo di conduzione dell'interruttore elettronico di potenza e il periodo di commutazione di quest'ultimo prende il nome di duty cycle ($\bar{\alpha}$). Tale parametro sarà pari all'espressione riportata in (1.2).

$$\bar{\alpha} = \frac{t_{on}}{T_S} \quad (1.2)$$

$$1 - \bar{\alpha} = \frac{T_S - t_{on}}{T_S} = \frac{t_{off}}{T_S}$$

Ne consegue che il duty cycle dell'interruttore potrà assumere dei valori compresi tra 0 (l'interruttore rimane aperto per tutto il periodo di commutazione) e 1 (l'interruttore rimane chiuso per tutto il periodo di commutazione). In tali estremi di funzionamento la tensione media sul carico sarà nulla nel primo caso ($\bar{\alpha}=0$), mentre risulterà pari alla tensione di alimentazione nel secondo caso preso in analisi ($\bar{\alpha}=1$).

Naturalmente, è facile osservare che la tensione ai capi della resistenza mostrata in Figura 1.3 presenterà un andamento fortemente pulsante, per tale motivo gli alimentatori elettronici prevedono sempre un sistema di filtraggio capace di fornire in uscita la sola componente media di tensione.

Dalla trattazione precedente si comprende che il controllo di tali interruttori ricopre un ruolo fondamentale nel processo di conversione energetico. Tali dispositivi non regolano solamente la

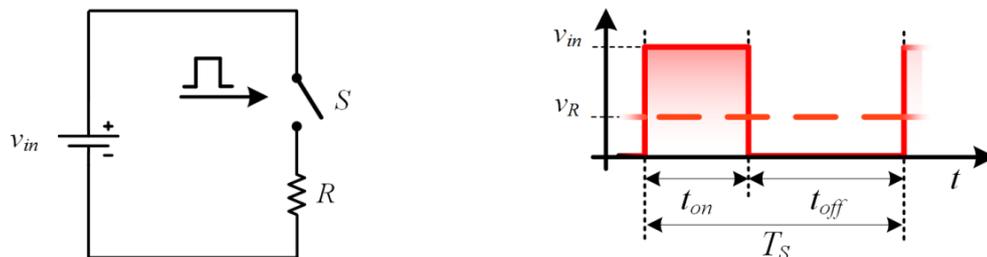


Figura 1.3 Funzionamento di base di un convertitore DC-DC.

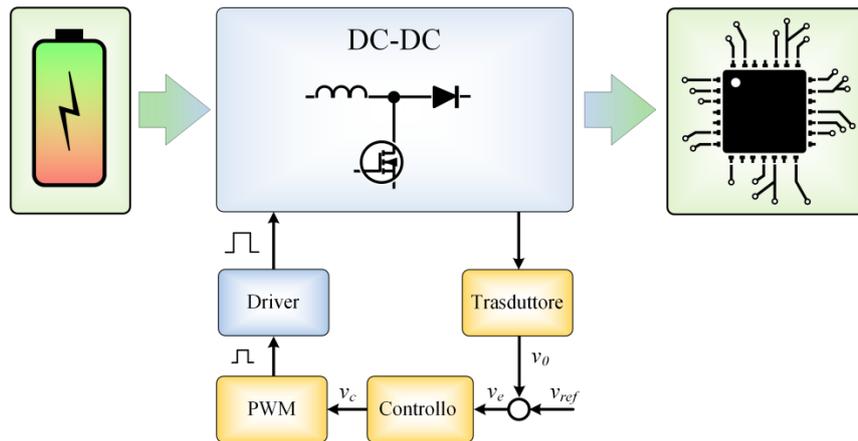


Figura 1.4 Schema a blocchi di un convertitore DC-DC con sistema di controllo.

tensione media fornita al carico, ma anche la potenza che esso assorbe. Oggigiorno esistono molteplici tecniche di controllo, in particolare la tecnica che mantiene costante il periodo di commutazione variando il solo tempo di conduzione dell'interruttore elettronico di potenza viene chiamata modulazione a larghezza di impulso (pulse width modulation PWM). Tale tecnica di controllo degli interruttori statici è ormai largamente diffusa e utilizzata nella gran parte degli alimentatori elettronici a commutazione. Uno schema a blocchi generale raffigurante sia lo stadio di potenza che quello di controllo è mostrato in Figura 1.4. In particolare, la grandezza da controllare, precedentemente trasdotta, viene confrontata con un riferimento: il risultato darà origine ad un segnale di errore che rappresenterà l'ingresso del blocco di controllo. Il segnale in uscita da blocco di controllo avrà il compito di annullare tale errore andando a pilotare in modo opportuno l'interruttore di potenza. La generazione di un segnale di comando per l'interruttore verrà affidato al modulatore PWM, mentre il driver andrà ad applicare fisicamente il segnale di comando sintetizzato dal modulatore. In particolare il modulatore può essere composto da un semplice comparatore, il quale confronta il segnale proveniente dal blocco di controllo con una portante triangolare, come mostrato in Figura 1.5.

Nello specifico sino a quando il segnale V_c è maggiore della portante l'interruttore rimarrà chiuso, al contrario si andrà a generare un segnale di comando basso, il quale farà aprire l'interruttore elettronico di potenza. Vista tale modalità di funzionamento, è possibile legare il

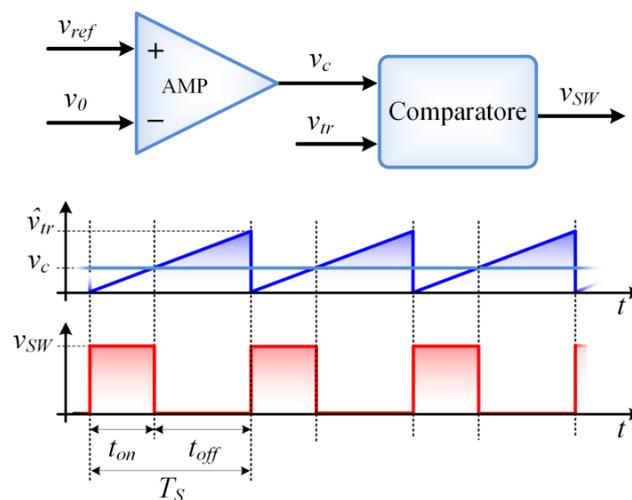


Figura 1.5 Schema a blocchi (alto) ed evoluzioni nel tempo (basso) dei segnali in un modulatore PWM.

duty cycle alle grandezze in ingresso al comparatore, espresso in (1.3).

$$\bar{\alpha} = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{V_c}{\hat{v}_{tr}} \quad (1.3)$$

In cui \hat{v}_{tr} è il picco del segnale triangolare in ingresso al comparatore [3].

1.4 Schemi base dei convertitori DC-DC non isolati

Nella classificazione mostrata in Figura 1.2 i convertitori DC-DC a commutazione non isolati sono contraddistinti da tre topologie circuitali di base, Buck (Figura 1.6 (a)), Boost (Figura 1.6 (b)) e Buck-Boost (Figura 1.6 (c)). Tali configurazioni circuitali sono caratterizzate dagli stessi componenti circuitali, infatti sono presenti due componenti passivi (un induttore e un condensatore) e due componenti a semiconduttore (diodo e interruttore elettronico). In particolare tutte le topologie circuitali rappresentate in Figura 1.6 presentano un condensatore di filtro in uscita e una cella composta da un interruttore, un diodo e un induttore. L'orientamento di tale cella caratterizza il tipo di convertitore DC-DC e quindi la modalità di funzionamento di quest'ultimo. L'apertura e la chiusura dell'interruttore S porta tali topologie circuitali ad assumere due distinte configurazioni circuitali, mostrate sempre in Figura 1.6. La modalità di conversione energetica per cui sono predisposti tali convertitori è strettamente legata non solo allo stato dei componenti a semiconduttore, ma anche agli stati di carica e scarica dei componenti passivi di cui tali dispositivi sono composti. Inoltre in tali convertitori la conversione energetica non avviene in maniera continuativa durante un periodo di commutazione, ma si avrà invece uno stato di accumulo energetico e uno di trasferimento energetico verso il carico. La diversificazione di tali convertitori elettronici di potenza dipende dal livello di tensione che questi riescono a fornire in uscita rispetto a quello presente ai loro morsetti di ingresso. Nello specifico, il convertitore Buck abbassa il livello di tensione in ingresso, fornendo di conseguenza in uscita un livello di tensione costante e controllato, ma sempre inferiore rispetto a quello presente ai suoi morsetti di ingresso.

Il Boost invece ha un comportamento del tutto opposto: tale convertitore DC-DC presenta in uscita un valore di tensione maggiore rispetto a quello presente in ingresso. Il convertitore Buck-Boost invece è la combinazione di queste due ultime topologie, esso può infatti elevare o

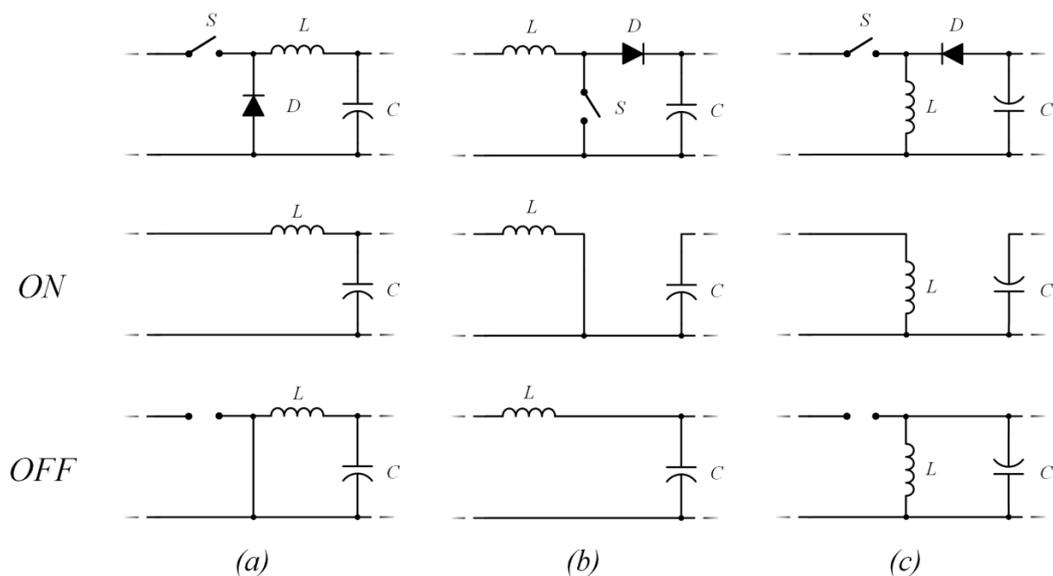


Figura 1.6 Schemi circuitali di base dei convertitori Buck (a), Boost (b) e Buck-Boost (c).

ridurre il livello di tensione presente ai morsetti di ingresso [3].

Dalla Figura 1.6 è possibile notare alcuni vantaggi o svantaggi che caratterizzano tali convertitori di base, in particolare il convertitore Buck e il Buck-Boost saranno soggetti ad una corrente di ingresso fortemente pulsante. Mentre la presenza di un induttore connesso in ingresso nel convertitore Boost gli garantirà un assorbimento di corrente continua, con un ripple che dipende dal valore di induttanza e dalla frequenza di commutazione dell'interruttore elettronico. Si deve far notare che Buck e Buck-Boost necessitano di un'alimentazione flottante per il driver che andrà a pilotare il gate dell'interruttore elettronico di potenza, ciò andrà a complicare lo schema circuitale di tali convertitori. Inoltre il convertitore Buck-Boost presenta come vantaggio la possibilità di poter fornire in uscita una tensione sia più alta che più bassa rispetto a quella presente ai suoi morsetti di ingresso, tale tensione di uscita presenterà comunque una polarità inversa rispetto a quella di ingresso. Tali svantaggi fanno spesso preferire, quando è possibile, il convertitore Boost rispetto alle altre due topologie. Intatti questo schema circuitale è largamente utilizzato nelle alimentazioni dei dispositivi classificati come elettronica di consumo, in alcuni AC-DC come in particolare i PFC e spesso nei convertitori che interfacciano i pannelli fotovoltaici all'inverter di rete.

1.5 Modalità di funzionamento continuo e discontinuo

In Figura 1.6 viene mostrato come lo stato dell'interruttore S porti a due differenti configurazioni circuitali, mentre gli stati operativi che uno qualsiasi dei convertitori di base può assumere saranno funzione dello stato energetico assunto dall'induttore. In particolare saranno legati all'evoluzione della corrente circolante in tale componente.

Nello specifico, in Figura 1.7 (a) il sistema in analisi presenta due stati operativi distinti legati alla sola carica (t_{on}) e scarica (t_{off}) dell'induttore; tale modalità di funzionamento viene chiamata modalità di conduzione continua (CCM). Tale modalità presenta, su tutto il periodo di commutazione, una corrente circolante sull'induttore sempre maggiore di zero. In caso contrario (Figura 1.7 (c)), se durante lo stato di OFF la corrente sull'induttore si annulla per un determinato periodo di tempo (t_{d2}), si ha la nascita di un terzo stato operativo nel quale l'energia immagazzinata sull'induttore sarà nulla. In tal caso il convertitore andrà a lavorare in modalità di conduzione discontinua (DCM). Tale modalità di funzionamento spesso caratterizza il modo di operare di un convertitore a basso carico o è preferita alla modalità di conduzione continua per convertitori di bassa potenza. In Figura 1.7 (b) viene mostrato un caso limite, infatti la corrente sull'induttore si annulla solo per un istante rendendo quindi tale modalità operativa una condizione limite tra la conduzione continua e la discontinua (BCM) [3].

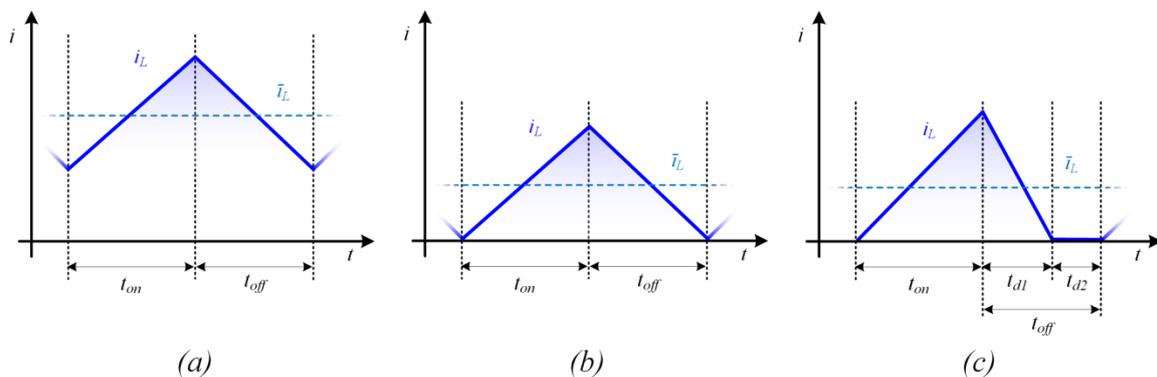


Figura 1.7 Andamento della corrente sull'induttore in CCM (a), BCM (b) e DCM (c).

1.6 Problematiche inerenti la progettazione dei convertitori DC-DC

Visti i precedenti paragrafi è possibile affermare che la fase di progettazione e ottimizzazione di tali sistemi di conversione energetica dipende principalmente dallo schema circuitale utilizzato, dal tipo di controllo e dai componenti con cui viene assemblato il convertitore elettronico. Particolare riguardo va prestato alle potenze dissipate dai componenti che compongono il convertitore, in particolar modo a quelle riguardanti lo stadio di potenza. Infatti, la potenza dissipata da tale stadio tipicamente sarà quella aliquota di potenza che maggiormente andrà ad incidere sul rendimento energetico del sistema, diventando a tutti gli effetti un indicatore dell'efficacia della conversione energetica del convertitore elettronico di potenza. Si deve inoltre far notare che tale parametro è legato direttamente alla temperatura di lavoro che andranno a raggiungere i componenti del convertitore durante il loro utilizzo. Ciò inciderà sia sulle stesse perdite in potenza, andando a variare le caratteristiche elettriche dei componenti, sia sulla vita utile dei dispositivi a semiconduttore e dei condensatori, in particolar modo per dei condensatori elettrolitici. In ultimo le perdite di potenza hanno un legame diretto con la tipologia, le dimensioni e il costo del sistema di dissipazione del calore.

La stima e la riduzione delle potenze dissipate ricopre di conseguenza un aspetto di fondamentale importanza durante la progettazione e l'ottimizzazione del convertitore elettronico di potenza. In particolare oggi si sta puntando su nuove topologie circuitali, spesso basate sulle configurazioni di base mostrate precedentemente.

Gli schemi circuitali su cui si sta puntando, rispetto a quelli base, permettono di ottenere minori stress di tensione e corrente, riducono i disturbi condotti in rete, permettono di far lavorare il convertitore ad elevate densità di potenza e tipicamente sono caratterizzati da un'elevata efficienza di conversione energetica.

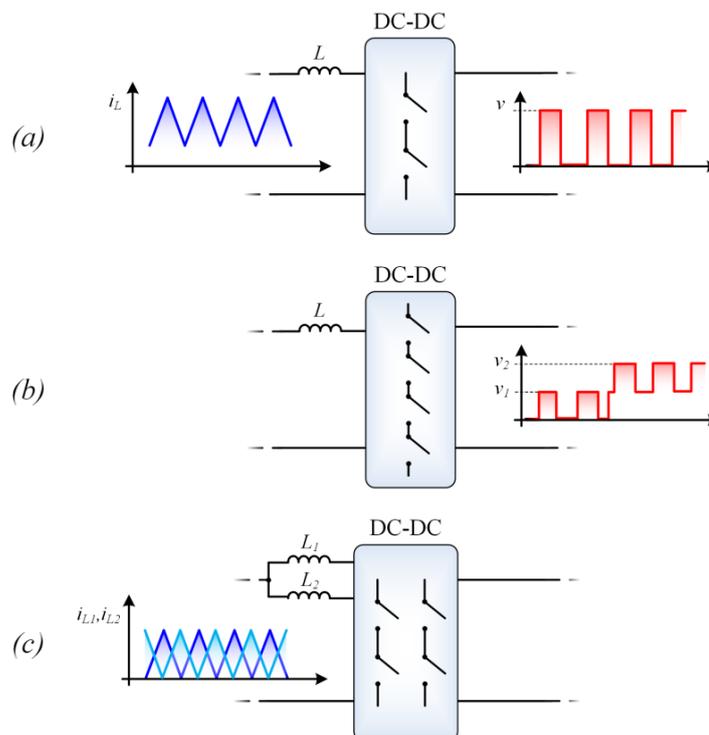


Figura 1.8 Rappresentazione di una cella di conversione DC-DC base (a), serie (b) e parallelo (c).

I convertitori DC-DC di base sono costituiti da una singola coppia di semiconduttori e da un filtro, come mostrato in Figura 1.8 (a). Tali sistemi sono caratterizzati da due soli livelli di tensione assumibili dalla coppia di semiconduttori e da un ben determinato livello di corrente circolante sul filtro e sui componenti attivi. Le nuove topologie circuitali sono derivate da una connessione in serie o parallelo dei circuiti di base. Ciò ne incrementa la complessità sia dal punto di vista circuitale che del sistema di controllo, ma permette di ottenere una serie di vantaggi, che allo stato attuale, li rende sempre più appetibili nel campo della trazione, nel settore delle energie rinnovabili e, in generale, in campo industriale.

In particolare, in Figura 1.8 (b) viene raffigurato un convertitore multilivello: esso permette di ottenere più livelli di tensione in uscita, andando di fatto a diminuire gli stress in tensione sui componenti a semiconduttore e la frequenza di commutazione. In Figura 1.8 (c) viene invece mostrato una connessione in parallelo di più di celle base. Grazie a tale configurazione e ad un particolare controllo degli interruttori si va a ripartire la corrente in ingresso sui vari rami in parallelo, ottenendo di conseguenza ridotti stress di corrente sui componenti a semiconduttore e sui componenti passivi, ed elevate efficienze di conversione [4].

Tali schemi circuitali vengono sempre più spesso supportati da nuovi componenti a semiconduttore come i diodi e gli interruttori elettronici di potenza al carburo di silicio (SiC) e nitruro di gallio (GaN). Infatti, fino a pochi anni fa il silicio era il materiale più utilizzato nella realizzazione di dispositivi allo stato solido impiegato per l'elettronica di potenza (switch e diodi). Tale diffusione era dovuta principalmente sia al basso costo sia alla grande disponibilità della materia prima. Tuttavia la tecnologia basata su tale materiale non consente, almeno nell'immediato, di soddisfare le specifiche sempre più stringenti dei moderni sistemi di conversione dell'energia, quali basse dissipazioni di potenza, elevate efficienze di conversione ed elevate frequenze di commutazione. Già da tempo era noto che le proprietà dei materiali Wide Band Gap (WBG) avrebbero permesso di sostituire il silicio, tuttavia è solo grazie alla recente evoluzione tecnologica che il loro impiego nell'elettronica di potenza si è concretizzato. I dispositivi di potenza WBG, in particolare i SiC, offrono notevoli vantaggi in termini di prestazioni rispetto ai dispositivi realizzati con il silicio classico. In Figura 1.9 è possibile notare come le caratteristiche di tali materiali, rispetto a quelle del silicio classico, portino questi dispositivi ad operare a temperature, efficienze e frequenze più elevate, favorendo quindi l'integrazione e riducendo gli ingombri dei sistemi di conversione elettronici di potenza.

In particolare i diodi al carburo di silicio vengono prodotti in configurazione diodo Schottky anche per elevate tensioni. In tali diodi il fenomeno del reverse recovery è notevolmente attenuato, il che determina minori perdite in fase di commutazione ed un abbattimento dei livelli dei disturbi condotti e radiati. Al contrario, nei diodi fast recovery al silicio, il fenomeno del reverse recovery e le potenze dissipate, associate a tale fenomeno, sono di gran lunga più marcate.

I MOSFET di potenza realizzati con tecnologia SiC presentano, rispetto a quelli al silicio classico, un valore ridotto della resistenza di conduzione e tempi di commutazioni elevati. Questo li rende estremamente più efficienti dei MOSFET classici andando a ridurre sia le perdite di conduzione sia quelle di commutazione. In particolare, un aumento della frequenza di commutazione riduce i pesi e i volumi dei componenti passivi del convertitore, portando anche ad un abbassamento dei costi di tutto il sistema di conversione energetica. I componenti SiC oggi sono ampiamente diffusi sul mercato e disponibili in range operativi di tensione e corrente piuttosto ampi.

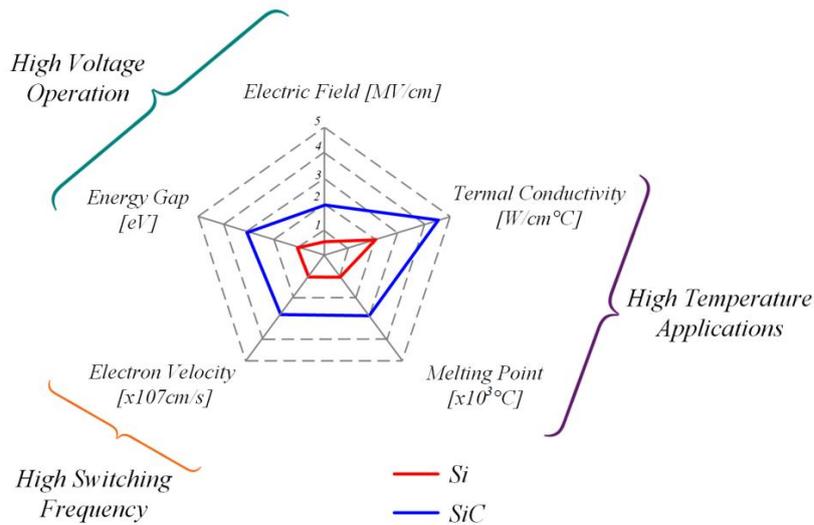


Figura 1.9 Confronto tra le tecnologie Si e SiC [5].

Tali accorgimenti, sia dal punto di vista circuitale che direttamente legati ai componenti precedentemente presentati, riducono notevolmente le perdite di potenza dei convertitori DC-DC aumentandone di conseguenza la densità di potenza. Tali aliquote di potenza persa vanno comunque stimate per un corretto dimensionamento ed un’efficace fase di ottimizzazione del convertitore stesso. Le perdite di potenza in un convertitore possono dividersi in tre principali aliquote. In particolare queste sono derivanti dalla conduzione dei componenti, sia passivi che attivi, dalle perdite dovute alla commutazione (le quali caratterizzano principalmente i dispositivi attivi) e in ultimo le perdite di potenza fisse, attribuibili alle alimentazioni e alla circuiteria ausiliaria.

Riferendoci alla Figura 1.6, è possibile affermare che una grossa fetta di potenza persa sui componenti passivi sia dissipata in calore per effetto joule sulle resistenze interne ai componenti stessi. In particolare sull’induttore tale componente è associata alla resistenza degli avvolgimenti delle spire con cui è stato avvolto il nucleo ferromagnetico, mentre nei capacitori è attribuibile alle resistenze parassite dei reofori, elettrodi e dielettrico che lo compongono. Tipicamente tale resistenza viene chiamata resistenza equivalente serie, spesso indicata come “ESR”. Per entrambi i componenti avremo che l’aliquota di potenza dissipata per effetto joule sarà pari alla (1.4).

$$P_{J,h} = r_h i_{h(RMS)}^2 \quad h = L, C \tag{1.4}$$

In cui r_h rappresenta la resistenza serie, mentre la $i_{h(RMS)}$ è la corrente efficace che attraversa il componente in analisi, definita come in (1.5).

$$i_{h(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} i_h^2(t) dt} \quad h = L, C \tag{1.5}$$

L’induttore, rispetto al condensatore, è caratterizzato dalle perdite nel nucleo ferromagnetico. Queste dipendono fortemente dal tipo di materiale utilizzato e in generale possono essere stimate tramite la seguente relazione.

$$P_{J,L(core)} = kB^\alpha f_s^\beta V \tag{1.6}$$

In cui B è l’induzione magnetica, f_s è la frequenza di commutazione e V è il volume del nucleo. Le costanti k , α e β dipendono invece dal materiale utilizzato.

Nei dispositivi a semiconduttore sono sempre presenti due aliquote di potenza persa attribuibili alla conduzione e alla commutazione di tali dispositivi. In particolare tali dispositivi sono spesso rappresentati tramite una resistenza di valore infinito quando questi sono interdetti e dalla serie di un generatore di tensione w_h (rappresentante la tensione di soglia) e una resistenza di conduzione r_h quando questi sono in conduzione, come riportato in (1.7).

$$v_{h(ON)} = w_h + r_h i_h \quad h = S, D \quad (1.7)$$

Ne consegue che la potenza dissipata in conduzione sarà data dalla (1.8).

$$P_{h(ON)} = \frac{I}{T_S} \int_0^{t_{h(ON)}} (w_h + r_h i_h(t)) i_h(t) dt = w_h \bar{i}_h + r_h i_{h(RMS)}^2 \quad h = S, D \quad (1.8)$$

In cui con S si è indicato l'interruttore, con D il diodo di potenza e con $t_{h(ON)}$ il tempo in cui il dispositivo a semiconduttore rimane in conduzione. Mentre la corrente media \bar{i}_h e quella efficace $i_{h(RMS)}$ circolante nel dispositivo sono state definite in come in (1.9).

$$\bar{i}_h = \frac{I}{T_S} \int_0^{t_{h(ON)}} i_h(t) dt \quad h = S, D \quad (1.9)$$

$$i_{h(RMS)} = \sqrt{\frac{I}{T_S} \int_0^{t_{h(ON)}} i_h^2(t) dt} \quad h = S, D$$

La potenza persa in commutazione è tipicamente una grandezza che ricopre una notevole importanza negli interruttori elettronici di potenza. L'energia dissipata durante il Turn-ON e il Turn-OFF in tali dispositivi elettronici sarà legata principalmente alle evoluzioni delle correnti e tensioni sull'interruttore.

In particolare le evoluzioni, mostrate in Figura 1.10 caratterizzano qualsiasi cella composta da interruttore, diodo e induttore, di conseguenza queste caratterizzeranno l'interruttore di uno qualsiasi dei convertitori mostrati in Figura 1.6. Nello specifico, durante il Turn-ON la corrente presenterà un tempo di salita t_{ri} , mentre la tensione sarà caratterizzata da un tempo di discesa t_{fv} ,

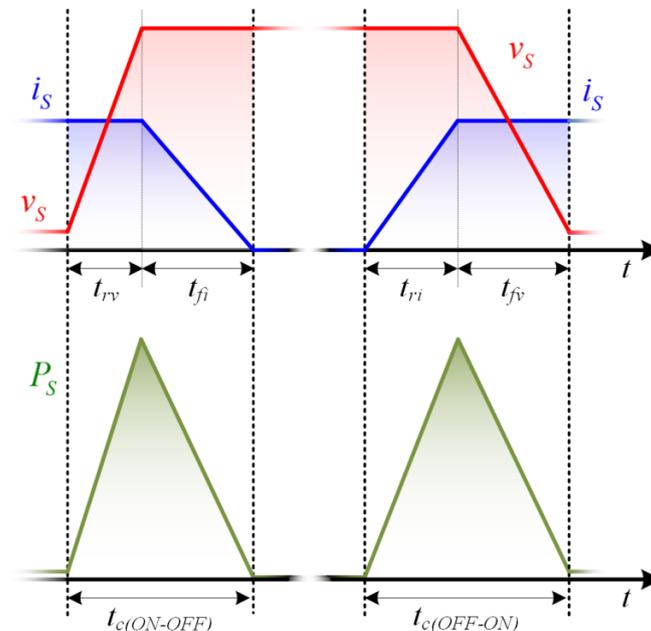


Figura 1.10 Evoluzioni delle tensioni e correnti (in alto) e della potenza sull'interruttore (in basso) per in Turn-OFF (sinistra) e per il Turn-ON (destra).

invece durante il Turn-OFF avremo un tempo di salita della tensione pari a t_{rv} e un corrispondente tempo di discesa della corrente t_{fi} . Riferendoci agli andamenti mostrati in Figura 1.10, è possibile approssimare l'andamento della potenza istantaneamente dissipata in entrambe le commutazioni con un andamento triangolare, ne consegue che la potenza persa durante le commutazioni dell'interruttore saranno pari all'espressione (1.10).

$$P_{c,s} = \frac{V_d I_d (t_{c(ON-OFF)} + t_{c(OFF-ON)})}{2} f_s \quad (1.10)$$

In cui si è indicato con I_d e V_d la corrente di conduzione e la tensione presente ai capi dell'interruttore durante il suo stato di OFF [3].

Solitamente i dispositivi a semiconduttore, in relazione alle potenze che tale dispositivo andrà a dissipare, avranno bisogno di un opportuno sistema di dissipazione del calore. Il dimensionamento del sistema di raffreddamento dipenderà direttamente dalle impedenze termiche dell'intero sistema (in Figura 1.11 rappresentate dall'impedenza tra la giunzione e il contenitore Z_{jc} , dall'impedenza tra il contenitore e il dissipatore Z_{ch} e tra il dissipatore e l'ambiente esterno Z_{ha}), dalla temperatura ambiente (T_a) e in particolar modo dalla potenza dissipata dal dispositivo a semiconduttore (P_J), come mostrato nel circuito termico equivalente in Figura 1.11.

Per tale motivo è di fondamentale importanza una corretta stima di tali aliquote di potenza, atta sia ad una corretta scelta e verifica dei dispositivi a semiconduttore che ad un corretto dimensionamento del sistema di dissipazione del calore.

Oggigiorno sono reperibili svariati software di simulazione che mirano ad una rappresentazione accurata delle grandezze elettriche di tutti i componenti del convertitore. Tuttavia nel mondo scientifico vi è comunque un crescente interesse sui modelli ai valori medi dei convertitori elettronici di potenza. Tali modelli rappresentando in modo semplificato il sistema in analisi, ma sono comunque capaci di rappresentare con adeguata accuratezza gli scambi energetici e le dissipazioni di energia nei principali componenti di un convertitore elettronico di potenza. Per tale motivo di possono rappresentare un valido strumento a supporto del progettista sia durante la fase di progettazione che in quella di ottimizzazione e verifica.

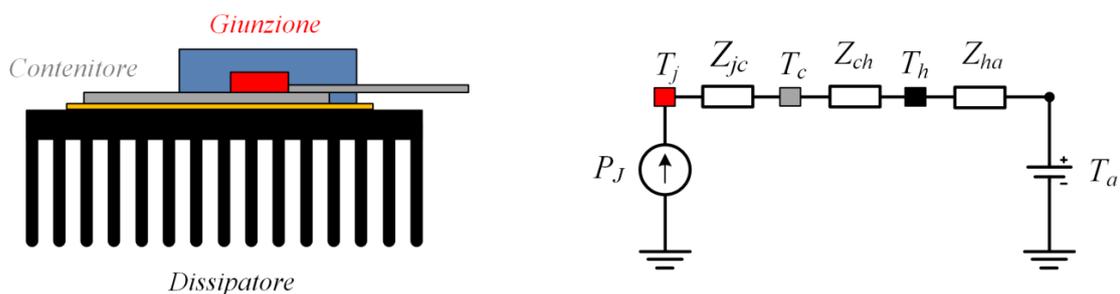


Figura 1.11 Rappresentazione di un dispositivo di dissipazione del calore per un componente a semiconduttore (sinistra) e del circuito termico equivalente (destra).

Capitolo 2

2 Modelli ai valori medi per convertitori elettronici di potenza DC-DC

2.1 Introduzione

Un modello matematico accurato di un alimentatore elettronico di potenza, capace di rappresentare il sistema dal punto di vista sia dinamico che energetico, ricopre un ruolo di fondamentale importanza sia dal punto di vista della progettazione hardware che del sistema di controllo. Per tale motivo in letteratura è possibile trovare diversi modelli equivalenti che mirano a rappresentare le principali e fondamentali caratteristiche di questi convertitori. Tra questi, i modelli ai valori medi sono quelli che hanno suscitato maggiore interesse e per i quali si sono sviluppate differenti tecniche di modellizzazione [6]-[12]. Questi modelli mirano a eliminare gli effetti introdotti dai dispositivi a semiconduttore, andando di conseguenza a rappresentare un sistema che è totalmente privo di ripple. Tra le differenti tecniche proposte, i due filoni più importanti sono quelli che riguardano la modellizzazione tramite un circuito ai valori medi e la modellizzazione matematica del sistema che sfrutta la rappresentazione del sistema tramite variabili di stato. Le differenze tra le due tecniche sono state ben riassunte in Figura 2.1, in cui si vede che un qualsiasi circuito elettronico di potenza composto sia da elementi passivi che da componenti a semiconduttore, può essere rappresentato in egual modo sia tramite un circuito equivalente che mediante un modello a variabili di stato. Il primo rappresenta gli interruttori e i diodi del convertitore di potenza tramite dei generatori di corrente e tensione equivalenti, mentre i componenti passivi, tipicamente le resistenze di conduzione, possono essere rappresentate tramite delle resistenze fittizie. Il secondo, invece, esprime il sistema tramite una serie di equazioni differenziali delle grandezze di stato in un periodo di commutazione. Entrambe le tecniche vengono utilizzate come strumento di dimensionamento e ottimizzazione del sistema nella progettazione del convertitore, inoltre è consuetudine utilizzarle come supporto per la sintesi di un algoritmo di controllo per il convertitore [13]-[17]. Tra queste due tecniche la modellizzazione ai valori medi che sfrutta la rappresentazione a variabili di stato sembra la più promettente, per tale motivo sarà la tecnica a cui si farà riferimento nella presente tesi.

Una buona modellizzazione del convertitore, che consideri i componenti parassiti nei modelli equivalenti dei componenti del convertitore, porta di fatto ad un miglioramento del modello stesso. Comunque, tali elementi vengono tipicamente trascurati in modo da ottenere delle equazioni semplici e facilmente gestibili, utilizzabili soprattutto per sintetizzare un algoritmo di controllo.

In bibliografia è facile trovare numerosi esempi dell'utilizzo di tale tecnica [3],[6]-[7],[18]-[29]. In particolare, è possibile utilizzare tali modelli per studiare sistemi complessi o anche convertitori

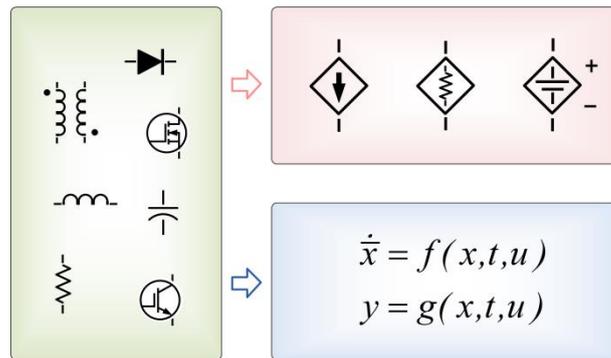


Figura 2.1 Rappresentazione dei convertitori elettronici di potenza tramite i modelli a circuiti medi equivalenti o tramite i modelli medi a variabili di stato.

particolari, infatti in [18]-[19] si sviluppano i modelli per due particolari convertitori PFC, mentre in [20]-[22] viene sintetizzato un controllo sia per un KY Boost che per un KY Buck-Boost. Tale semplificazione va ad incidere pesantemente sulla rappresentazione energetica e dinamica del sistema [30]-[32], per tale motivo quando è possibile si cerca di tener conto di tali elementi, parassiti sia che il convertitore venga modellizzato tramite un sistema a variabili di stato, sia che nel caso si utilizzi un circuito medio equivalente. Ciò allo scopo di migliorare la risposta in frequenza di tali modelli e progettare sistema di controllo robusto e preciso [33]-[39] o di effettuare un buon dimensionamento del sistema di dissipazione termico [40]. Si deve far notare che il modello classico ai valori medi è certamente un metodo semplice ed efficace capace di rappresentare tali sistemi, ma anche modellizzando i componenti del convertitore tramite i loro elementi parassiti, tale modello non riesce comunque a descrivere a pieno quelle che sono le potenze perse nei componenti del convertitore e, di conseguenza, lo scambio di energia tra il generatore posto in ingresso e il carico connesso ai morsetti d'uscita del convertitore. Infatti, i componenti a semiconduttore e il processo stesso di scambio energetico, caratteristico di tali convertitori, posso introdurre delle perdite di potenza non trascurabili. In particolare, in [1],[3],[6],[41] vengono mostrati sia gli effetti delle commutazioni, introdotti dai componenti a semiconduttore che l'effetto del ripple di corrente sull'induttore. Questi elementi andranno a modificare le evoluzioni delle tensioni e delle correnti sui componenti del convertitore e di conseguenza andranno sia a condizionare la risposta in frequenza del sistema che ad incidere pesantemente sull'efficienza totale del convertitore DC-DC. Gli effetti introdotti dalle commutazioni dei dispositivi a semiconduttore e le oscillazioni della corrente sull'induttore andranno a ripercuotersi in particolar modo anche sulla stima della tensione di uscita del convertitore. In particolare la tensione di uscita del convertitore è un parametro che dipende fortemente sia dal carico che dall'efficienza del sistema e, come descritto in [42], un valido modello del convertitore può portare ad una stima del punto di collasso della tensione d'uscita e di conseguenza alla stima del massimo duty cycle applicabile al convertitore.

Gli effetti di una modellizzazione poco accurata sono stati ben evidenziati in [43], nel quale tramite uno studio effettuato in simulazione su un convertitore DC-DC Boost si sono messi in luce i principali problemi dei modelli ai valori medi. Tale studio confronta i principali parametri del convertitore simulato, tensione di uscita, rendimento e le potenze dissipate da interruttore elettronico di potenza e diodo rispetto a quelle ottenute in un classico modello ai valori medi. I risultati mostrano un forte scostamento tra i dati ottenuti considerando il modello ai valori medi rispetto allo studio effettuato in simulazione, sia al variare del duty cycle che al variare della frequenza. Ciò è dovuto al fatto che i modelli classici ai valori medi sono totalmente invariati

rispetto alla frequenza, di conseguenza non rappresentano in modo preciso i componenti con cui è costituito il convertitore stesso. In particolar modo non considerano gli effetti delle commutazioni e il ripple di corrente sull'induttore.

L'effetto delle commutazioni è preso in considerazione in [44]-[47]. In particolare nei lavori [44]-[45] viene sviluppato un modello ai valori medi basato sulla rappresentazione a variabili di stato per le tre configurazioni base dei convertitori DC-DC, nella quale si focalizza l'attenzione prevalentemente sull'efficienza e sulla risposta in frequenza delle varie configurazioni. In [46] e [47] l'effetto delle commutazioni è stato introdotto in un circuito ai valori medi di un convertitore DC-DC bidirezionale nel quale i componenti a semiconduttori venivano sostituiti con due adeguati generatori di tensione e corrente. Si deve comunque sottolineare che questi trascurano il ripple di corrente sull'induttore, il che porta a trascurare una componente di perdita di potenza fondamentale nei convertitori DC-DC, specialmente quando questi lavorano a bassa potenza.

Tale componente di perdita viene efficacemente tenuta in conto dai modelli proposti in [31],[34],[48]-[54], nella maggior parte dei casi tale effetto viene introdotto tramite il metodo delle aree equivalenti o applicando il principio di conservazione dell'energia. Questo metodo mira a sostituire le classiche resistenze di conduzione dell'induttore, condensatore, interruttore e diodo con delle resistenze equivalenti capaci di introdurre nel sistema gli effetti del ripple della corrente. Mentre in [55] si sviluppa un modello ai valori medi che permette di calcolare i valori efficaci delle grandezze di stato, in tal modo è possibile tener conto delle oscillazioni di corrente che caratterizzano un qualsiasi convertitore DC-DC. In particolare in [56]-[58] si introduce un nuovo concetto, chiamato fattore energetico definito come l'energia immagazzinata del sistema rispetto a quella trasferita al carico connesso in uscita. Tale modellizzazione introduce le principali aliquote di potenza allo scopo di stimare con precisione la sola dinamica del sistema. L'effetto del ripple di corrente sull'induttore è tanto più rilevante quanto più il convertitore lavora a basso carico, in particolare si ha la massima rilevanza quando il convertitore lavora in modalità di conduzione discontinua. Molti lavori utilizzano i modelli ai valori medi per descrivere la dinamica del sistema nel dominio della frequenza per un funzionamento del convertitore in DCM [34],[48],[50],[59]-[61]. In tale modalità di funzionamento l'effetto del ripple di corrente è particolarmente accentuato, ne consegue che oltre alle perdite dovute alle corrente media sarà fondamentale considerare le perdite di potenza introdotte dalle oscillazioni di corrente. In particolare in [62]-[67], sfruttando il principio di conservazione dell'energia e sotto l'ipotesi che la corrente dell'induttore vari linearmente, si introducono le resistenze parassite che modellizzano sui componenti del convertitore l'effetto del ripple di corrente, andando di conseguenza a introdurre nel modello le dissipazioni di potenza associate a tali oscillazioni. Si deve comunque far notare che nessuno di questi introduce l'effetto delle commutazioni degli interruttori, specialmente al Turn-OFF quando l'interruttore è chiamato ad interrompere la corrente di picco circolante sull'induttore.

Viste le precedenti affermazioni, in questo capitolo verranno presentati vari modelli ai valori medi basati su una rappresentazione del sistema a variabili di stato. In particolare si introdurranno inizialmente dei modelli semplificati di un convertitore DC-DC Boost per poi, successivamente, sviluppare un modello matematico che terrà conto sia delle caratteristiche non lineari introdotte dai dispositivi a semiconduttore, Turn-ON e Turn-OFF, e delle rispettive potenze dissipate da tali dispositivi sia dell'effetto delle oscillazioni di corrente, caratteristiche di tali sistemi. Tali modelli sono stati proposti allo scopo di fornire un valido supporto al progettista nella determinazione delle aliquote di potenze dissipate nel convertitore in analisi e nel conseguente dimensionamento termico del sistema di dissipazione del calore.

2.2 Convertitori DC-DC Boost

Gli alimentatori a commutazione, nello specifico i convertitori DC-DC che sfruttano i dispositivi a semiconduttore come interruttori, non trasferiscono energia in modo continuativo lungo un periodo di commutazione. Infatti, tali convertitori, basano il loro funzionamento sullo stato di carica e scarica dei loro elementi di accumulo energetico, come ad esempio gli induttori, mutue induttanze e condensatori. In particolare, i cicli di carica e scarica vengono scanditi dall'apertura e chiusura degli interruttori elettronici presenti nel convertitore. Ne consegue che, lo scambio di energia tra una sorgente posta in ingresso al convertitore e uno o più carichi connessi in uscita non avverrà in modo continuo su tutto il periodo di commutazione. Viste le caratteristiche circuitali di tali convertitori, si può affermare che in uno stato di funzionamento a regime, la differenza tra l'energia immagazzinata e quella ceduta da tali elementi sarà identicamente nulla. Mentre, un qualsiasi passaggio da uno stato di regime ad un altro, causerà una variazione di tale energia, che si riporterà a zero nel nuovo stato di regime assunto dal convertitore.

Un esempio di tali convertitori DC-DC è mostrato in Figura 2.2 in cui vi è raffigurato un convertitore DC-DC Boost, il quale presenta come sorgente di alimentazione in continua una batteria, mentre come carico un generico dispositivo elettronico.

Si può notare che il suddetto convertitore elettronico utilizza come elementi di accumulo energetico l'induttore L e il condensatore C , mentre come elementi attivi presenta un interruttore elettronico di potenza (in Figura 2.2 raffigurato come un MOSFET) e un diodo. Lo stato dell'interruttore S vincola, sia lo stato conduzione e interdizione del diodo D , che la carica e la scarica degli elementi preposti ad un accumulo energetico. Si deve far notare che, interruttore e diodo andranno ad operare in maniera totalmente opposta l'uno rispetto all'altro. Infatti, quando l'interruttore S sarà chiuso il diodo D risulterà essere polarizzato inversamente, mentre con l'apertura dell'interruttore elettronico di potenza il diodo si troverà in una condizione di polarizzazione diretta.

I due soli stati operativi, legati alla conduzione e interdizione dell'interruttore S , rappresentano il sistema in modalità di conduzione continua (CCM). Nel caso in cui il convertitore lavori in DCM si avrà la nascita di un terzo stato operativo, dato che tale modalità di funzionamento è parte integrante del modo di operare di un convertitore, quest'ultima verrà presentata e trattata nei seguenti paragrafi.

Viste le affermazioni precedenti e, allo scopo di comprendere a pieno il funzionamento di tale convertitore, è possibile rimpiazzare gli elementi a semiconduttore S e D con un unico interruttore

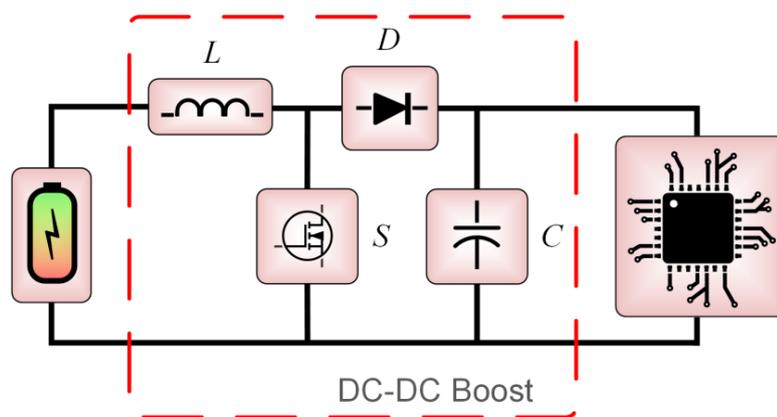


Figura 2.2 Convertitore DC-DC Boost.

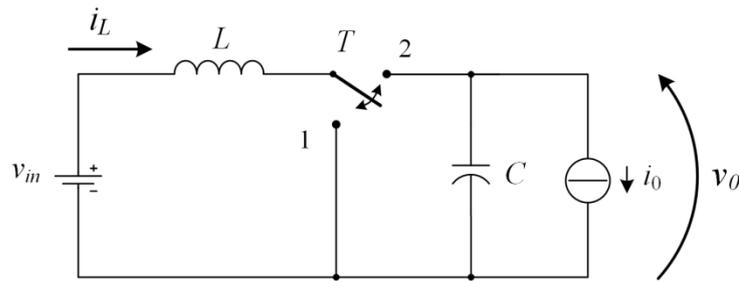


Figura 2.3 Schema circuitale di un convertitore DC-DC Boost.

T , come mostrato in Figura 2.3. Il suddetto interruttore andrà a chiudersi alternativamente sul morsetto 1 e sul morsetto 2, andando di fatto ad accoppiare o disaccoppiare il generatore di tensione v_{in} con il carico connesso in uscita al convertitore, rappresentato in Figura 2.3 da un generico generatore di corrente i_0 . Di conseguenza, la chiusura dell'interruttore T sul morsetto 1, corrispondente alla chiusura dell'interruttore elettronico S e all'interdizione del diodo D in Figura 2.2, porta ad applicare la tensione del generatore in ingresso ai capi dell'induttore, mentre il condensatore C è chiamato ad alimentare da solo il carico i_0 . Supponendo che l'interruttore T rimanga chiuso in posizione 1 per un tempo pari a t_0 , sarà possibile riportare, per tale arco temporale, l'espressione della tensione ai capi dell'induttore v_L e della corrente che attraversa il condensatore i_C come in (2.1).

$$\begin{aligned} v_L &= L \frac{di_L}{dt} = v_{in} \\ i_C &= C \frac{dv_C}{dt} = -i_0 \end{aligned} \quad t \in [0, t_0] \quad (2.1)$$

Nelle equazioni differenziali precedentemente riportate, si è indicato con v_C la tensione ai capi del condensatore, con i_L la corrente circolante sull'induttore.

Dopo il tempo t_0 e, sino ad un tempo pari a T_s (periodo di commutazione) l'interruttore T resterà chiuso sul morsetto 2, mettendo in comunicazione l'ingresso e l'uscita del convertitore elettronico. Tale configurazione circuitale permette al generatore connesso in ingresso e l'induttore L , sia di caricare il condensatore di filtro C , che, allo stesso tempo, di alimentare il carico posto in uscita. In modo analogo alla (2.1) è possibile riportare la tensione ai capi dell'induttore e la corrente che attraversa il condensatore come in (2.2).

$$\begin{aligned} v_L &= L \frac{di_L}{dt} = v_{in} - v_C \\ i_C &= C \frac{dv_C}{dt} = i_L - i_0 \end{aligned} \quad t \in [t_0, T_s] \quad (2.2)$$

Il sistema di equazioni (2.1) e (2.2) descrive gli andamenti delle tensioni e correnti sull'induttore e sul condensatore per un periodo di commutazione T_s , tale andamenti sono riportati rispettivamente in Figura 2.4 e Figura 2.5, in cui il periodo di commutazione è stato suddiviso nei due intervalli precedentemente citati, nel quale si è rappresentato con $\bar{\alpha}$ il duty cycle del interruttore elettronico di potenza, come precedentemente definito in (1.2).

In particolare, supponendo che la corrente sull'induttore sia sempre maggiore di zero e, supponendo costanti sia la tensione del generatore connesso in ingresso che la corrente del generatore in uscita, è possibile affermare che la corrente sull'induttore presenti un andamento lineare nei due distinti intervalli temporali considerati precedentemente. Inoltre tale corrente oscillerà rispetto al suo valor medio, riportato in Figura 2.4 come \bar{i}_L .

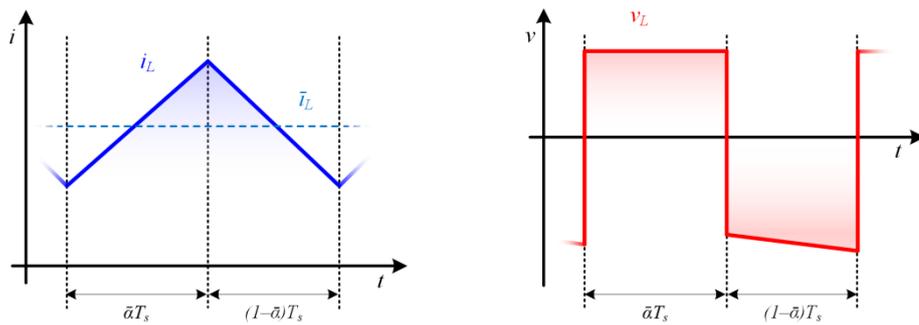


Figura 2.4 Corrente sull'induttore (sinistra) e tensione sull'induttore(destra).

Inoltre, è bene far notare come la corrente sull'induttore sia continua negli istanti $\bar{\alpha}T_s$ e T_s , al contrario della tensione ai suoi capi, la quale, presenta degli andamenti fortemente discontinui lungo il periodo di commutazione. Tale caratteristica è dovuta alla natura intrinseca dell'elemento considerato, infatti, in un induttore, è fisicamente impossibile avere un'istantanea variazione di corrente dato che questa porterebbe ad un infinito valore di tensione ai sui capi. Tale affermazione, ci permette di assumere continua la corrente circolante sull'induttore a cavallo tra i due stati del sistema.

In Figura 2.5 vengono, invece, mostrati gli andamenti di corrente e tensione sul condensatore di filtro C . Si vede come, a differenza del caso presentato in precedenza, ora sia la tensione ai capi del condensatore a presentare un valore continuo durante le transizioni dell'interruttore T , mentre la corrente è caratterizzata da un andamento discontinuo. In modo del tutto analogo alla corrente circolante sull'induttore, la tensione ai capi del condensatore non sarà in grado di variare istantaneamente il suo valore.

Dalla Figura 2.4 e Figura 2.5 si nota come i_L e v_C oscillino rispetto al proprio valor medio \bar{i}_L e \bar{v}_C , ed è facile capire che, a seguito di una variazione di una delle seguenti grandezze: tensione in ingresso, corrente erogata in uscita o del duty cycle dell'interruttore, il convertitore sarà costretto a variare l'energia complessivamente immagazzinata dall'induttore e dal condensatore su un intero periodo di commutazione. Durante tale transizione i valori di corrente sull'induttore e tensione ai capi del condensatore non presenteranno un valore identico a inizio e fine periodo di commutazione, si avrà infatti che:

$$\begin{aligned} i_L(0) &\neq i_L(T_s) \\ v_C(0) &\neq v_C(T_s) . \end{aligned} \quad (2.3)$$

Ciò porterà ad una variazione dei valori medi di tensione sul condensatore \bar{v}_C e corrente sull'induttore \bar{i}_L . Mentre, ipotizzando che il convertitore lavori in regime stazionario, è possibile

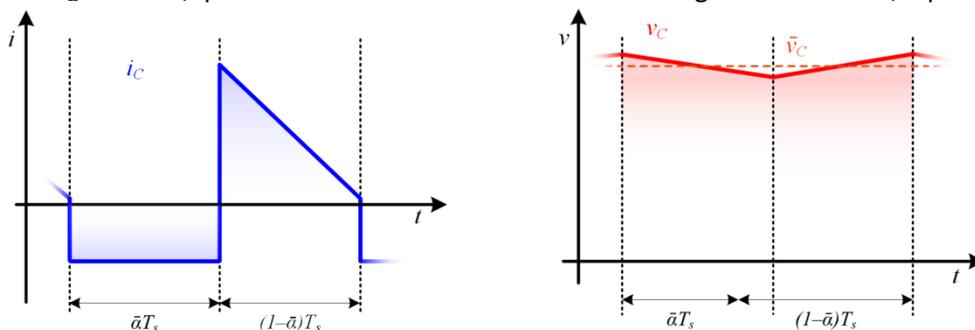


Figura 2.5 Corrente sul condensatore (sinistra) e tensione ai suoi capi (destra).

affermare che la variazione di energia, sia che si consideri l'induttore che il condensatore, in tutto il periodo T_s sia identicamente nulla. Infatti, tutta l'energia immagazzinata da L o C durante la carica sarà ceduta nella scarica. Ciò porta ad affermare che, i valori di corrente sull'induttore e tensione sul condensatore di filtro, a inizio e fine periodo di commutazione presenteranno lo stesso valore, come riportato di seguito.

$$\begin{aligned} i_L(0) &= i_L(T_s) \\ v_C(0) &= v_C(T_s) . \end{aligned} \quad (2.4)$$

Il che porta anche ad affermare che i valori medi di corrente sull'induttore e tensione ai capi del condensatore resteranno costanti, mentre le loro variazioni presenteranno un valore nullo.

I modelli dei valori medi presenti oggi in bibliografia mirano a filtrare la componente oscillante in alta frequenza, considerando la sola componente in bassa frequenza. Infatti, dato un qualsiasi segnale $x(t)$ la sua media mobile \bar{x} rispetto ad una finestra di ampiezza pari a T_s sarà definita come riportato in (2.5).

$$\bar{x} = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} x(\tau) d\tau \quad (2.5)$$

Che equivale, di fatto, a filtrare il segnale di partenza, lasciando inalterata la sola componente media. Inoltre, se $x(t)$ è derivabile su tutto l'intervallo preso in considerazione, è possibile ricavare la variazione media di x sul periodo T_s .

$$\dot{\bar{x}} = \frac{d}{dt} \left[\frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} x(\tau) d\tau \right] = \frac{x(t+T_s) - x(t)}{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} \frac{dx(\tau)}{d\tau} d\tau = \bar{\dot{x}} \quad (2.6)$$

Applicando la (2.6) alla tensione ai capi dell'induttore si ottiene l'espressione (2.7) di seguito riportata.

$$\dot{\bar{i}}_L = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \frac{di_L(\tau)}{d\tau} d\tau = \frac{1}{LT_s} \int_0^{T_s} v_L(\tau) d\tau = \frac{\bar{v}_L(t)}{L} \quad (2.7)$$

Tale espressione lega la variazione su un periodo di commutazione della corrente media sull'induttore alla tensione media ai capi dell'induttore stesso, rappresentando di fatto la pendenza della corrente \bar{i}_L . Il secondo membro dell'equazione (2.7) è invece esprimibile tramite la seguente espressione.

$$\bar{v}_L = \bar{\alpha} v_{in} + (1 - \bar{\alpha})(v_{in} - v_C) . \quad (2.8)$$

Sostituendo quindi la (2.8) in (2.7) e supponendo che il convertitore lavori a regime è possibile affermare che la variazione di corrente i_L su un periodo sarà nulla, di conseguenza sarà nullo anche il valor medio di tensione ai suoi capi, come riportato in (2.9).

$$0 = \bar{\alpha} v_{in} + (1 - \bar{\alpha})(v_{in} - \bar{v}_C) \quad (2.9)$$

Dalla quale è immediatamente ricavabile la tensione media sul condensatore.

$$\bar{v}_C = \frac{v_{in}}{(1 - \bar{\alpha})} = \bar{v}_0 \quad (2.10)$$

Allo stesso modo è possibile ricavare la variazione media su un periodo di commutazione della tensione ai capi del condensatore, come in (2.11).

$$\dot{\bar{v}}_C(t) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \frac{dv_C(\tau)}{d\tau} d\tau = \frac{1}{LT_s} \int_0^{T_s} i_C(\tau) d\tau = \frac{\bar{i}_C(t)}{C} \quad (2.11)$$

In cui i_C medio sarà pari a:

$$\bar{i}_C = -\bar{\alpha}i_0 + (1-\bar{\alpha})(\bar{i}_L - i_0). \quad (2.12)$$

In modo del tutto analogo è possibile affermare che per un funzionamento in regime stazionario del convertitore la corrente media su T_S circolante sul condensatore di filtro sarà nulla, come espresso in (2.13).

$$0 = -\bar{\alpha}i_0 + (1-\bar{\alpha})(\bar{i}_L - i_0) \quad (2.13)$$

Dalla quale è immediatamente ricavabile la corrente media sull'induttore.

$$\bar{i}_L = \frac{i_0}{(1-\bar{\alpha})} = \bar{i}_m \quad (2.14)$$

Dato che, in tale convertitore l'induttore è sempre connesso al generatore di tensione, come mostrato in Figura 2.3, potremmo affermare che la corrente media in ingresso sarà uguale alla corrente media sull'induttore, come espresso in (2.14) [6].

2.3 Modello ideale a variabili di stato

Le equazioni differenziali, che descrivono il sistema presentato in precedenza, possono essere riscritte in modo compatto tramite un modello a variabili di stato. Tipicamente nella modellizzazione di un circuito elettrico le variabili di stato del sistema sono associate agli elementi che consentono un accumulo energetico, ne consegue che il numero di tali elementi determinerà di conseguenza l'ordine del sistema. Vista la trattazione precedente, è facile capire che la scelta delle variabili di stato ricadrà sulla corrente dell'induttore i_L e sulla tensione ai capi dell'induttore v_C , dato che tali grandezze saranno continue lungo tutto il periodo di commutazione. Considerando il convertitore mostrato in Figura 2.3 e introducendo il segnale di comando dell'interruttore T , mostrato in Figura 2.6, sarà possibile studiare il convertitore Boost in esame come l'alternarsi dei due circuiti lineari mostrati in Figura 2.7. Ciò permette di affermare che con α pari a 1, T risulterà chiuso in posizione 1, di conseguenza il circuito di riferimento per tale stato sarà quello mostrato in Figura 2.7(a), mentre con un segnale di comando pari a zero T sarà chiuso in posizione 2, con il conseguente passaggio allo schema circuitale presentato in Figura 2.7(b).

Possiamo quindi modellizzare le due rappresentazioni circuitali del convertitore Boost tramite due distinti modelli a variabili di stato, in cui per $\alpha=1$ è possibile esprimere il seguente modello matematico a variabili di stato.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A_1 \cdot x + B_1 \cdot u \\ y &= C_1 \cdot x + D_1 \cdot u \end{aligned} \quad (2.15)$$

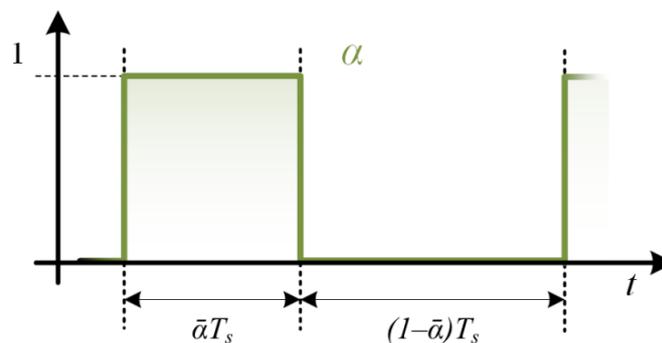


Figura 2.6 Segnale di comando dell'interruttore elettronico di potenza.

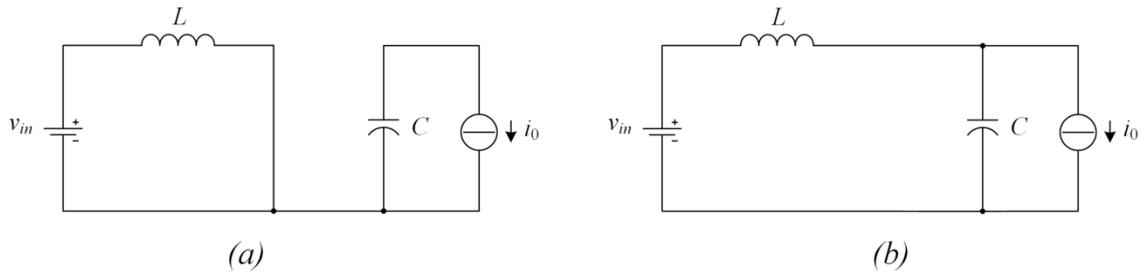


Figura 2.7 Stato di ON (a) e stato di OFF (b) del convertitore Boost.

Dove x rappresenta il vettore di stato, u il vettore degli ingressi e y quello relative alle uscite, come di seguito riportato.

$$x = \begin{bmatrix} v_C \\ i_L \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} v_{in} \\ i_0 \end{bmatrix}, \quad y = \begin{bmatrix} v_{in} \\ i_0 \end{bmatrix}. \quad (2.16)$$

Mentre le matrici A_1 , B_1 , C_1 e D_1 sono state espresse in (2.17).

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad B_1 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C} \\ \frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad D_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Nel caso si consideri $\alpha=0$ il sistema è modellabile tramite il seguente modello matematico.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A_2 \cdot x + B_2 \cdot u \\ y &= C_2 \cdot x + D_2 \cdot u \end{aligned} \quad (2.18)$$

Nel quale le matrici A_2 , B_2 , C_2 e D_2 sono:

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix}; \quad B_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C} \\ \frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

$$C_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad D_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Sommando la (2.15) con la (2.18), nella quale è stato precedentemente introdotto l'effetto del segnale di comando $\alpha(t)$, è possibile arrivare ad un modello complessivo del sistema funzione del segnale di comando dell'interruttore.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A(t) \cdot x + B \cdot u \\ y &= C \cdot x + D \cdot u \end{aligned} \quad (2.20)$$

Dove le matrici A , B , C , D sono pari a:

$$\begin{aligned}
 A &= \alpha A_1 + (1-\alpha)A_2 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{(1-\alpha)}{C} \\ -\frac{(1-\alpha)}{L} & 0 \end{bmatrix}; & B &= \alpha B_1 + (1-\alpha)B_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C} \\ \frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \\
 C &= \alpha C_1 + (1-\alpha)C_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; & D &= \alpha D_1 + (1-\alpha)D_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}.
 \end{aligned} \tag{2.21}$$

Si può notare come per $0 < t < \bar{\alpha}T_S$ si ritorna al modello espresso in (2.15), mentre con $\bar{\alpha}T_S < t < T_S$ tale modello sia perfettamente identico a quello presentato in (2.18).

Mediando la (2.20) in T_S , tramite la (2.5), si ottiene il modello ai valori medi del convertitore DC-DC Boost lungo tutto il periodo di commutazione.

$$\begin{aligned}
 \bar{x} &= \bar{A} \cdot \bar{x} + B \cdot u \\
 \bar{y} &= C \cdot \bar{x} + D \cdot u
 \end{aligned} \tag{2.22}$$

Dove le matrici \bar{A} , \bar{B} , \bar{C} , \bar{D} sono pari a:

$$\begin{aligned}
 \bar{A} &= \bar{\alpha}A_1 + (1-\bar{\alpha})A_2 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{(1-\bar{\alpha})}{C} \\ -\frac{(1-\bar{\alpha})}{L} & 0 \end{bmatrix}; & \bar{B} &= \bar{\alpha}B_1 + (1-\bar{\alpha})B_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C} \\ \frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \\
 \bar{C} &= \bar{\alpha}C_1 + (1-\bar{\alpha})C_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; & \bar{D} &= \bar{\alpha}D_1 + (1-\bar{\alpha})D_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}.
 \end{aligned} \tag{2.23}$$

Si deve far notare che, è possibile ottenere la (2.22) andando a sostituire nella (2.20) α con $\bar{\alpha}$.

Supponendo che il convertitore lavori in regime di funzionamento stazionario è possibile affermare che le variazioni di i_L e v_C su un periodo siano nulle, ne consegue che:

$$0 = A \cdot \bar{x} + B \cdot u \tag{2.24}$$

Le variabili di stato e l'uscita del sistema saranno facilmente ottenibili dalla (2.25) tramite la seguente espressione.

$$\begin{aligned}
 \bar{x} &= -A^{-1} \cdot B \cdot u \\
 \bar{y} &= -(C \cdot A^{-1} \cdot B + D)u
 \end{aligned} \tag{2.25}$$

La risoluzione della (2.25) porta allo stesso risultato trovato in (2.14) per la corrente media sull'induttore e alla (2.10) per la tensione media sul condensatore.

Moltiplicando ambo i membri della (2.22) per il vettore di stato trasposto è possibile ottenere un bilancio delle potenze medie in T_S , come espresso in (2.26).

$$\bar{x}^T Q \dot{\bar{x}} = \bar{x}^T Q (\bar{A} \cdot \bar{x} + \bar{B} \cdot u) \tag{2.26}$$

Dove la matrice Q è definita tramite la (2.27).

$$Q = \begin{bmatrix} C & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix}. \tag{2.27}$$

Svolgendo la (2.26) si arriva a un bilancio di potenze (2.28) che prende in considerazione tutti i componenti facenti parte del convertitore in analisi.

$$\bar{P}_C + \bar{P}_L = \bar{P}_N - \bar{P}_0 \tag{2.28}$$

In particolare la somma delle potenze medie associate a condensatore e induttore sono pari alla differenza tra la potenza assorbita in ingresso e quella erogata in uscita, definite come in (2.29).

$$\bar{P}_C + \bar{P}_L = \bar{v}_C C \frac{d\bar{v}_C}{dt} + \bar{i}_L L \frac{d\bar{i}_L}{dt} \quad ; \quad \bar{P}_{IN} = v_{in} \bar{i}_L \quad ; \quad \bar{P}_0 = \bar{v}_C i_0 \quad (2.29)$$

Considerando il convertitore elettronico di potenza operante in regime di funzionamento stazionario, le potenze medie associate a condensatore e induttore saranno nulle, di conseguenza $\bar{P}_{IN} = \bar{P}_0$. Tale risultato è perfettamente corretto data l'ipotesi di partenza nel quale il convertitore è costituito da componenti, sia attivi che passivi, totalmente ideali.

Si è quindi ricavato il modello ai valori medi per un convertitore Boost ideale. Comunque è doveroso far notare che tale trattazione può essere estesa a qualsiasi convertitore DC-DC, sia esso Buck o Buck-Boost o le topologie da loro ricavate, Flyback, Forward, etc..

2.4 Modello generico ai valori medi in modalità di funzionamento CCM

L'utilizzo di componenti ideali, nella modellizzazione matematica del convertitore, porta, ovviamente, a dei risultati non coerenti con quelli reali. Certamente il rendimento unitario ne è la prova, ma si pensi che dalla (2.26) per un duty cycle mediamente pari a 1 porterebbe il convertitore DC-DC Boost ad assorbire ed erogare una potenza infinita. Nella realtà l'aumento del duty cycle $\bar{\alpha}$ porterebbe ad un inevitabile aumento della corrente in ingresso, con un conseguente aumento delle cadute di tensione sui componenti parassiti del circuito, di conseguenza l'aumentare di $\bar{\alpha}$ porterebbe ad un inevitabile collasso della tensione in uscita.

Viste le affermazioni precedenti è bene sostituire l'interruttore ideale T visto in Figura 2.3 con un diodo e un interruttore elettronico non ideali, come nello schema del convertitore di riferimento mostrato in Figura 2.8. Si può notare che il convertitore in analisi viene alimentato tramite un generico generatore di tensione v_{in} , mentre, il carico connesso ai morsetti d'uscita è stato modellizzato tramite un generatore di corrente i_0 . Inoltre, in Figura 2.8 è stato indicato con la lettera S l'interruttore elettronico di potenza e con la lettera D il diodo.

L'interruttore elettronico di potenza è certamente l'elemento attivo più importante del sistema, infatti la chiusura e l'apertura di tale componente determina lo stato di ON e di OFF del convertitore. La rappresentazione circuitale del convertitore durante tali stati di funzionamento è stata riportata in Figura 2.9.

Si deve far notare che, in Figura 2.9 i componenti passivi e quelli attivi riguardanti lo stato di ON vengono modellizzati tramite i loro rispettivi elementi parassiti. Infatti, r_L e r_C rappresentano la resistenza equivalente dell'induttore e del condensatore, con w_S ed r_S vengono modellizzate la caduta di tensione sull'interruttore elettronico e la sua rispettiva resistenza di conduzione. In particolare si deve sottolineare che la scelta di modellizzare l'interruttore elettronico tramite una caduta di tensione e una resistenza permette di generalizzare il modello matematico proposto

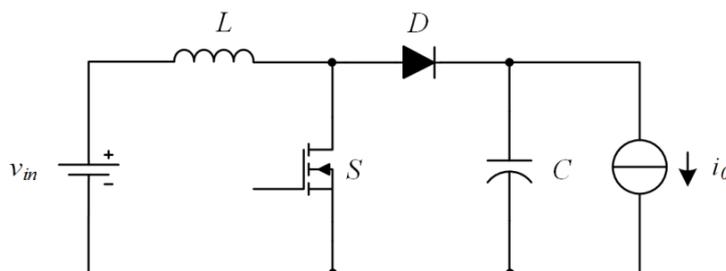


Figura 2.8 Schema circuitale del convertitore Boost.

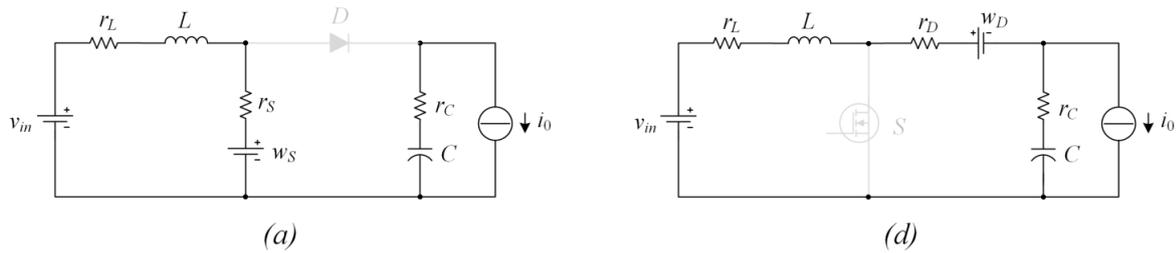


Figura 2.9 Rappresentazione circuitale del convertitore Boost durante lo stato di ON (a) e stato di OFF (b).

rispetto ad una qualsiasi tipologia di interruttore elettronico presente sul mercato, sia esso un MOSFET, un IGBT o un BJT. In particolare, durante lo stato di ON l'interruttore S è chiuso, ciò determina che il generatore di tensione debba alimentare l'induttore L più i rispettivi componenti parassiti dello stesso induttore e dell'interruttore elettronico. Mentre, come nei casi precedenti, il diodo essendo polarizzato inversamente fa sì che il condensatore d'uscita C debba erogare la corrente i_0 richiesta dal carico connesso ai morsetti di uscita del convertitore.

In questo stato operativo il modello matematico a variabili di stato del sistema può essere espresso come in (2.30).

$$\dot{x} = A_1 \cdot x + B_1 \cdot u + E_1 w \quad (2.30)$$

Dove x rappresenta il vettore delle variabili di stato e u il vettore rappresentate gli ingressi del sistema. Tali vettori vengono definite come in (2.31).

$$x = \begin{bmatrix} v_C \\ i_L \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} v_{in} \\ i_0 \end{bmatrix}, \quad w = \begin{bmatrix} w_S \\ w_D \end{bmatrix}. \quad (2.31)$$

Nel quale si è scelto come variabili di stato la tensione sul condensatore di uscita v_C e la corrente sull'induttore i_L e come ingressi la tensione applicata ai morsetti ingresso v_{in} e la corrente erogata dal generatore rappresentante il carico in uscita i_0 .

Le matrici A_1 , B_1 , e E_1 vengono definite come in (2.32)

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r_L + r_S}{L} \end{bmatrix}, \quad B_1 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C} \\ \frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix}, \quad E_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.32)$$

Durante lo stato di OFF l'apertura dell'interruttore porta alla polarizzazione diretta del diodo il che fa sì che il generatore di tensione e l'induttore alimentino il carico e ripristinino la carica persa dal condensatore durante lo stato di ON. Dalla rappresentazione circuitale in Figura 2.9 (b) è possibile notare che si è scelto, di modellizzare il diodo tramite la sua caduta di tensione w_D e resistenza di conduzione r_D , il che porta al seguente modello matematico.

$$\dot{x} = A_2 \cdot x + B_2 \cdot u + E_2 \cdot w \quad (2.33)$$

Nel quale le matrici A_2 , B_2 , e E_2 sono definite come riportate di seguito

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & -\frac{r_L + r_D + r_C}{L} \end{bmatrix}, \quad B_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C} \\ \frac{1}{L} & \frac{r_C}{L} \end{bmatrix}, \quad E_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix}. \quad (2.34)$$

I due soli stati operativi, legati alla conduzione e interdizione dell'interruttore, modellizzano

quindi il convertitore operante in modalità di conduzione continua.

Partendo dagli stati del sistema definiti in (2.30) e (2.33) e, considerando a il duty cycle del convertitore Boost sotto analisi, è possibile esprimere il modello matematico del sistema come riportato di seguito:

$$\dot{x} = A \cdot x + B \cdot u + E \cdot w. \quad (2.35)$$

In cui A , B e E sono:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \frac{(1-\alpha)}{C} \\ \frac{(1-\alpha)}{L} & -\frac{r_L + \alpha r_S + (1-\alpha)(r_D + r_C)}{L} \end{bmatrix}, \quad (2.36)$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C} \\ \frac{1}{L} & \frac{(1-\alpha)r_C}{L} \end{bmatrix}, \quad E = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{\alpha}{L} & -\frac{(1-\alpha)}{L} \end{bmatrix}.$$

Applicando la (2.5) e la (2.6) alla (2.35) in cui si è fatto coincidere il periodo di integrazione con il periodo di commutazione del convertitore si ottiene la (2.37) in cui α è stato sostituito con il suo valor medio. Tale espressione rappresenta il modello ai valori medi del convertitore sotto analisi.

$$\dot{\bar{x}} = \bar{A} \cdot \bar{x} + \bar{B} \cdot u + \bar{E} \cdot w. \quad (2.37)$$

Il bilancio di potenza per il convertitore a regime sarà calcolabile tramite la seguente relazione:

$$\bar{x}^T Q (\bar{A} \cdot \bar{x} + \bar{B} \cdot u + \bar{E} \cdot w) = 0 \quad (2.38)$$

La risoluzione di tale equazione porta ad ottenere il bilancio di potenza complessivo per l'intero convertitore, la quale è incapace di fornire le singole aliquote di potenza relative ad ogni componente del convertitore Boost. Di conseguenza, dato il convertitore elettronico di potenza DC-DC Boost mostrato in Figura 2.8, si supponga che quest'ultimo presenti ingresso e uscita caratterizzati da una tensione v_{in} e corrente i_0 perfettamente costanti. Inoltre, supponendo che il ripple della corrente sull'induttore e sulla tensione del condensatore d'uscita siano totalmente trascurabili. Si consideri, inoltre, interruttore S e diodo D siano modellabili tramite una resistenza di valore infinita quando questi sono interdetti e dalla serie di un generatore di tensione e una resistenza quando questi sono in conduzione, come riportato in (2.39).

$$v_{h(ON)} = w_h + r_h i_h \quad h = S, D \quad (2.39)$$

Si deve inoltre assumere che l'interruttore elettronico S presenti delle commutazioni istantanee, sotto tali assunzioni iniziali ci si pone l'obiettivo di ottenere le singole aliquote di potenza su tutti i componenti del convertitore DC-DC Boost operante in regime di funzionamento stazionario e in modalità di conduzione continua.

Viste le ipotesi iniziali, le potenza erogata dal generatore di tensione connesso in ingresso, quella relativa al generatore di corrente in uscita e la potenza dissipata sull'induttore saranno facilmente ricavabili tramite le seguenti relazioni.

$$\bar{P}_{IN} = v_{in} \bar{i}_{in} = v_{in} \bar{i}_L \quad ; \quad \bar{P}_0 = \bar{v}_0 \cdot i_0 = \bar{v}_C \cdot i_0 \quad ; \quad \bar{P}_{J,L} = r_L \cdot \bar{i}_L^2. \quad (2.40)$$

Le potenze dissipate nei restanti componenti del convertitore posso invece essere calcolate tramite le seguenti relazioni, in particolare la potenza dissipata sull'interruttore e diodo potranno essere stimate tramite la (2.41) e la (2.42).

$$P_{J,S} = \frac{I}{T_S} \int_0^{\bar{\alpha}T_S} v_{S(ON)} \bar{i}_L dt = \bar{\alpha} (w_S + r_S \bar{i}_L) \bar{i}_L \quad (2.41)$$

$$P_{J,D} = \frac{I}{T_S} \int_0^{(1-\bar{\alpha})T_S} v_{D(ON)} \bar{i}_L dt = [(1-\bar{\alpha})w_D + (1-\bar{\alpha})r_D \bar{i}_L] \bar{i}_L \quad (2.42)$$

Mentre quella sul condensatore di filtro C andrà scissa in due aliquote di potenza media, la quale somma sarà pari alla potenza media dissipata su un periodo T_S da tale componente.

$$\bar{P}_{J,C} = P_{J,C}|_{\bar{\alpha}T_S} + P_{J,C}|_{(1-\bar{\alpha})T_S} \quad (2.43)$$

In particolare i due termini della (2.43) saranno calcolabili tramite i seguenti integrali:

$$P_{J,C}|_{\bar{\alpha}T_S} = \frac{r_C}{T_S} \int_0^{\bar{\alpha}T_S} i_0^2 dt = \bar{\alpha} r_C i_0^2 \quad (2.44)$$

$$P_{J,C}|_{(1-\bar{\alpha})T_S} = \frac{r_C}{T_S} \int_0^{(1-\bar{\alpha})T_S} (\bar{i}_L - i_0)^2 dt = (1-\bar{\alpha}) r_C (\bar{i}_L - i_0)^2 \quad (2.45)$$

La potenza totalmente dissipata su un periodo di commutazione della condensatore sarà pari alla (2.46).

$$\bar{P}_{J,C} = r_C \left[i_0^2 - 2(1-\bar{\alpha}) \bar{i}_L i_0 + (1-\bar{\alpha}) \bar{i}_L^2 \right] \quad (2.46)$$

Si deve far notare come tutte queste potenze siano facilmente ricavabili tramite la conoscenza dei soli parametri del convertitore e dello stato del sistema, il quale, in regime di funzionamento stazionario del convertitore, sarà pari alla (2.47).

$$\bar{x} = -\bar{A}^{-1} (\bar{B} \cdot u + \bar{E} \cdot w) \quad (2.47)$$

In conclusione è possibile affermare che tale modello ingloba al suo interno tutti gli elementi parassiti dei componenti del convertitore e rappresenta con efficacia lo stato di ON e di OFF dell'intero sistema, ma è incapace di modellizzare le transizioni tra gli stati di ON e di OFF e viceversa che caratterizzano il turn-ON e il turn-OFF dell'interruttore elettronico di potenza.

2.5 Introduzione delle commutazioni dei dispositivi a semiconduttore nel modello ai valori medi

Il modello ai valori medi presentato in (2.37) andrà quindi modificato nel caso si voglia considerare un interruttore elettronico non ideale, in cui le variazioni di corrente e tensione su tale dispositivi non presenteranno una transizione istantanea. In tal caso, gli stati operativi assunti dal convertitore non saranno più i soli stati di ON e OFF dell'interruttore, ma si dovranno prendere in considerazione anche gli stati relativi alla commutazione della corrente e della tensione dell'interruttore di potenza. Possiamo quindi individuare nel funzionamento del convertitore in sei stati operativi, i quali sono stati riportati in Figura 2.10. Nello specifico in Figura 2.10 (a) e Figura 2.10 (d) si riconoscono gli stati di ON e OFF già visti in precedenza, mentre in Figura 2.10 (b) e Figura 2.10 (c) vengono mostrati i due stati assunti dal convertitore al Turn-OFF. Il Turn-ON è invece riassunto tramite la Figura 2.10 (e) ed la Figura 2.10 (f).

A. Stato di ON

Lo stato di ON mostrato in Figura 2.10 (a) risulta essere del tutto identico a quello mostrato in precedenza, infatti la chiusura dell'interruttore e la relativa interdizione del diodo, porta un

disaccoppiamento tra ingresso e uscita, in cui il generatore di tensione carica il solo l'induttore, mentre il condensatore di filtro è chiamato ad alimentare il carico in uscita.

B. Inizio Turn-OFF

L'invio di un comando di apertura all'interruttore non causerà un'istantanea variazione delle grandezze elettriche corrispondenti a tale componente, ma si dovrà attendere un certo tempo affinché queste arrivino ad un nuovo stato di regime. Durante tale intervallo temporale le evoluzioni di tensione e corrente sul diodo v_D e i_D e sull'interruttore v_S e i_S potranno essere approssimate con delle rette, come mostrato in Figura 2.11. Nello specifico, durante il tempo di salita della tensione (t_{rv}) si ha la variazione della sola tensione ai capi del diodo e dell'interruttore, mentre la corrente su questi ultimi componenti rimarrà costante, con valore pari a quello di inizio turn-OFF.

C. fine Turn-OFF

La fine della variazione di tensione ai capi del diodo e la conseguente polarizzazione diretta di quest'ultimo, consentono, sia un graduale aumento della corrente sul diodo, che il decrescere della corrente sull'interruttore di potenza. Tale arco temporale è chiamato tempo di discesa della corrente ed è indicato in Figura 2.11 con t_{fi} . La fine di tale periodo determina, di fatto, la conclusione del Turn-OFF dell'interruttore elettronico di potenza.

D. Stato di OFF

L'apertura dell'interruttore e la piena conduzione del diodo, porta il convertitore nello stato di OFF. In tale stato operativo il generatore in ingresso v_{in} con il supporto della scarica dell'induttore L , caricano il condensatore di filtro C e alimentano il carico connesso in uscita.

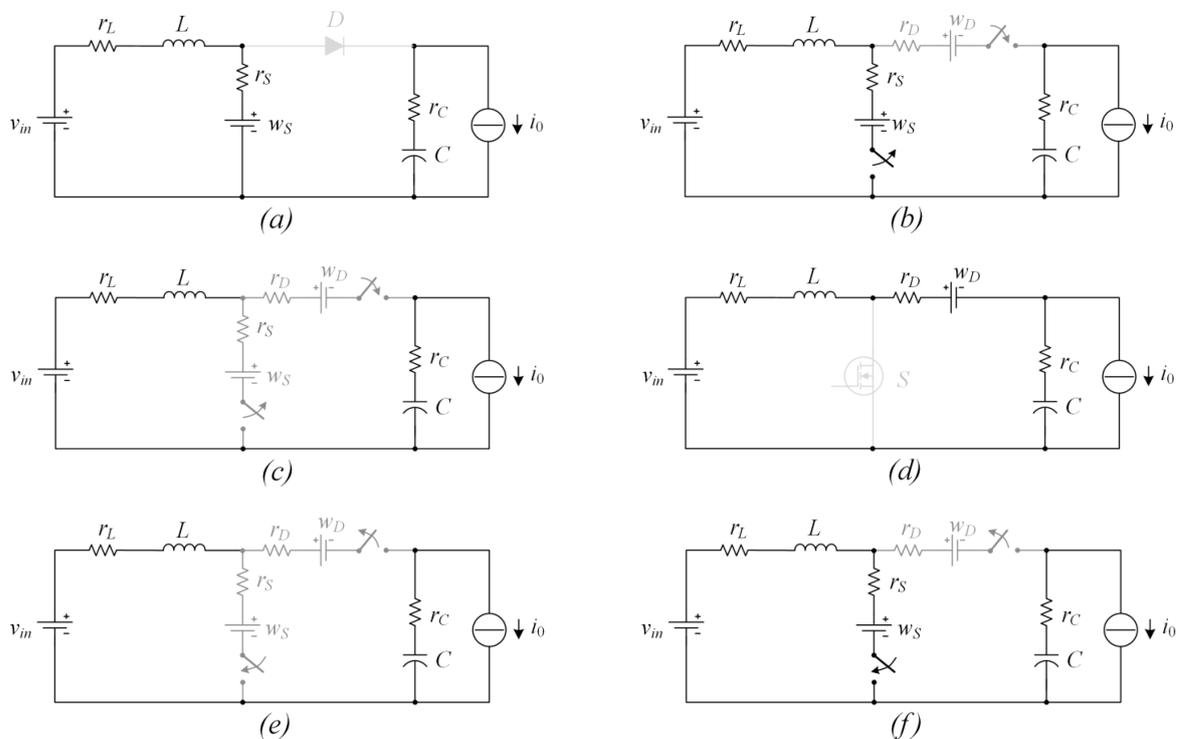


Figura 2.10 Rappresentazioni circuitali del convertitore Boost durante lo Stato di ON (a), Turn-OFF (b e c), stato di OFF (d) e Turn-ON (c e d).

E. Inizio Turn-ON

Come a inizio turn-OFF, un segnale di chiusura inviato all'interruttore non causerà un immediata transizione di correnti e tensioni sull'interruttore. Infatti, durante il tempo di salita della corrente (t_{ri}), la corrente sull'interruttore andrà a crescere linearmente, mentre la i_D presenterà una evoluzione diametralmente opposta, come mostrato in Figura 2.11.

F. fine Turn-ON

L'annullarsi della corrente sul diodo fa sì che le tensioni ai capi del diodo e dell'interruttore siano libere di variare. In particolare, durante il tempo di discesa della tensione (t_{fv}), la tensione v_S decrescerà in modo lineare sino a raggiungere il valore di regime presente durante lo stato di ON.

Ne consegue che, durante il normale funzionamento del convertitore elettronico di potenza, sull'interruttore si andranno a dissipare due distinte aliquote di potenza. La prima relativa allo stato di conduzione dell'interruttore, la seconda legata invece alle sole commutazioni. Quest'ultimo contributo di potenza persa sarà funzione, sia dei valori di tensione e corrente presenti sull'interruttore durante la commutazione, sia della frequenza di commutazione. L'effetto di tali commutazioni non inciderà solamente sulle evoluzioni delle correnti e tensioni dell'interruttore, ma andrà ad influire anche sulle restanti potenze dissipate nei restanti componenti facenti parte del convertitore.

Tipicamente, i modelli ai valori medi utilizzati per descrivere i convertitori DC-DC, non includono gli effetti dovuti alle commutazioni degli interruttori elettronici di potenza. Di conseguenza, tali modelli, non riescono a rappresentare a pieno lo scambio energetico tra una sorgente posta in ingresso e un carico connesso ai loro terminali di uscita. Per tale motivo, si sono introdotti nel modello matematico due particolari segnali trapezoidali α_i e α_v mostrati in Figura 2.12, è possibile introdurre, nel modello a variabili di stato, l'effetto della transizione tra gli stati ON e OFF e viceversa dovuti alla commutazione dell'interruttore elettronico. Tali segnali hanno un legame diretto con le evoluzioni di corrente e tensione nei principali componenti del convertitore, in particolare, α_i tiene conto delle evoluzioni della corrente sull'interruttore, mentre α_v

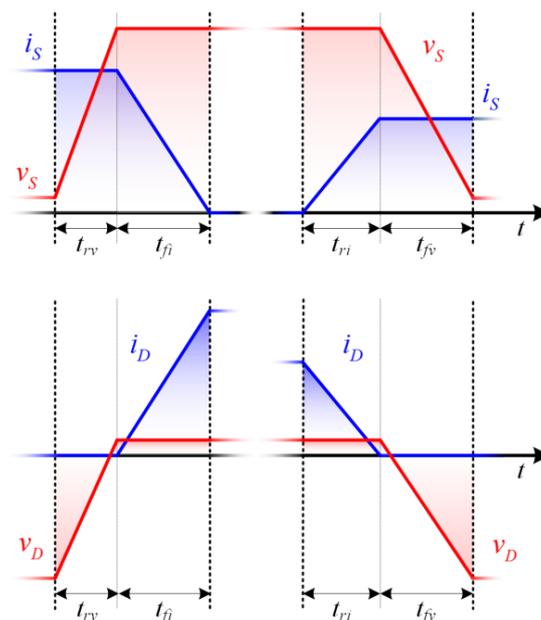


Figura 2.11 Evoluzioni delle tensioni e correnti sull'interruttore (in alto) e sul diodo (in basso) per il Turn-OFF (sinistra) e per il Turn-ON (destra).

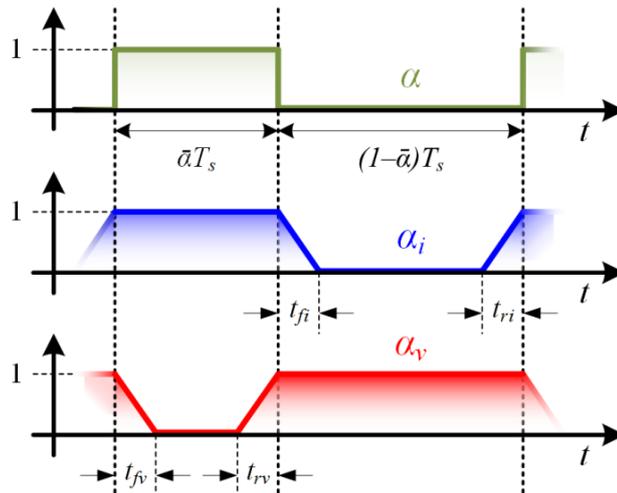


Figura 2.12 Evoluzione del segnale di comando α (verde) e dei segnali α_i (blu) e α_v (rosso) su un periodo di commutazione.

rappresenta le evoluzioni della tensione, invece α che rappresenta il segnale di comando equivalente dell'interruttore.

Nello specifico, come mostrato in Figura 2.12, durante lo stato di OFF α_i è pari a zero, mentre α_v rimane costante a uno. Durante lo stato di ON tali segnali assumeranno un valore opposto a quello presentato precedentemente, nello specifico, α_i risulterà pari a uno, mentre α_v rimarrà costante a zero. Nella prima fase del Turn-ON (t_{ri}) la corrente sull'interruttore cresce linearmente, di conseguenza α_i viene modellizzato tramite una retta che ha come valore iniziale zero e assume un valore unitario dopo un tempo t_{ri} . Si deve far notare che, per tutto il suddetto arco temporale α_v rimane costante a uno. Appena la commutazione di corrente giunge al termine ha inizio la commutazione di tensione, ciò porta la tensione ai capi dell'interruttore a decrescere. Tale variazione in tensione viene modellizzata tramite la variazione di α_v da uno a zero. In modo totalmente analogo al Turn-ON, nella commutazione dallo stato di ON a quello di OFF si ha prima la variazione della tensione ai capi dell'interruttore e quindi il conseguente incremento di α_v sino a uno, successivamente, come mostrato nella Figura 2.11 e Figura 2.12, abbiamo la commutazione di corrente e il conseguente decremento del segnale α_i .

L'introduzione dei segnali α_i e α_v permette di definire il modello matematico complessivo del convertitore Boost, come espresso di seguito.

$$\dot{x} = A \cdot x + B \cdot u + E \cdot w \quad (2.48)$$

Le matrici A , B e E sono riportate in (2.49).

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \frac{(1-\alpha_i)}{C} \\ -\frac{\alpha_v}{L} & -\left(\frac{r_L}{L} + (1-\alpha_v)\frac{r_S}{L} + (1-\alpha_i)\frac{r_D+r_C}{L}\right) \end{bmatrix}, \quad (2.49)$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C} \\ \frac{1}{L} & \alpha_v \frac{r_C}{L} \end{bmatrix}, \quad E = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{(1-\alpha_v)}{L} & -\frac{\alpha_v}{L} \end{bmatrix}.$$

Esprimendo queste ultime in funzione del tempo e in relazione alla Figura 2.12 è possibile riportare il modello relativo ad ogni stato operativo assunto dal convertitore.

Stato di ON

Il sistema di equazioni differenziali che descrive il sistema in tale stato potrà essere espresso come in (2.50).

$$\dot{x}_1 = A_1 \cdot x_1 + B_1 \cdot u + E_1 \cdot w \quad (2.50)$$

Nella quale le matrici utilizzate sono riportate in (2.51).

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L}(r_L + r_S) \end{bmatrix}, \quad B_1 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C} \\ \frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix}, \quad E_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

Inizio Turn-OFF

In tale stato, α_v è una rampa crescente, mentre α_i è perfettamente costante e assume un valore pari a quello che presentava nello stato di ON. Per tale motivo ne consegue che:

$$\dot{x}_2 = A_2 \cdot x_2 + B_2 \cdot u + E_2 \cdot w \quad (2.52)$$

Nella quale le matrici A_2, B_2, E_2 sono funzioni di α_v , come espresso dalla (2.53).

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{\alpha_v}{L} & -\frac{1}{L}(r_L + (1 - \alpha_v)r_S) \end{bmatrix}, \quad B_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C} \\ \frac{1}{L} & \frac{r_C}{L} \alpha_v \end{bmatrix}, \quad (2.53)$$

$$E_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{(1 - \alpha_v)}{L} & -\frac{\alpha_v}{L} \end{bmatrix}$$

fine Turn-OFF

Durante tale arco temporale α_v rimarrà pari a uno, mentre α_i decrescerà linearmente sino ad arrivare a zero a fine Turn-OFF. Ne conseguirà che il modello a variabili di stato rappresentate tale stato operativo del convertitore sarà pari alla (2.54).

$$\dot{x}_3 = A_3 \cdot x_3 + B_3 \cdot u + E_3 \cdot w \quad (2.54)$$

In cui

$$A_3 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{(1 - \alpha_i)}{C} \\ -\frac{1}{L} & -\frac{1}{L}(r_L + (1 - \alpha_i)(r_D + r_C)) \end{bmatrix}, \quad B_3 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C} \\ \frac{1}{L} & \frac{r_C}{L} \end{bmatrix}, \quad (2.55)$$

$$E_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix}$$

Stati di OFF

Con la totale apertura dell'interruttore elettronico si ha che $\alpha_i=0$, mentre $\alpha_v=1$, ne consegue che il convertitore può essere modellizzato tramite la seguente espressione.

$$\dot{x}_4 = A_4 \cdot x_4 + B_4 \cdot u + E_4 \cdot w \quad (2.56)$$

Dove le matrici A_4, B_4, E_4 sono costanti e pari a:

$$A_4 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & -\frac{1}{L}(r_L + r_D + r_C) \end{bmatrix}, \quad B_4 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} \\ \frac{1}{L} & \frac{r_C}{L} \end{bmatrix}, \quad (2.57)$$

$$E_4 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix}$$

Inizio Turn-ON

In questo stato α_i sarà rappresentabile tramite una rampa crescente, mentre α_v resterà costante a uno, si avrà quindi che tale stato potrà essere rappresentato tramite la (2.58).

$$\dot{x}_5 = A_5 \cdot x_5 + B_5 \cdot u + E_5 \cdot w \quad (2.58)$$

Le corrispondenti matrici saranno di conseguenza pari a:

$$A_5 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{(1-\alpha_i)}{C} \\ -\frac{1}{L} & -\frac{1}{L}(r_L + (1-\alpha_i)(r_D + r_C)) \end{bmatrix}, \quad B_5 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} \\ \frac{1}{L} & \frac{r_C}{L} \end{bmatrix}, \quad (2.59)$$

$$E_5 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix}$$

Fine Turn-ON

Nell'ultimo stato operativo si avrà che solo α_v sarà funzione del tempo, di conseguenza il sistema potrà essere modellizzato tramite la seguente espressione.

$$\dot{x}_6 = A_6 \cdot x_6 + B_6 \cdot u + E_6 \cdot w \quad (2.60)$$

Mentre le matrici A_6, B_6, E_6 saranno pari a:

$$A_6 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{\alpha_v}{L} & -\frac{1}{L}(r_L + (1-\alpha_v)r_s) \end{bmatrix}, \quad B_6 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} \\ \frac{1}{L} & \frac{r_C}{L} \alpha_v \end{bmatrix}, \quad (2.61)$$

$$E_6 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{(1-\alpha_v)}{L} & -\frac{\alpha_v}{L} \end{bmatrix}$$

Il modello ai valori medi per l'intero sistema sarà ottenibile semplicemente combinando tutti i contributi ottenuti precedentemente, come mostrato in (2.62).

$$\dot{\bar{x}} = \bar{A} \cdot \bar{x} + \bar{B} \cdot u + \bar{E} \cdot w \quad (2.62)$$

Nella quale le relative matrici sono state determinate calcolando i valori medi su un periodo di commutazione della combinazione lineare delle matrici precedentemente definite, come espresso dalla seguente relazione:

$$\bar{M} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} M(\tau) d\tau \quad M \in [A, B, C] \quad (2.63)$$

e potranno quindi essere rappresentate come riportato di seguito

$$\begin{aligned} \bar{A} &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} \left(1 - \bar{\alpha} - \frac{t_{ri} + t_{fi}}{2T_s} \right) \\ -\frac{1}{L} \left(1 - \bar{\alpha} + \frac{t_{rv} + t_{fv}}{2T_s} \right) & -\frac{1}{L} \left(r_L + \left(\bar{\alpha} - \frac{t_{rv} + t_{fv}}{2T_s} \right) r_s + \left(1 - \bar{\alpha} - \frac{t_{ri} + t_{fi}}{2T_s} \right) (r_D + r_C) \right) \end{bmatrix}, \\ \bar{B} &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} \\ \frac{1}{L} & \frac{r_C}{L} \left(1 - \bar{\alpha} + \frac{t_{rv} + t_{fv}}{2T_s} \right) \end{bmatrix}, \\ \bar{E} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{1}{L} \left(\bar{\alpha} - \frac{t_{rv} + t_{fv}}{2T_s} \right) & -\frac{1}{L} \left(1 - \bar{\alpha} + \frac{t_{rv} + t_{fv}}{2T_s} \right) \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (2.64)$$

Dalla Figura 2.12 è semplice ricavare i valori medi dei segnali α_i e α_v in funzione del segnale di comando $\bar{\alpha}$.

$$\bar{\alpha}_i = \bar{\alpha} + \frac{t_{ri} + t_{fi}}{2}, \quad \bar{\alpha}_v = 1 - \bar{\alpha} + \frac{t_{rv} + t_{fv}}{2} \quad (2.65)$$

Confrontando gli elementi della matrice \bar{A} , \bar{B} e \bar{E} con la (2.65) si nota che è possibile riscrivere le tre matrici nella seguente forma.

$$\begin{aligned} \bar{A} &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{(1 - \bar{\alpha}_i)}{C} \\ -\frac{\bar{\alpha}_v}{L} & -\left(\frac{r_L}{L} + (1 - \bar{\alpha}_v) \frac{r_s}{L} + (1 - \bar{\alpha}_i) \frac{r_D + r_C}{L} \right) \end{bmatrix}, \\ \bar{B} &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} \\ \frac{1}{L} & \bar{\alpha}_v \frac{r_C}{L} \end{bmatrix}, \quad \bar{E} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{(1 - \bar{\alpha}_v)}{L} & -\frac{\bar{\alpha}_v}{L} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (2.66)$$

Sostituendo la (2.65) nella (2.49) si dimostra che è possibile ottenere lo stesso risultato trovato in (2.64), che a sua volta è pari alla (2.66).

Si deve sottolineare che, nel caso si trascurino le commutazioni di corrente e tensione e quindi si consideri un interruttore del tutto ideale, il segnale $\bar{\alpha}_i$ sarà pari ad $\bar{\alpha}$, mentre $\bar{\alpha}_v$ sarà uguale ad $1 - \bar{\alpha}$. Il che ci riporta al caso analizzato in precedenza introdotto dall'espressione (2.37), in cui il sistema dipendeva esclusivamente dal duty cycle del interruttore.

Dalla (2.62) è possibile ottenere un bilancio di potenza complessivo per tutto il convertitore in analisi, nello specifico tale bilancio comprenderà la somma di tutte le potenze, erogate, assorbite o disperse dai componenti che compongono il convertitore DC-DC Boost. Tale bilancio di potenze è stato riportato nella (2.67).

$$\bar{x}^T Q \dot{\bar{x}} = \bar{x}^T Q \left(\bar{A} \cdot \bar{x} + \bar{B} \cdot u + \bar{E} \cdot w \right) \quad (2.67)$$

nel quale la matrice Q è definita dalla seguente relazione.

$$Q = \begin{bmatrix} C & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix} . \quad (2.68)$$

Considerando il convertitore operante in regime stazionario, in cui la derivata del vettore delle variabili di stato è nullo, è possibile riscrivere il bilancio delle potenze come in (2.69).

$$\bar{x}^T Q (\bar{A} \cdot \bar{x} + \bar{B} \cdot u + \bar{E} \cdot w) = 0 . \quad (2.69)$$

Come nel caso analizzato in precedenza, l'espressione (2.67), o la (2.69) nel caso il convertitore DC-DC Boost operi in regime stazionario, fornisce un bilancio complessivo di potenza del convertitore. Le distinte aliquote di potenza attribuibili ad ogni componente del convertitore saranno invece ricavate nel seguente paragrafo.

2.5.1 Calcolo delle aliquote di potenza

Durante il normale funzionamento di un convertitore elettronico di potenza gli interruttori, di cui è equipaggiato, andranno a dissipare una certa aliquota di potenza in conduzione ed in commutazione. Quest'ultimo contributo dipenderà sia dai valori di tensione e corrente presenti sull'interruttore durante la commutazione, sia dalla frequenza di commutazione utilizzata. Inoltre, l'effetto di tali commutazioni andrà ad incidere sulle potenze dissipate nei restanti componenti facenti parte del convertitore. Pertanto, in questo paragrafo, ci si prefigge l'obiettivo di stimare le potenze dissipate in funzione del tempo di commutazione, sia sui componenti passivi, che su quelli attivi in un convertitore DC-DC Boost. Si deve assumere che l'interruttore elettronico durante il turn-ON e il turn-OFF non presenti delle variazioni istantanee di corrente e tensione, ma sia caratterizzato da correnti e tensioni che presentino un andamento lineare su tutto il periodo di commutazione, come mostrato in Figura 2.11.

Riferendoci alla Figura 2.12 è possibile affermare che gli andamenti di α_i e α_v caratterizzeranno a pieno le evoluzioni di corrente e tensione dell'interruttore elettronico di potenza sia negli stati di conduzione e interdizione che in commutazione. In particolare, durante la conduzione dell'interruttore sarà valida espressione (2.70).

$$\begin{aligned} v_S(t) &= (1 - \alpha_v(t))v_{S(ON)} + \alpha_v(t)v_{S(OFF)} \\ i_S(t) &= \alpha_i(t)i_L \end{aligned} \quad (2.70)$$

Ciò andrà a vincolare gli andamenti di tensione e corrente sul diodo (2.71), e quelli relativi alla corrente circolante sul condensatore di filtro C , come espresso in (2.72).

$$\begin{cases} v_D(t) = \alpha_v(t)v_{D(ON)} + (1 - \alpha_v(t))v_{S(OFF)} \\ i_D(t) = (1 - \alpha_i(t))i_L \end{cases} \quad (2.71)$$

$$i_C(t) = (1 - \alpha_i(t))i_L - i_0 \quad (2.72)$$

Inoltre, dalla Figura 2.12, è possibile esprimere i valori medi dei segnali α_i e α_v in funzione del segnale di comando come riportato in (2.73).

$$\bar{\alpha}_i = \bar{\alpha} + \frac{\tau_i}{2} , \quad \bar{\alpha}_v = 1 - \bar{\alpha} + \frac{\tau_v}{2} \quad (2.73)$$

Dove vengono definiti con τ_i e τ_v i rapporti dei tempi di salita e discesa della corrente e della tensione rispetto al periodo commutazione T_S .

$$\tau_i = \frac{t_{ri} + t_{fi}}{T_S} \quad , \quad \tau_v = \frac{t_{rv} + t_{fv}}{T_S} \quad (2.74)$$

Ne consegue che dalla (2.73) è possibile esprimere τ_i e τ_v come in (2.75).

$$\tau_i = 2(\bar{\alpha}_i - \bar{\alpha}) \quad , \quad \tau_v = 2(\bar{\alpha}_v - 1 + \bar{\alpha}) \quad (2.75)$$

Il tempo medio per cui il segnale di comando risulta essere pari a zero sarà esprimibile tramite la seguente relazione.

$$\bar{\beta} = 1 - \bar{\alpha} - \tau_i = 1 + \bar{\alpha} - 2\bar{\alpha}_i \quad (2.76)$$

Mentre, da quest'ultima, è possibile ricavare il tempo medio per il quale il segnale di comando presenterà un valore unitario.

$$\bar{\alpha} = \bar{\beta} + 2\bar{\alpha}_i - 1 \quad (2.77)$$

Quindi, date le presenti assunzioni e vista l'introduzione dei segnali α_i e α_v , è possibile ricavare la potenza media associabile ad ogni componente del convertitore in funzione dei segnali medi $\bar{\alpha}$, $\bar{\alpha}_i$ e $\bar{\alpha}_v$.

2.5.1.1 Potenza in ingresso e uscita

Dato che l'induttore presenta un ripple di corrente generalmente trascurabile in termini energetici e che in tale topologia circuitale la corrente in ingresso è uguale a quella sull'induttore, è possibile calcolare direttamente la potenza assorbita in ingresso, ed erogata in uscita, tramite le relazioni presenti in (2.78).

$$\bar{P}_{IN} = v_{in} \bar{i}_{in} = v_{in} \bar{i}_L \quad ; \quad \bar{P}_O = \bar{v}_O i_O = \bar{v}_C i_O \quad . \quad (2.78)$$

2.5.1.2 Potenza dissipata sull'induttore

Data l'ipotesi che la corrente sull'induttore presenti un ripple di corrente trascurabile e sotto l'ipotesi che l'induttore possa essere rappresentato tramite la serie di un'induttanza L e di una resistenza serie r_L , è possibile associare la potenza media dell'induttore alla sola potenza mediamente dissipata per effetto joule dalla resistenza serie. Tale dissipazione di potenza sarà quindi esprimibile tramite la relazione (2.79).

$$\bar{P}_{J,L} = r_L \bar{i}_L^2 \quad (2.79)$$

2.5.1.3 Potenza media dissipata sul condensatore

Il calcolo della potenza media dissipata dal condensatore su un periodo di commutazione, a differenza dei casi precedenti, non potrà essere calcolato in modo diretto. Infatti, il calcolo di tale potenza dissipata verterà sempre sulla stima potenza dissipata per effetto joule sulla resistenza serie r_C , ma andrà a considerare l'andamento approssimato della corrente sul condensatore rappresentato in Figura 2.13.

Di conseguenza il calcolo di tale potenza andrà scisso in tre aliquote di potenza media, la cui somma pesata sarà pari alla potenza media dissipata su un periodo T_S dal condensatore di filtro C .

$$\bar{P}_{J,C} = P_{J,C}|_{\bar{\alpha}T_S} + P_{J,C}|_{\bar{\beta}T_S} + P_{J,C}|_{\tau_i T_S} \quad (2.80)$$

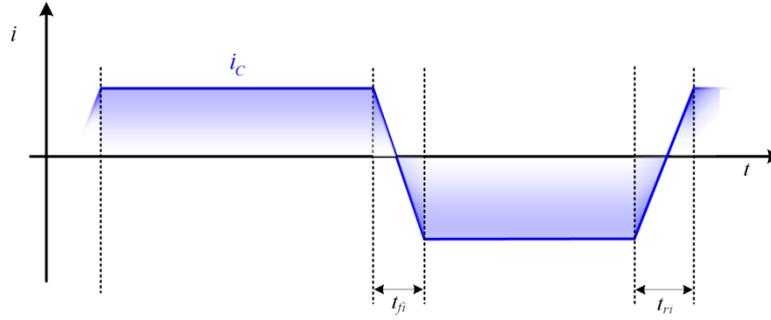


Figura 2.13 Evoluzione della corrente sul condensatore.

In particolare i primi due termini della (2.80) saranno calcolabili tramite i seguenti integrali:

$$P_{J,C} \Big|_{\bar{\alpha}T_s} = \frac{r_C}{T_s} \int_0^{\bar{\alpha}T_s} i_0^2 dt = \bar{\alpha} r_C i_0 \quad (2.81)$$

$$P_{J,C} \Big|_{\bar{\beta}T_s} = \frac{r_C}{T_s} \int_0^{\bar{\beta}T_s} (\bar{i}_L - i_0)^2 dt = \bar{\beta} r_C (\bar{i}_L - i_0)^2 = (1 + \bar{\alpha} - 2\bar{\alpha}_i) r_C (\bar{i}_L - i_0)^2 \quad (2.82)$$

L'ultimo termine di potenza in (2.80) risulta invece esprimibile come riportato in (2.83).

$$P_{J,C} \Big|_{\tau_i T_s} = \frac{r_C}{T_s} \left[\int_0^{t_{ri}} \left[\left(1 - \frac{t}{t_{ri}} \right) \bar{i}_L - i_0 \right]^2 dt + \int_0^{t_{fi}} \left[\frac{t}{t_{fi}} \bar{i}_L - i_0 \right]^2 dt \right] \quad (2.83)$$

Si può notare che, durante le commutazioni di corrente, il legame tra segnale α_i rispetto al tempo potrà essere espresso come riportato di seguito

$$\begin{aligned} \alpha_i &= \frac{t}{t_{ri}} & t \in [0, t_{ri}] & ; & \alpha_i &= 1 - \frac{t}{t_{fi}} & t \in [0, t_{fi}] \\ d\alpha_i &= d \frac{t}{t_{ri}} & & & d\alpha_i &= -d \frac{t}{t_{fi}} & \end{aligned} \quad (2.84)$$

Di conseguenza, viste le relazioni espresse in (2.84), sarà possibile effettuare il seguente cambio di variabili

$$P_{J,C} \Big|_{\tau_i T_s} = r_C \tau_i \int_0^1 [(1 - \alpha_i) \bar{i}_L - i_0]^2 dt = 2(\bar{\alpha}_i - \bar{\alpha}) r_C [(1 - \alpha_i) \bar{i}_L - i_0]^2 \quad (2.85)$$

Sommando i termini di potenza precedentemente ricavati si può quindi stimare la potenza media dissipata per effetto joule su un periodo di commutazione nel condensatore di uscita.

$$\bar{P}_{J,C} = r_C \left[i_0^2 - 2(1 - \bar{\alpha}_i) \bar{i}_L i_0 + \left(1 + \frac{\bar{\alpha}}{3} - \frac{4}{3} \bar{\alpha}_i \right) \bar{i}_L^2 \right] \quad (2.86)$$

2.5.1.4 Potenza media dissipata sul diodo

Riferendoci agli andamenti delle tensioni e correnti riportati in Figura 2.14, è possibile ricavare la potenza media dissipata sul diodo D come la somma di tre distinti termini.

$$\bar{P}_{J,D} = P_{J,D} \Big|_{\bar{\alpha}T_s} + P_{J,D} \Big|_{\bar{\beta}T_s} + P_{J,D} \Big|_{\tau_i T_s} \quad (2.87)$$

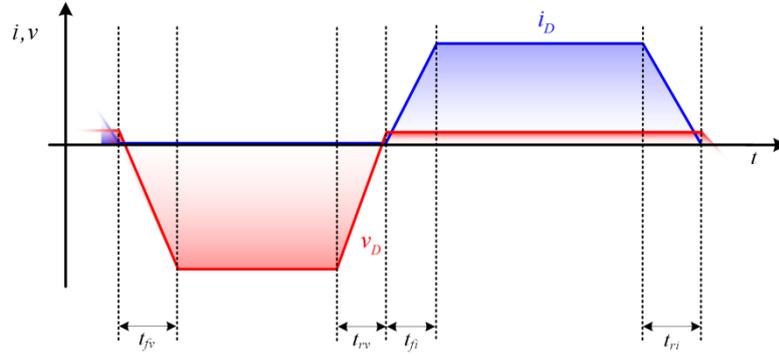


Figura 2.14 Evoluzioni di tensioni (rosso) e correnti (blu) sul diodo in un periodo di commutazione.

I primi due integrali saranno quindi calcolabili come riportato in (2.88) e (2.89), in particolare, dato che la corrente sul diodo è nulla durante tutto il periodo $\bar{\alpha}T_S$ si otterrà che:

$$P_{J,D}|_{\bar{\alpha}T_S} = 0 \quad (2.88)$$

Mentre, durante il tempo di conduzione, la potenza mediamente dissipata sarà pari a:

$$P_{J,D}|_{\bar{\beta}T_S} = \frac{1}{T_S} \int_0^{\bar{\beta}T_S} v_{D(ON)} \bar{i}_L dt = \frac{1}{T_S} \int_0^{\bar{\beta}T_S} (w_D + r_D \bar{i}_L) \bar{i}_L dt = (1 + \bar{\alpha} - 2\bar{\alpha}_i)(w_D + r_D \bar{i}_L) \bar{i}_L \quad (2.89)$$

L'ultimo termine di potenza, sarà stimabile come riportato in (2.90).

$$P_{J,D}|_{\tau_i T_S} = \frac{1}{T_S} \left[\int_0^{t_{ri}} \left[w_D + r_D \left(1 - \frac{t}{t_{ri}} \right) \bar{i}_L \right] \left(1 - \frac{t}{t_{ri}} \right) \bar{i}_L dt + \int_0^{t_{rv}} \left[w_D + r_D \frac{t}{t_{ri}} \bar{i}_L \right] \frac{t}{t_{ri}} \bar{i}_L dt \right] \quad (2.90)$$

Tale integrale sarà calcolabile effettuando lo stesso cambio di variabili presentato in (2.84), mediante il quale è possibile ottenere la seguente potenza media:

$$P_{J,D}|_{\tau_i T_S} = \tau_i \int_0^1 \left[w_D + r_D (1 - \alpha_i) \bar{i}_L \right] (1 - \alpha_i) \bar{i}_L d\alpha_i = 2(\bar{\alpha}_i - \bar{\alpha}) \left(\frac{w_D}{2} + \frac{r_D \bar{i}_L}{3} \right) \bar{i}_L \quad (2.91)$$

Ne consegue che la potenza totalmente dissipata sul diodo sarà quindi esprimibile come:

$$\bar{P}_{J,D} = P_{J,D}|_{\bar{\alpha}T_S} + P_{J,D}|_{(1-\bar{\alpha})T_S} + P_{J,D}|_{\tau_i T_S} = \left[(1 - \bar{\alpha}_i) w_D + \left(1 + \frac{\bar{\alpha}}{3} - \frac{4}{3} \bar{\alpha}_i \right) r_D \bar{i}_L \right] \bar{i}_L \quad (2.92)$$

2.5.1.5 Potenza media dissipata sull'interruttore di potenza

Per l'interruttore di potenza si andrà ad adottare stessa metodologia di calcolo utilizzata per la stima dei precedenti contributi di potenza. Riferendoci alla Figura 2.15 è possibile ottenere la potenza media dissipata dall'interruttore tramite il calcolo di quattro aliquote di potenza media, specificate in (2.93).

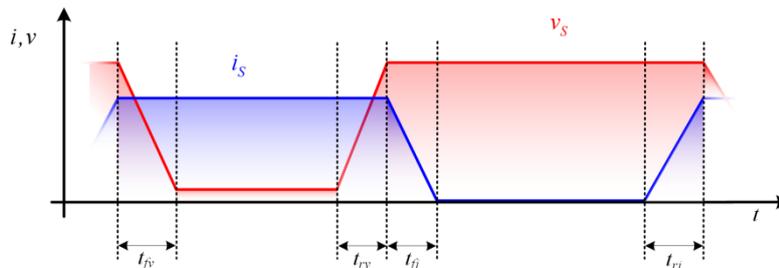


Figura 2.15 Evoluzioni di tensioni (rosso) e correnti (blu) sull'interruttore in un periodo di commutazione.

$$\bar{P}_{J,S} = P_{J,S}|_{\bar{\beta}T_s} + P_{J,S}|_{(\bar{\alpha}-\tau_v)T_s} + P_{J,S}|_{\tau_v T_s} + P_{J,S}|_{\tau_v T_s} \quad (2.93)$$

Dato che, durante il periodo $\bar{\beta}T_s$ la corrente circolante sull'interruttore elettronico è nulla, ne conseguirà una potenza dissipata nulla, come dalla (2.94). Il secondo integrale sarà, invece, facilmente calcolabile tramite l'integrale riportato in (2.95).

$$P_{J,S}|_{\bar{\beta}T_s} = 0 \quad (2.94)$$

$$P_{J,S}|_{(\bar{\alpha}-\tau_v)T_s} = \frac{1}{T_s} \int_0^{(\bar{\alpha}-\tau_v)T_s} v_{S(ON)} \bar{i}_L dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{(\bar{\alpha}-\tau_v)T_s} (w_s + r_s \bar{i}_L) \bar{i}_L dt = (2 - 2\bar{\alpha}_v - \bar{\alpha})(w_s + r_s \bar{i}_L) \bar{i}_L \quad (2.95)$$

I restanti due termini di potenza media saranno stimabili tramite gli integrali (2.96) e (2.98).

$$P_{J,S}|_{\tau_v T_s} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{\tau_v} \left[(r_D + r_D) \left(I - \frac{t}{\tau_v} \right) \bar{i}_L - r_C i_0 + \bar{v}_C + w_D \right] \frac{t}{\tau_v} \bar{i}_L dt + \int_0^{\tau_v} \left[(r_D + r_D) \frac{t}{\tau_v} \bar{i}_L - r_C i_0 + \bar{v}_C + w_D \right] \left(I - \frac{t}{\tau_v} \right) \bar{i}_L dt \right] \quad (2.96)$$

In particolare, riferendoci alla (2.84), è possibile effettuare il seguente cambio di variabili

$$\begin{aligned} P_{J,S}|_{\tau_v T_s} &= \tau_v \int_0^1 \left[(r_D + r_D) (I - \alpha_i) \bar{i}_L - r_C i_0 + \bar{v}_C + w_D \right] \alpha_i \bar{i}_L dt = \\ &= 2(\bar{\alpha}_i - \bar{\alpha}) \left[\frac{1}{6} (r_D + r_D) \bar{i}_L + \frac{1}{2} (w_D - r_C i_0 + \bar{v}_C) \right] \bar{i}_L \end{aligned} \quad (2.97)$$

L'ultimo termine di potenza espresso in (2.93) sarà invece calcolabile tramite la seguente relazione.

$$P_{J,S}|_{\tau_v T_s} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{\tau_v} \left[\frac{t}{\tau_v} (w_s + r_s \bar{i}_L) + \left(I - \frac{t}{\tau_v} \right) (w_D - r_C i_0 + \bar{v}_C) \right] \bar{i}_L dt + \int_0^{\tau_v} \left[\left(I - \frac{t}{\tau_v} \right) (w_s + r_s \bar{i}_L) + \frac{t}{\tau_v} (w_D - r_C i_0 + \bar{v}_C) \right] \bar{i}_L dt \right] \quad (2.98)$$

Visto l'andamento nel tempo del segnale α_v , mostrato in Figura 2.12, sarà possibile affermare che:

$$\begin{aligned} \alpha_v &= I - \frac{t}{\tau_v} & t \in [0, \tau_v] & ; & \alpha_v &= \frac{t}{\tau_v} & t \in [\tau_v, T_s] \\ d\alpha_v &= -d \frac{t}{\tau_v} & & & d\alpha_v &= d \frac{t}{\tau_v} & & \end{aligned} \quad (2.99)$$

Effettuando un cambio di variabili in (2.98), come definito in (2.99), è possibile ricavare l'ultimo termine di potenza media, come riportato nella seguente espressione.

$$\begin{aligned} P_{J,S}|_{\tau_v T_s} &= \tau_v \int_0^1 \left[(I - \alpha_v) (w_s + r_s \bar{i}_L) + \alpha_v (w_D - r_C i_0 + \bar{v}_C) \right] \bar{i}_L dt = \\ &= (\bar{\alpha}_v - I + \bar{\alpha}) \left[w_s + r_s \bar{i}_L + w_D - r_C i_0 + \bar{v}_C \right] \bar{i}_L \end{aligned} \quad (2.100)$$

Quindi, la somma delle precedenti potenze medie associate all'interruttore di potenza S saranno pari alla potenza media totalmente dissipata da quest'ultimo su un periodo di commutazione, come in (2.101).

$$\bar{P}_{J,S} = \left[(1 - \bar{\alpha}_v)(w_s + r_s \bar{i}_L) + (\bar{\alpha}_i + \bar{\alpha}_v - 1)(w_D - r_C i_0 + \bar{v}_C) + \frac{1}{3}(\bar{\alpha}_i - \bar{\alpha})(r_D + r_C) \bar{i}_L \right] \bar{i}_L \quad (2.101)$$

Si deve far notare come tutte queste potenze siano facilmente ricavabili tramite la conoscenza dei parametri noti del convertitore DC-DC Boost e dello stato di quest'ultimo, il quale, in regime di funzionamento stazionario del convertitore sarà pari alla (2.102).

$$\bar{x} = -\bar{A}^{-1} [\bar{B} \cdot u + \bar{E} \cdot w] \quad (2.102)$$

In conclusione il complessivo bilancio di potenza media per il convertitore in esame in un periodo T_S sarà espressa dalla (2.103).

$$\bar{P}_{IN} = \bar{P}_0 + \sum_{h=L,C,S,D} \bar{P}_{J,h} \quad (2.103)$$

In particolare, ricordando che il convertitore funziona in regime di funzionamento stazionario, è possibile dalla (2.102) ottenere la seguente espressione

$$i_0 = (1 - \bar{\alpha}_i) \bar{i}_L \quad (2.104)$$

Sostituendo la (2.104) nella (2.103) e manipolando le equazioni è possibile arrivare al seguente bilancio complessivo di potenze per il convertitore Boost.

$$v_{in} \bar{i}_L = \left[\bar{\alpha}_v \bar{v}_C + r_L \bar{i}_L + (1 - \bar{\alpha}_v)(w_s + r_s \bar{i}_L) + \bar{\alpha}_v w_D + (1 - \bar{\alpha}_i) r_D \bar{i}_L + (1 - \bar{\alpha}_i)(1 - \bar{\alpha}_v) r_C \bar{i}_L \right] \bar{i}_L \quad (2.105)$$

Quest'ultimo può essere espresso anche nella forma.

$$v_{in} \bar{i}_L - \bar{v}_C i_0 = \left[(\bar{\alpha}_i + \bar{\alpha}_v - 1) \bar{v}_C + r_L \bar{i}_L + (1 - \bar{\alpha}_v)(w_s + r_s \bar{i}_L) + \bar{\alpha}_v w_D + (1 - \bar{\alpha}_i) r_D \bar{i}_L + (1 - \bar{\alpha}_i)(1 - \bar{\alpha}_v) r_C \bar{i}_L \right] \bar{i}_L \quad (2.106)$$

La quale rappresenta la potenza totalmente dissipata nel convertitore in funzione dei parametri noti del convertitore (r_C , r_L , etc.), dei valori medi di corrente sull'induttore e tensione ai capi del condensatore, nonché dei tempi di commutazione caratteristici dell'interruttore di potenza.

È essenziale far notare che sostituendo la (2.104) nel bilancio di potenza presentato in (2.69) è facilmente dimostrabile che quest'ultima è uguale alla (2.105). Tale risultato dimostra la congruenza e l'efficacia di tale modello. Inoltre si dimostra come tale modello sia funzione della frequenza di commutazione f_s e degli andamenti delle tensioni e correnti durante le commutazioni. In conclusione possiamo affermare che il bilancio delle potenze presentato in (2.69) tiene conto anche delle potenze perse durante la commutazione dell'interruttore elettronico.

2.6 Introduzione di un nuovo modello di induttore per un modello ai valori medi del convertitore DC-DC Boost

La modellizzazione del convertitore DC-DC boost presentata in precedenza, rispetto ai modelli presenti in letteratura, mette in risalto sia una dipendenza con la frequenza di commutazione, che l'effetto dovuto alle commutazioni dell'interruttore elettronico. Tuttavia trascurare il ripple di corrente sull'induttore porta ad una peggiore stima della potenza persa su tale componente e sui restanti, che aumenta all'aumentare del ripple di corrente sull'induttore. Per tale motivo la trattazione seguente mira a fornire un modello ai valori medi del convertitore DC-DC Boost capace di tener conto degli effetti del ripple di corrente sull'induttore, in particolare tale obiettivo verrà raggiunto proponendo un accurato modello dell'induttore. Riferendoci ad un funzionamento in regime stazionario del convertitore elettronico di potenza, possiamo affermare che la corrente sull'induttore avrà un andamento come quello in Figura 2.18. Tale andamento è legato al ciclo di

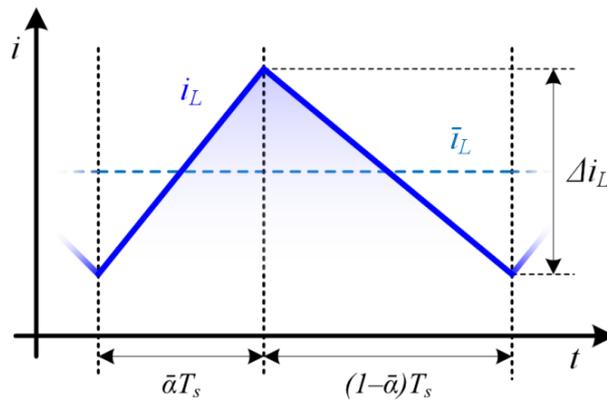


Figura 2.16 Rappresentazione della corrente sull'induttore i_L , con il rispettivo valore medio \bar{i}_L e variazione di corrente picco-picco Δi_L .

carica e scarica dell'induttore durante un periodo di commutazione che consente al convertitore di trasferire energia da una fonte posta a monte ad un carico posto a valle di esso. Durante tale scambio energetico, sull'induttore viene dissipata una potenza sia per effetto joule sul rame degli avvolgimenti dell'induttore, sia sul nucleo dovuto alle perdite per isteresi. Trascurando quest'ultima aliquota di potenza, potremmo affermare che tutta la potenza dissipata su tale componente sarà persa sulla resistenza r_L , rappresentante la resistenza degli avvolgimenti dell'induttore.

Considerando r_L piccola, tale da supporre che la corrente sull'induttore presenti un andamento lineare, si può affermare che durante lo stato di ON tutta la tensione del generatore connesso ai morsetti di ingresso sarà applicata sull'induttanza L . Ne consegue che la derivata temporale della corrente su tale arco temporale potrà essere agevolmente espressa tramite la (2.107).

$$\frac{di_L}{dt} \cong \frac{v_{in}}{L} \quad (2.107)$$

Differentemente, durante lo stato di OFF dell'interruttore, la corrente presenterà un andamento lineare decrescente, la cui pendenza sarà pari a:

$$\frac{di_L}{dt} \cong \frac{v_{in} - \bar{v}_C}{L} \quad (2.108)$$

Integrando la relazione (2.107) su tutto il periodo di ON dell'interruttore è possibile ottenere, con buona precisione, la variazione di corrente sull'induttore Δi_L durante tutto il periodo di commutazione.

$$\Delta i_L \cong \bar{\alpha} \frac{v_{in}}{Lf_s} \quad (2.109)$$

Ne risulta che, ipotizzando il convertitore in regime di funzionamento stazionario in cui $i_L(0) = i_L(T_s)$, sarà possibile rappresentare la corrente sull'induttore tramite due rette. La prima associata allo stato di ON, mentre la seconda riferita allo stato di OFF dell'interruttore. Le espressioni di tali rette sono di conseguenza riportate in (2.110).

$$\begin{aligned}
 i_{L(ON)}(t) &= \bar{i}_L - \frac{\Delta i_L}{2} + \frac{\Delta i_L}{\bar{\alpha} T_s} t & t \in [0, \bar{\alpha} T_s] \\
 i_{L(OFF)}(t) &= \bar{i}_L + \frac{\Delta i_L}{2} - \frac{\Delta i_L}{(1-\bar{\alpha}) T_s} (t - \bar{\alpha} T_s) & t \in [\bar{\alpha} T_s, T_s]
 \end{aligned}
 \tag{2.110}$$

Pertanto, la potenza media dissipata sulla resistenza r_L su un periodo di commutazione risulterà essere:

$$P_{J,L} = \frac{r_L}{T_s} \int_0^{T_s} i_L^2 dt
 \tag{2.111}$$

Viste le ipotesi effettuate precedentemente, sarà quindi possibile scindere l'integrale presentato in (2.111) in due parti, la cui risoluzione consente di determinare la potenza media dissipata dall'induttore.

$$P_{J,L} = \frac{r_L}{T_s} \left[\int_0^{\bar{\alpha} T_s} i_{L(ON)}^2 dt + \int_0^{(1-\bar{\alpha}) T_s} i_{L(OFF)}^2 dt \right] = r_L \left(\bar{i}_L^2 + \frac{\Delta i_L^2}{12} \right)
 \tag{2.112}$$

In conclusione potremo affermare che la (2.112) stima con buona precisione la potenza dissipata sulle resistenze degli avvolgimenti dell'induttore.

In base alle ipotesi fatte in precedenza ($\bar{\alpha}_i = \bar{\alpha}$ e $\bar{\alpha}_v = 1 - \bar{\alpha}$), è possibile ora considerare la potenza persa sul condensatore come in (2.113).

$$P_{J,C} = \bar{\alpha}(1-\bar{\alpha}) r_C \bar{i}_L^2
 \tag{2.113}$$

Dalla precedente relazione è possibile affermare che il modello proposto in (2.62), riproduce efficacemente gli effetti del ripple di corrente sul condensatore, anche in regime di funzionamento stazionario del convertitore.

Di fatto, anche se il valore medio su un periodo di commutazione di tale corrente è costante e pari a zero, la sua variazione all'interno del periodo T_s porterà comunque ad una dissipazione di potenza sulla resistenza r_C . Dato che, la tensione ai capi dell'induttore v_L gode delle stesse caratteristiche possedute dalla corrente sul condensatore, è possibile affermare che tale grandezza è la candidata più adatta per rappresentare le perdite di potenza sull'induttore dovute al ripple di corrente. Tale grandezza è quindi da preferire alla variabile di stato i_L , essendo il ripple su tale grandezza nullo a regime di funzionamento stazionario. Basandosi sulle precedenti considerazioni, è possibile introdurre un particolare modello circuitale dell'induttore che tenga conto degli effetti del ripple di corrente. Tale modello circuitale è mostrato in Figura 2.17.

Come si può notare è stata introdotta una resistenza fittizia r_P ai capi dell'induttore L al fine di sfruttare le variazioni nel tempo di v_L lungo tutto il periodo di commutazione. In tal modo la

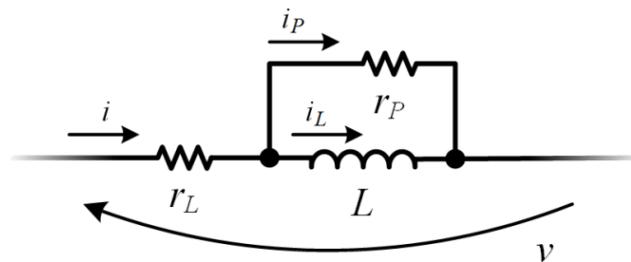


Figura 2.17 Schema circuitale del modello di induttore proposto.

potenza dissipata da tale resistenza sarà pari alla all'aliquota di potenza dissipata per effetto del solo ripple di corrente sull'induttore.

Riferendoci allo schema circuitale in Figura 2.17 è possibile scrivere la seguente equazione di Kirchhoff alle tensioni.

$$v = r_L i_L + L \frac{di_L}{dt} \quad (2.114)$$

Inoltre, tramite la legge di Kirchhoff applicata a uno dei nodi del circuito in Figura 2.17, sarà possibile esprimere la corrente i rispetto alle restanti correnti. Mentre, considerando che la tensione del solo induttore L sarà applicata anche ai capi della resistenza r_p sui nodi sarà valida l'espressione riportata in (2.115).

$$i = i_L + i_p, \quad i_p = \frac{L}{r_p} \frac{di_L}{dt} \quad (2.115)$$

Di conseguenza, Introducendo tale modello dell'induttore, insieme ai segnali trapezoidali α_i e α_v , è possibile ricavare il modello a variabili si stato del convertitore DC-DC Boost. Il sistema di equazioni differenziali preso in esame è stato espresso in (2.62), ma nel quale le matrici A , B e E saranno invece pari alle matrici riportate in (2.116).

$$\begin{aligned} A &= \begin{bmatrix} -\frac{(1-\alpha_i)}{\rho_C C} & \frac{(1-\alpha_i)r_p}{\rho_C C} \\ -\frac{\alpha_v r_p}{\rho_L L} & -\frac{r_p(\rho_L - r_p)}{\rho_L L} \end{bmatrix}; \\ B &= \begin{bmatrix} \frac{(1-\alpha_i)}{\rho_C C} & -\frac{\rho_C - (1-\alpha_i)r_C}{\rho_C C} \\ \frac{r_p}{\rho_L L} & \frac{\alpha_v r_C r_p}{\rho_L L} \end{bmatrix}; \\ E &= \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-\alpha_i)}{\rho_C C} \\ -\frac{(1-\alpha_v)r_p}{\rho_L L} & -\frac{\alpha_v r_p}{\rho_L L} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (2.116)$$

Dove, i termini ρ_C e ρ_L sono stati esplicitati in (2.117).

$$\begin{aligned} \rho_C &= r_p + r_L + (1-\alpha_i)(r_D + r_C) \\ \rho_L &= r_p + r_L + (1-\alpha_i)(r_D + r_C) + (1-\alpha_v)r_S \end{aligned} \quad (2.117)$$

L'espressione di r_p può essere ricavata ipotizzando che:

$$\begin{aligned} r_S = r_D = r_C = w_D = w_S &= 0 \\ r_L &\neq 0 \end{aligned} \quad (2.118)$$

Inoltre, supponendo che l'interruttore presenti delle commutazioni ideali come specificato in (2.119).

$$\begin{aligned} \alpha_i &= \alpha \quad ; \quad 1-\alpha_i = 1-\alpha \\ \alpha_v &= 1-\alpha \quad ; \quad 1-\alpha_v = \alpha \end{aligned} \quad (2.119)$$

È possibile semplificare il modello matematico introdotto precedentemente, tale modello approssimato sarà di conseguenza esprimibile tramite il sistema di equazioni differenziali riportate di seguito nella (2.120).

$$\dot{x} = A \cdot x + B \cdot u \quad (2.120)$$

Ne consegue che, le matrici A e B del modello a variabili di stato (2.120) saranno ora esprimibili come in (2.121).

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{(1-\alpha)}{(r_p+r_L)C} & \frac{(1-\alpha)r_p}{(r_p+r_L)C} \\ \frac{(1-\alpha)r_p}{(r_p+r_L)L} & -\frac{r_p r_L}{(r_p+r_L)L} \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} \frac{(1-\alpha)}{(r_p+r_L)C} & -\frac{1}{C} \\ \frac{r_p}{(r_p+r_L)L} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.121)$$

Esplicitando le due equazioni di tale sistema si ottengono le equazioni differenziali riportate in (2.122) e (2.123).

$$C \frac{dv_C}{dt} = -\frac{(1-\alpha)}{(r_p+r_L)}(v_{IN} - v_C) + \frac{(1-\alpha)r_p}{(r_p+r_L)}i_L - i_0 \quad (2.122)$$

$$L \frac{di_L}{dt} = \frac{r_p}{(r_p+r_L)}[v_{IN} - (1-\alpha)v_C] - \frac{r_L r_p}{(r_p+r_L)}i_L \quad (2.123)$$

Dalla (2.123) e, considerando le equazioni precedentemente mostrate in (2.115), è possibile ricavare la i_p e la i sia durante lo stato di ON, come espresso in (2.124).

$$\begin{aligned} i_p &= -\frac{r_L}{(r_p+r_L)}i_L + \frac{v_{IN}}{(r_p+r_L)} \\ i &= \frac{r_p}{(r_p+r_L)}i_L + \frac{v_{IN}}{(r_p+r_L)} \end{aligned} \quad \text{per } \alpha = 1 \quad (2.124)$$

Mentre durante lo stato di OFF del convertitore elettronico di potenza, in cui il segnale di comando α è nullo, si ricava la seguente espressione.

$$\begin{aligned} i_p &= -\frac{r_L}{(r_p+r_L)}i_L + \frac{v_{IN} - v_C}{(r_p+r_L)} \\ i &= \frac{r_p}{(r_p+r_L)}i_L + \frac{v_{IN} - v_C}{(r_p+r_L)} \end{aligned} \quad \text{per } \alpha = 0 \quad (2.125)$$

Ne consegue che, la potenza dissipata dalle due resistenze lungo il periodo di commutazione coinciderà perfettamente con la potenza dissipata sull'induttore nel periodo T_s , come riportato di seguito.

$$\tilde{P}_{J,L} = \tilde{P}_{J,r_L} + \tilde{P}_{J,r_p} \quad (2.126)$$

In particolare, con il simbolo \sim si vuole indicare la potenza media associata al modello di induttore mostrato in Figura 2.17.

le due aliquote di potenza persa, espresse in (2.126), saranno ottenibili tramite la risoluzione degli integrali (2.127) e (2.128).

$$\tilde{P}_{J,r_L} = \frac{r_L}{(r_p+r_L)^2 T_s} \left[\int_0^{\bar{\alpha}T_s} (r_p i_L + v_{IN})^2 dt + \int_0^{(1-\bar{\alpha})T_s} (r_p i_L + v_{IN} - v_C)^2 dt \right] \quad (2.127)$$

$$\tilde{P}_{J,r_p} = \frac{r_p}{(r_p+r_L)^2 T_s} \left[\int_0^{\bar{\alpha}T_s} (v_{IN} - r_L i_L)^2 dt + \int_0^{(1-\bar{\alpha})T_s} (v_{IN} - v_C - r_L i_L)^2 dt \right] \quad (2.128)$$

Risolviendo i due integrali si ottiene di conseguenza la potenza media totalmente dissipata su un periodo di commutazione.

$$\tilde{P}_{J,L} = \frac{r_p r_L}{r_p + r_L} i_L^2 + \frac{\bar{\alpha} v_{IN}^2 + (1 - \bar{\alpha}) v_C^2}{r_p + r_L} \quad (2.129)$$

Dall'equazione (2.123), considerando il convertitore a regime, è possibile ottenere il legame tra la tensione di ingresso e la tensione media ai capi al condensatore decurtata della sola caduta di tensione sulla resistenza r_L .

$$v_{IN} = r_L i_L + (1 - \bar{\alpha}) v_C \quad (2.130)$$

Si deve far notare che tale equazione non è più funzione di r_p , dato che la tensione ai capi di tale resistenza è uguale alla tensione ai capi dell'induttanza L e, nel caso di un funzionamento a regime del convertitore, quest'ultima sarà mediamente nulla. Diversamente dalla tensione media ai capi di r_p , la potenza media dissipata in tale elemento sarà sempre maggiore di zero, anche con il convertitore operante in regime di funzionamento stazionario, dato che la potenza mediamente dissipata dipenderà dal quadrato della tensione applicata ai suoi morsetti.

Di conseguenza, sostituendo la (2.130) nella (2.129) si ottiene la seguente espressione della potenza dissipata sull'induttore.

$$\tilde{P}_{J,L} = r_L i_L^2 + \frac{\bar{\alpha} (1 - \bar{\alpha}) v_C^2}{r_p + r_L} \quad (2.131)$$

Eguagliando la (2.131) con la (2.112) è possibile esplicitare il valore di r_p in funzione della variazione di corrente sull'induttore Δi_L , come in (2.132).

$$r_p = -r_L + 12 \frac{\bar{\alpha} (1 - \bar{\alpha}) \bar{v}_C^2}{r_L \Delta i_L^2} \quad (2.132)$$

Sostituendo la relazione (2.109) nella (2.132) è possibile esplicitare l'espressione di r_p in funzione della sola tensione media ai capi del condensatore e della tensione d'ingresso, come riportato in (2.133).

$$r_p = -r_L + 12 \frac{(L f_s)^2 (1 - \bar{\alpha}) \bar{v}_C^2}{r_L \bar{\alpha} v_m^2} \quad (2.133)$$

Inoltre, trascurando r_L , dalla (2.130) è possibile ottenere la seguente relazione.

$$v_{IN} \cong (1 - \bar{\alpha}) v_C \quad (2.134)$$

La quale sostituita nella (2.133) ci permette di ottenere l'espressione finale della resistenza r_p espressa nella (2.135).

$$r_p = -r_L + 12 \frac{(L f_s)^2}{\bar{\alpha} (1 - \bar{\alpha}) r_L} \quad (2.135)$$

Si deve far notare che, in questa forma finale, r_p tale parametro dipende esclusivamente dal segnale di comando $\bar{\alpha}$ inviato all'interruttore elettronico di potenza e dai parametri noti del convertitore (la resistenza r_L dell'induttore, il valore di induttanza L e il valore della frequenza di commutazione f_s). Dalla relazione precedente è facile affermare che un'eccellente stima delle perdite sull'induttore richiede che r_p vari con $\bar{\alpha}$, come riportato in Figura 2.20. Da quest'ultima e comunque ben visibile che r_p presenta un valore pressoché costante su un ampio range di variazione di $\bar{\alpha}$ centrato in 0.5. Nella pratica, vengono evitate condizioni operative che portano il convertitore a lavorare sia a bassi duty cycle che ad elevati valori di tale grandezza, questo è dovuto principalmente al fatto che con bassi duty cycle si perde l'incremento di tensione in uscita che caratterizza il convertitore DC-DC Boost, mentre ad elevati duty cycle si incorre nel collasso della

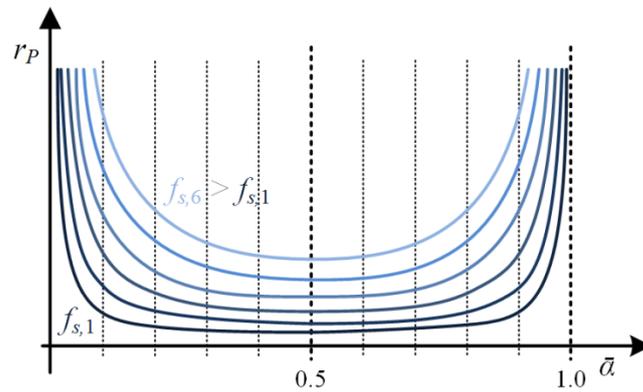


Figura 2.18 Evoluzione della resistenza fittizia r_p in funzione della frequenza di commutazione f_s e del duty cycle $\bar{\alpha}$.

tensione di uscita. Di conseguenza, le condizioni di funzionamento riportate agli estremi del grafico in Figura 2.18 rappresentano condizioni operative tipicamente non utilizzate nei convertitori DC-DC. Ne consegue che r_p può essere assunta costante e pari al valore minimo, assunto per un valore di $\bar{\alpha}$ pari a 0.5. In particolare sostituendo in (2.135) tale valore di duty cycle si ottiene un'espressione r_p pari a quella riportata di seguito.

$$r_p \approx -r_L + \frac{48}{r_L} (L f_s)^2 \quad (2.136)$$

Dall'equazione (2.136) possiamo osservare che la resistenza fittizia r_p è funzione sia del quadrato del valore di induttanza L che della frequenza di commutazione f_s .

Tale legame ci permette di affermare che, all'aumentare del valore della frequenza di commutazione o del valore di induttanza ne consegue un aumento del valore di r_p . A tale aumento conseguirà una diminuzione del valore della corrente i_p , la quale come visibile dall'espressione (2.115), presenterà un valore trascurabile rispetto alla corrente media i_L per quei convertitori caratterizzati da un elevato valore di induttanza o un'elevata frequenza di commutazione. Infatti, l'utilizzo di convertitori DC-DC con un elevato valore di induttanza o un elevato valore della frequenza di commutazione causa una drastica riduzione del ripple di corrente sull'induttore, con la conseguente diminuzione delle perdite di potenza legate a tale variazione di corrente.

Quindi, sulla base dell'equazione (2.62) in è stato introdotta il modello dell'induttore mostrato in Figura 2.17 possiamo introdurre un nuovo modello matematico ai valori medi per il convertitore DC-DC Boost che tenga conto sia delle commutazioni dell'interruttore di potenza che dell'evoluzione della corrente sull'induttore. Tale modello matematico può essere espresso tramite la (2.137).

$$\dot{\bar{x}} = \bar{A} \cdot \bar{x} + \bar{B} \cdot u + \bar{E} \cdot w \quad (2.137)$$

Ma, viste le non linearità introdotte dal modello dell'induttore proposto, le matrici \bar{A} , \bar{B} e \bar{C} devono essere calcolate tramite il seguente integrale.

$$\bar{M} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} M dt \quad , \quad M \in \{A, B, C\} \quad (2.138)$$

Il modello ai valori medi così ottenuto sarà in grado di tener conto non solo delle commutazioni dei dispositivi a semiconduttore e delle variazioni della frequenza di commutazione, ma anche degli effetti del ripple corrente sull'induttore.

2.7 Modello ai valori medi del convertitore Boost in modalità di conduzione discontinua

Nell'analisi effettuata precedentemente si è considerato il solo funzionamento in modalità di conduzione continua, il che ci permette di affermare che la corrente circolante sull'induttore non possa mai annullarsi. Tale imposizione non permette quindi un'analisi del convertitore in modalità di conduzione discontinua. Tipicamente tale condizione di funzionamento caratterizza i convertitori che lavorano a basso carico. Altre volte è il progettista che sceglie di lavorare in questa modalità anche a carico nominale, dato che questa elimina in reverse recovery del diodo e semplifica il dimensionamento del sistema di controllo. In alcuni convertitori, le due modalità di funzionamento CCM e DCM si presentano entrambe, ma non contemporaneamente, durante il normale funzionamento del convertitore. Si prenda come esempio un convertitore AC-DC power factor correction (PFC) dove la corrente dell'induttore diventa discontinua in prossimità degli attraversamenti dello zero della tensione di linea.

In tale paragrafo si presenterà, sulla base dei modelli ai valori medi precedentemente presentati, un nuovo modello matematico del convertitore Boost che tenga conto degli effetti introdotti dalle commutazioni dell'interruttore elettronico e dagli effetti del ripple di corrente sull'induttore, sia che si consideri il convertitore operante in modalità di conduzione continua che in modalità di funzionamento discontinua. Riferendoci alla Figura 2.19 è possibile descrivere il funzionamento del convertitore Boost tramite una sequenza di stati operativi legati sia allo stato dell'interruttore elettronico di potenza, sia a quello di conduzione del diodo.

La modalità di funzionamento in discontinua porterà alla nascita di nuovi stati operativi del convertitore, nello specifico si otterranno delle variazioni sia allo stato di OFF sia al Turn-ON del convertitore elettronico di potenza.

L'apertura dell'interruttore e la conseguente conduzione del diodo porta il convertitore nello stato di OFF, ottenendo un perfetto accoppiamento tra ingresso e uscita del convertitore. Infatti, il

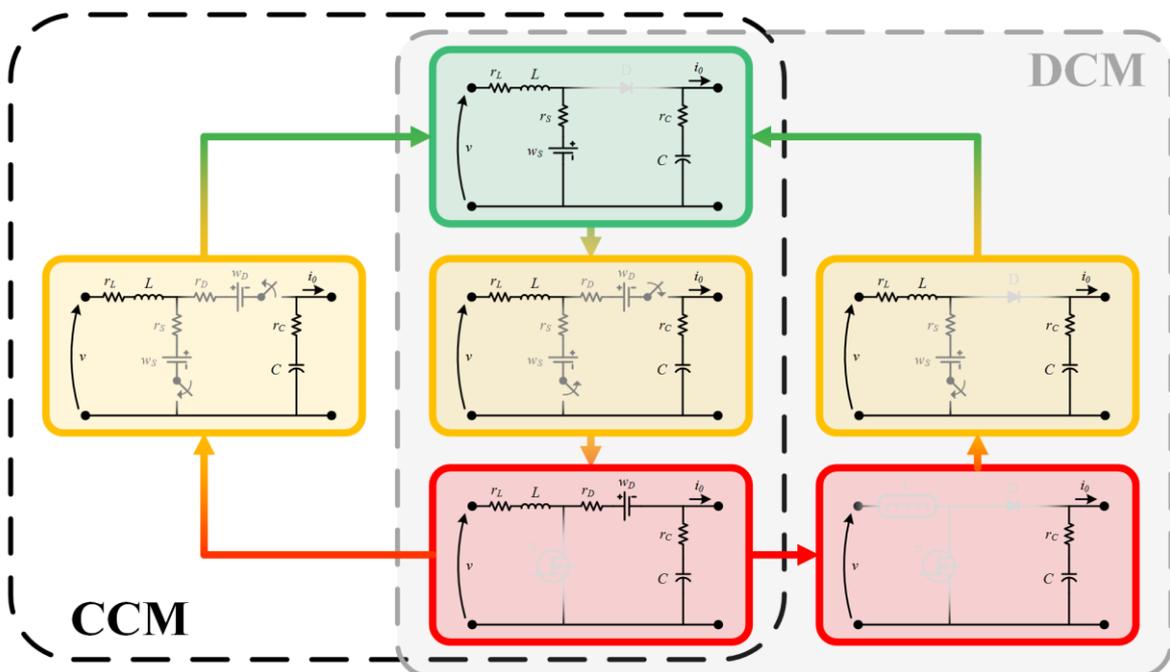


Figura 2.19 Rappresentazione degli stati del convertitore DC-DC Boost: stato di ON (verde), turn-ON e Turn-OFF (giallo), stato di OFF (rosso).

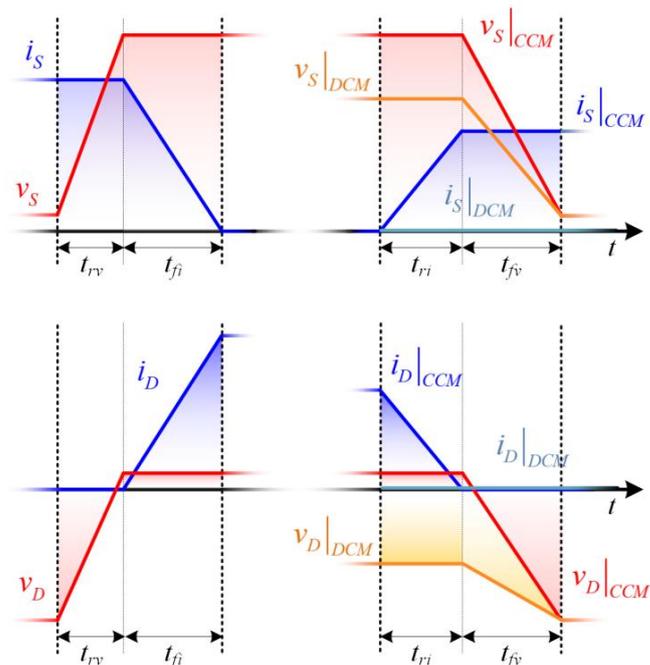


Figura 2.20 Evoluzioni delle tensioni e correnti sull'interruttore (in alto) e sul diodo (in basso) per in Turn-OFF (sinistra) e per il Turn-ON (destra).

generatore connesso in ingresso con il supporto della scarica dell'induttore, caricano il condensatore di filtro e alimentino in carico in uscita. Tale stato operativo del convertitore rimane inalterato sino a che la corrente sull'induttore rimane positiva su tutto il T_s . Infatti, se il decrescere della corrente sull'induttore porta quest'ultima ad annullarsi durante lo stato di OFF, il convertitore andrà ad operare in modalità di conduzione discontinua. In tale stato operativo la corrente sull'induttore e sul diodo sono nulle, ne consegue che l'ingresso e l'uscita sono totalmente disaccoppiate, il che, come nello stato di ON, costringe il solo condensatore ad alimentare il carico posto in uscita al convertitore.

Mentre sul Turn-ON, Considerando un funzionamento iniziale in DCM, è possibile affermare che le correnti sul diodo e sull'interruttore presentino un valore nullo a fine stato di OFF. Per tale motivo, durante il t_{ri} , non si avrà una commutazione di corrente. Diversamente, durante il tempo t_{fv} , lo stato di polarizzazione inversa del diodo fa sì che la tensione ai capi dell'interruttore decresca linearmente. Tale tensione in DCM partirà dalla tensione del generatore in ingresso invece che dalla tensione di uscita (Figura 2.20), come accadeva in CCM.

Date le considerazioni esposte nel precedente paragrafo, un'accurata modellizzazione deve tener conto delle evoluzioni di corrente e tensione nei diversi componenti del convertitore elettronico di potenza, sia questo stia lavorando in modalità di conduzione continua (CCM), che discontinua (DCM). Tale obiettivo può essere raggiunto introducendo nel modello matematico tre particolari segnali mostrati in Figura 2.21.

Nello specifico α_i e α_v introducono nel modello gli effetti delle commutazioni prodotte dai dispositivi a semiconduttore. Mentre, il segnale γ , tiene conto dello stato operativo del convertitore, differirà quindi da zero solo in presenza di un funzionamento in discontinua.

Sulla base dei segnali trapezoidali introdotti in Figura 2.21 è possibile esprimere il modello matematico del convertitore DC-DC Boost come riportato in (2.62), in cui le matrici A , B ed E ,

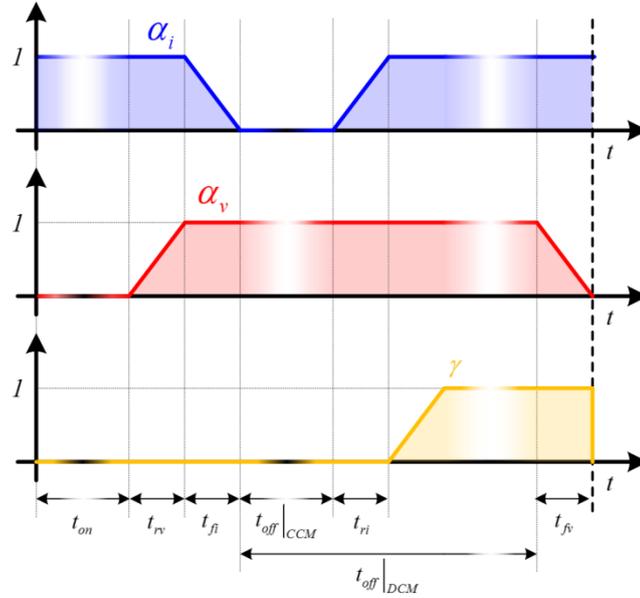


Figura 2.21 Evoluzione dei segnali α_i (blu), α_v (rosso) e γ (giallo) su un generico periodo di commutazione.

entrambe funzioni dei segnali α_{in} , α_{vn} e γ_n sono state definite come riportato nelle seguenti matrici:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \frac{\alpha_{in}}{C} \\ -\frac{\alpha_v \gamma_n}{L} & -\frac{\gamma_n (r_L + \alpha_{vn} r_S) + \alpha_{in} (r_D + r_C)}{L} \end{bmatrix} \quad (2.139)$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} \\ \frac{1 - \gamma \alpha_{vn}}{L} & \alpha_v \gamma_n \frac{r_C}{L} \end{bmatrix}; \quad E = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{\alpha_{vn}}{L} & -\frac{\alpha_v \gamma_n}{L} \end{bmatrix}.$$

Dove $\{\alpha_{in}, \alpha_{vn}, \gamma_n\}$ vengono definite tramite la seguente relazione:

$$a_n = 1 - a, \quad a \in \{\alpha_i, \alpha_v, \gamma\}. \quad (2.140)$$

Tale modello rappresenta in modo adeguato il comportamento durante il Turn-ON e il Turn-OFF del convertitore, sia esso operante in CCM o DCM, ma non tiene conto degli effetti introdotti dal ripple di corrente generato dalla presenza dell'induttore. Per sopperire a tale mancanza si fa riferimento alla trattazione precedentemente svolta, in particolare introducendo il modello dell'induttore presentato in Figura 2.17 è possibile ottenere un valore di r_p pari a:

$$r_p = -r_L + \frac{12}{\bar{\alpha}_i \cdot \bar{\alpha}_v} \frac{(L f_s)^2}{r_L}. \quad (2.141)$$

Nella quale $\bar{\alpha}_i$ e $\bar{\alpha}_v$ sono i valori medi dei segnali α_i e α_v .

L'introduzione di r_p permette di ricavare il modello matematico complessivo del convertitore, esprimibile come riportato di seguito.

$$\dot{x} = A_p \cdot x + B_p \cdot u + E_p \cdot w \quad (2.142)$$

Le matrici A_p , B_p e E_p riportate in (2.142), sono invece uguali a:

$$\begin{aligned}
 A_p &= \begin{bmatrix} -\frac{\alpha_n}{\rho_C C} & \frac{\alpha_n r_p}{\rho_C C} \\ \frac{\beta \gamma_n r_p}{\rho_L L} & -\frac{r_p(\rho_L - r_p)}{\rho_L L} \end{bmatrix} \\
 B_p &= \begin{bmatrix} \frac{\alpha_{in}}{\rho_C C} & -\frac{\rho_C - \alpha_{in} r_C}{\rho_C C} \\ \frac{r_p(1 - \gamma \alpha_{vn})}{\rho_L L} & \frac{\alpha_v \gamma_n r_C r_p}{\rho_L L} \end{bmatrix} \\
 E_p &= \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\alpha_{in}}{\rho_C C} \\ -\frac{r_p \alpha_{vn}}{\rho_L L} & \frac{\alpha_v \gamma_n r_p}{\rho_L L} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{2.143}$$

Dove

$$\begin{aligned}
 \rho_C &= r_p + r_L + \alpha_{in}(r_D + r_C) \\
 \rho_L &= r_p + \gamma_n(r_L + \alpha_{vn} r_S) + \alpha_{in}(r_D + r_C).
 \end{aligned} \tag{2.144}$$

Visto il modello precedentemente presentato è possibile introdurre il modello complessivo ai valori medi, come espresso in (2.145).

$$\dot{\bar{x}} = \bar{A}_p \cdot \bar{x} + \bar{B}_p \cdot u + \bar{E}_p \cdot w \tag{2.145}$$

Nella quale le matrici A_p , B_p e E_p sono ricavabili tramite la (2.146).

$$\bar{M}_p = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} M_p dt \quad , \quad M_p \in \{A_p, B_p, E_p\}. \tag{2.146}$$

Da tale modello ai valori medi è possibile ottenere un bilancio delle potenze medie nel convertitore in esame, infatti moltiplicando ambo i membri della (2.145) per il vettore di stato trasposto e introducendo la matrice Q , come di seguito riportato

$$Q = \begin{bmatrix} C & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix}. \tag{2.147}$$

Si ricava il bilancio di potenze di potenze del convertitore DC-DC Boost come riportato in (2.148), capace di inglobare le aliquote di potenza persa attribuibili al convertitore, sia che si operi in modalità di conduzione continua che discontinua.

$$\bar{x}^T Q \dot{\bar{x}} = \bar{x}^T Q (\bar{A}_p \cdot \bar{x} + \bar{B}_p u + \bar{E}_p \cdot w). \tag{2.148}$$

In particolare, il termine a sinistra della (2.148) rappresenta la potenza assorbita o erogata dall'induttore L e dal condensatore C , mentre termini sul lato destro rappresentano tutte le perdite del convertitore, nonché le potenze di ingresso e uscita. Inoltre, è facilmente derivabile dalla (2.148) il modello ai valori medi in regime di funzionamento stazionario, in tal caso le potenze assorbite o erogate dall'induttore L e dal condensatore C saranno nulle, come di seguito riportato.

$$\bar{x}^T Q (\bar{A}_p \cdot \bar{x} + \bar{B}_p u + \bar{E}_p \cdot w) = 0. \tag{2.149}$$

In conclusione, possiamo affermare che, le evoluzioni nel tempo di tensione e corrente nei componenti del convertitore sono lievemente affette da r_p , dato che, tale parametro presenta un valore sempre piuttosto grande rispetto a tutte le altre resistenze parassite. Ciò, porta comunque

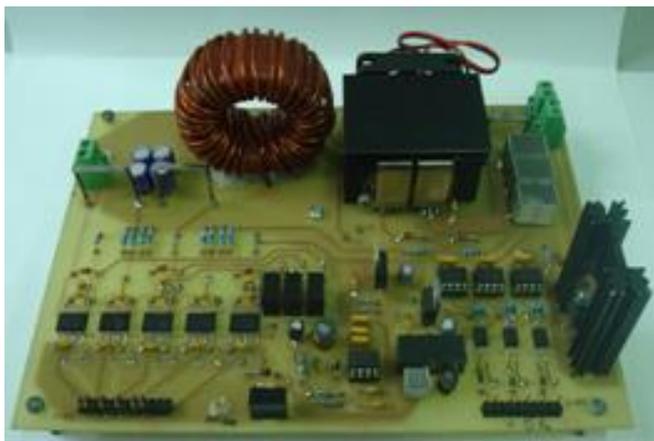


Figura 2.22 Prototipo del convertitore DC-DC Boost.

ad una più accurata analisi delle perdite di potenza media rispetto ai precedenti modelli sia che si consideri un funzionamento del convertitore in CCM che in DCM.

2.8 Descrizione del convertitore Boost bidirezionale

La validazione dei modelli ai valori medi proposti in precedenza si è basata sul prototipo di convertitore mostrato in Figura 2.22.

Nello specifico, tale convertitore è un prototipo di convertitore DC-DC Boost bidirezionale, il quale è caratterizzato dalla presenza di due interruttori elettronici di potenza, come mostrato nello schema circuitale riportato in Figura 2.23. Tale schema circuitale permette al convertitore di funzionare da Boost classico solo quando si va a cortocircuitare tra loro gate e source dell'interruttore S_2 . Così facendo è possibile sfruttare il diodo intrinseco integrato nel componente elettronico di potenza. Il prototipo in esame è quindi equipaggiato con due MOSFETs del tipo *IRFZ44E*. Tali informazioni sono di vitale importanza considerato il fatto che il diodo utilizzato in simulazione è stato ottenuto linearizzando a tratti la caratteristica $I-V$ fornita dal costruttore. Le principali caratteristiche di tale componente sono specificate in Tabella 1.

L'induttore con cui è stato equipaggiato il convertitore elettronico è composto da un particolare nucleo toroidale del tipo *T200-2B*, in Tabella 2 si sono riportati i principali parametri di quest'ultimo componente.

In particolare, la tipologia di materiale di cui è composto il nucleo assicura sia un valore di induttanza costante su tutto il range di variazione della corrente in ingresso, sia perdite di potenza

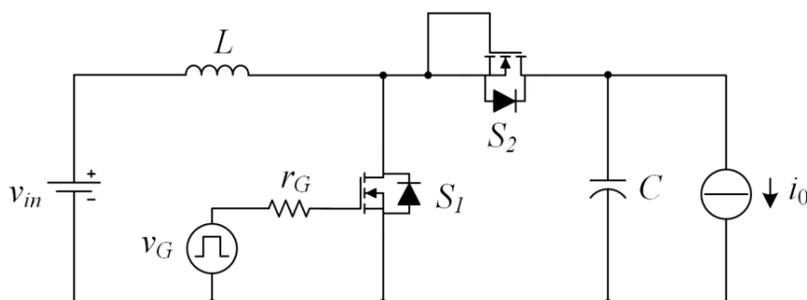


Figura 2.23 Schema rappresentativo del Boost bidirezionale.

Tabella 1

Parametri Elettrici	Valore	Unità
Massima tensione tra Drain e Source	60	V
Corrente continua di source	48	A
Resistenza di conduzione	23	mΩ
Tensione di soglia del diodo	0.6	V
Parametri Temporali	Valore	Unità
Turn-On Delay Time	12	ns
Rise Time	60	ns
Turn-Off Delay Time	70	ns
Fall Time	70	ns

sul nucleo del tutto trascurabili rispetto alle perdite sul rame degli avvolgimenti. Queste ultime perdite sono facilmente ricavabili tramite la seguente espressione (2.150) fornita dalla casa costruttrice del nucleo scelto.

$$P_{core} = \frac{f_s}{\frac{a}{B^3} + \frac{b}{B^{2.3}} + \frac{c}{B^{1.65}}} + d f_s^2 B^2 \left[\frac{W}{cm^3} \right] \quad (2.150)$$

I coefficienti $a=4 \cdot 10^9$, $b=3 \cdot 10^8$, $c=2.7 \cdot 10^6$ e $d=8 \cdot 10^{-15}$ sono dei parametri forniti dai costruttori del nucleo, mentre B rappresenta la variazione di induzione magnetica. Si deve sottolineare che il termine:

$$P_e = d f_s^2 B^2 \quad (2.151)$$

Rappresenta le perdite di potenza dovute alle sole correnti parassite [68].

Infine si è scelto di costituire il filtro di uscita tramite tre condensatori da 10 μF del tipo “film capacitors” B32562J1106K della EPCOS, i principali parametri di tale componente sono stati riportati in Tabella 3.

Tabella 2

Parametri Geometrici	Valore	Unità
Diametro esterno	50.8	mm
Diametro interno	31.8	mm
Altezza	25.4	mm
Parametri Magnetici	Valore	Unità
Lunghezza equivalente	13	cm
Area	2.32	cm ²
Volume	30	cm ³
Valore di induttanza su spire al quadrato	21.8	nH/N ²
Parametri degli avvolgimenti	Valore	Unità
Diametro del conduttore di rame	1.83	mm
Sezione del conduttore di rame	2.63	mm ²
Numero spire	33	-

Tabella 3

Parametri Elettrici	Valore	Unità
Massima tensione DC	100	V
Massima tensione AC ¹	63	V
Capacità	10	μF

¹Valore RMS, $f \leq 60$ Hz

Come ultimo, in Tabella 4, vengono riassunti i parametri generali del convertitore Boost bidirezionale insieme alla tensione nominale applicata in ingresso al convertitore.

I parametri circuitali di tale convertitore sono stati utilizzati per validare i modelli ai valori medi proposti in precedenza e i risultati di tali analisi verranno presentati nei successivi paragrafi.

2.9 Simulazioni

La validazione dei modelli introdotti nei precedenti paragrafi è stata condotta tramite un confronto di questi ultimi con i risultati ottenuti da degli studi effettuati in simulazione.

Tali studi hanno riguardato il convertitore DC-DC Boost operante in modalità di funzionamento stazionaria e sono stati eseguiti principalmente in ambiente Matlab Simulink e solo in parte con il software SIMetrix/SIMPLIS. In particolare l'utilizzo di Simulink, grazie alla sua libreria SimElectronics, ha permesso la simulazione del convertitore elettronico di potenza tramite l'utilizzo dei parametri determinati dai datasheet dei singoli componenti. Il simulatore circuitale SIMetrix/SIMPLIS, ed in particolare il pacchetto SIMPLIS, ha invece permesso di utilizzare i modelli dei dispositivi a semiconduttore forniti direttamente dalle case costruttrici dei componenti a semiconduttore e circuiti integrati [69]-[71].

Si deve inoltre sottolineare che, per poter ottenere dei risultati in simulazione prossimi agli andamenti reali del convertitore sotto studio, si è utilizzata una resistenza di gate pari a 15Ω ed è stato utilizzato come driver di comando dell'interruttore elettronico S_1 , un generatore ad onda quadra caratterizzato da un tempo di salita di 30 ns e un tempo di discesa pari a 24 ns, come specificato nel datasheet del costruttore. Quest'ultima scelta ha portato inoltre a snellire, semplificare e velocizzare lo studio in simulazione, ottenendo comunque il risultato atteso, rispetto all'utilizzo di un modello di driver fornito dalla librerie dei costruttori di quest'ultimo.

Tabella 4

Componenti	Potenza	Parametri	Sim.	Valore	Unità
Induttore	P_L	induttanza	L	24.6	μH
	P_{JL}	resistenza parassita	r_L	18	mΩ
Condensatore	P_C	capacità	C	30	μF
	P_{JC}	resistenza parassita	r_C	2	mΩ
Interruttore	P_{JS}	caduta di tensione	w_S	0	V
		resistenza di conduzione	r_S	36.8	mΩ
Diodo	P_{JD}	caduta di tensione	w_D	0.6	V
		resistenza di conduzione	r_D	10	mΩ
Alimentazione	P_{IN}	Tensione di ingresso	v_{IN}	24	V

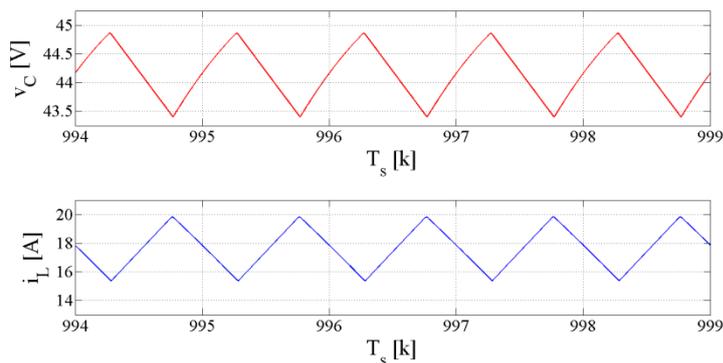


Figura 2.24 Evoluzione della tensione v_C (rosso) e della corrente i_L (blu) sul condensatore di filtro.

2.9.1 Validazione del modello ai valori medi proposto in 2.71

Al fine di validare il modello proposto in (2.62), sono stati eseguiti degli studi in simulazione in ambiente Simulink. Lo studio in simulazione ha quindi riguardato il solo convertitore operante in regime di funzionamento stazionario. In particolare, per tale regime di funzionamento, è stata effettuata una analisi prendendo in considerazione due differenti frequenze di commutazione dell'interruttore elettronico, nello specifico 100 kHz e 200 kHz. Per ognuna di queste frequenze è stato effettuato sia uno studio delle potenze medie in ingresso ed in uscita, sia un'attenta analisi delle potenze dissipate nei componenti attivi (interruttore e diodo) e passivi (induttore e condensatore) a differenti valori di carico. Inoltre, si deve far notare che, durante tale studio si è utilizzato un valore costante della tensione di ingresso v_{in} e del duty cycle dell'interruttore elettronico rispettivamente pari a 24 V e 0.485.

I risultati delle simulazioni, ed in particolare le evoluzioni di corrente e tensione nei principali componenti del convertitore a carico nominale ($I_0=8.88$ A) e frequenza di commutazione pari a 100 kHz, sono mostrate in Figura 2.24 e Figura 2.25.

Nello specifico la Figura 2.24 mostra l'evoluzione nel tempo delle tensioni ai capi del condensatore e della corrente circolante nell'induttore su cinque periodi di commutazione. Si nota come tali grandezze, in regime di funzionamento stazionario, oscillino rispetto ad un valore

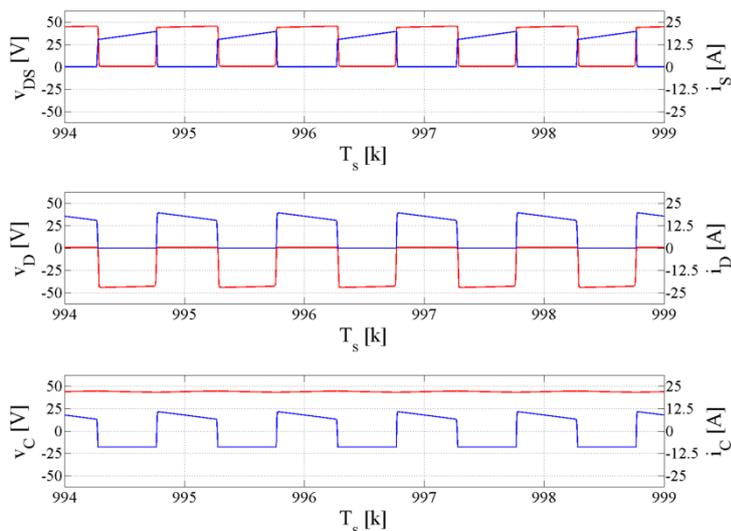


Figura 2.25 Evoluzioni di correnti (blu) e tensioni (rosso) sull'interruttore (v_{DS} , i_S), diodo (v_D , i_D) e condensatore (v_C , i_C).

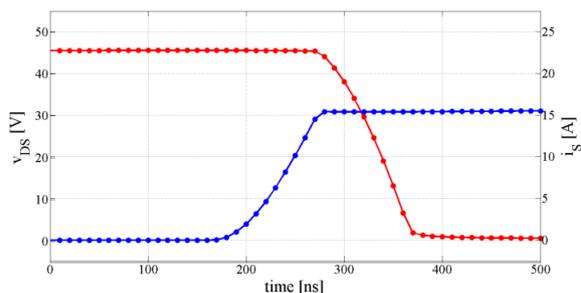


Figura 2.26 Evoluzioni delle correnti i_s (blu) e tensioni v_{DS} (rosso) durante il Turn-ON.

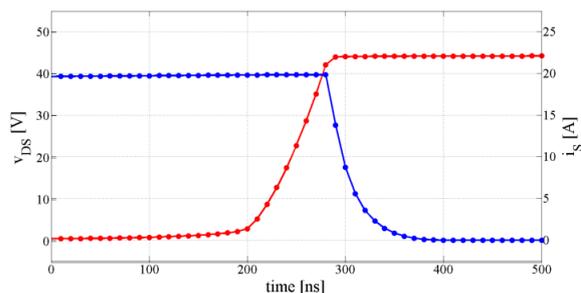


Figura 2.27 Evoluzioni delle correnti i_s (blu) e tensioni v_{DS} (rosso) durante il Turn-OFF.

costante, pari al valor medio della grandezza stessa. Inoltre, si nota come il periodo di carica dell'induttore corrisponda alla scarica del condensatore di filtro durante il periodo di conduzione dell'interruttore, mentre si abbia il comportamento opposto durante lo stato di OFF, tali comportamenti sono del tutto coerenti con le precedenti affermazioni. Inoltre, è possibile notare che i valori della corrente sull'induttore e tensione ai capi del condensatore assumano gli stessi valori a inizio e fine commutazione, tale risultato conferma che effettivamente il convertitore stia operando in una condizione di funzionamento stazionario. In Figura 2.25 vengono invece mostrati gli andamenti nel tempo della tensione e corrente dell'interruttore, diodo e condensatore di uscita. Si può notare che, a parte la tensione sul condensatore, tutte le altre grandezze variano significativamente nell'intervallo di tempo di commutazione dell'interruttore.

Focalizzando l'attenzione sugli andamenti di tensioni e correnti sull'interruttore e diodo, è possibile notare come tali componenti alternino gli stati di conduzione e interdizione. In particolare durante lo stato di conduzione dell'interruttore, in cui la corrente che lo attraversa è maggiore di zero, corrisponderà ad un stato di interdizione del diodo in cui sarà caratterizzato da una corrente nulla, l'esatto opposto si otterrà durante la stato di interdizione dell'interruttore. Si deve far notare che, nelle evoluzioni della corrente e tensione sull'interruttore elettronico è poco visibile l'effetto delle commutazioni tra lo stato di ON e OFF e viceversa, tale comportamento è stato messo in evidenza in Figura 2.26 e Figura 2.27. Si nota come le evoluzioni di corrente e tensione siano ben approssimabili ad un andamento lineare, come quelli mostrati in Figura 2.11, ciò rende congruenti le ipotesi alla base del modello matematico proposto in (2.62).

I risultati dei confronti tra, il modello matematico del convertitore DC-DC Boost e lo studio in simulazione condotto sullo stesso tipo di convertitore, sono mostrati in Figura 2.28 e riportati in

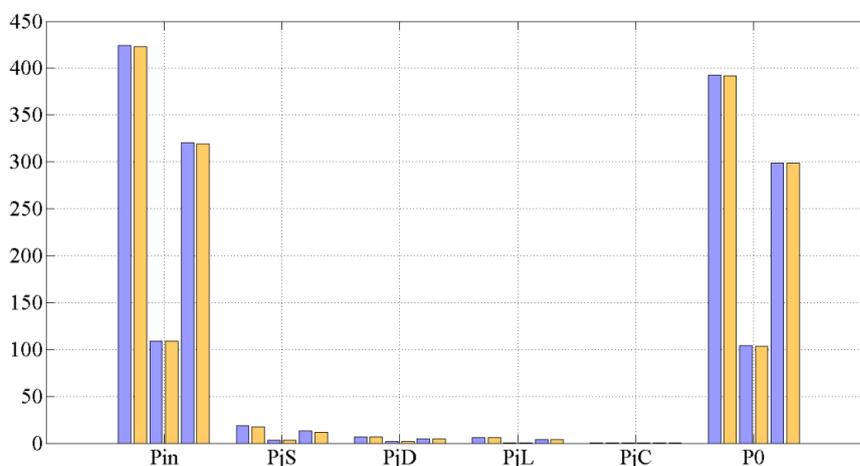


Figura 2.28 Potenze ottenute in regime stazionario a 100 kHz: simulazioni (blu), modello proposto (oro).

Tabella 5

		P_{IN}	$P_{I,S}$	$P_{J,D}$	$P_{J,L}$	$P_{J,C}$	P_0
$I_0 = 8.88 A$	–	423.10	17.54	6.89	6.25	0.16	392.16
	~	424.54	18.82	6.89	6.26	0.16	392.61
$I_0 = 2.22 A$	–	108.66	2.91	1.44	0.45	0.01	103.67
	~	108.73	3.12	1.43	0.41	0.01	103.77
$I_0 = 6.66 A$	–	319.14	11.68	4.89	3.57	0.09	298.95
	~	320.32	12.85	4.88	3.56	0.09	299.04

Tabella 5, relativa al funzionamento del convertitore ad una frequenza di commutazione pari a 100 kHz, e in Figura 2.32 e in Tabella 6 nel quale il convertitore operava ad una frequenza di commutazione di 200 kHz. In particolare, per entrambe le modalità di funzionamento, si è imposta una variazione di carico rispetto alla condizione nominale, prima portando il carico al 25% del valore nominale ($I_0=2.22 A$), poi incrementando la corrente richiesta in uscita sino ad un valore pari al 75% del valore nominale ($I_0=6.66 A$).

Tali profili di carico sono quindi stati utilizzati per valutare le potenze medie in differenti modalità di funzionamento di regime statico del convertitore, in particolare si è indicato con “–” le potenze medie ricavate in simulazione, mentre con “~” i valori di potenza media ottenuti tramite il modello matematico proposto. Riferendoci prima di tutto al caso in cui si è imposta una frequenza di commutazione di 100 kHz si può notare che il confronto tra lo studio in simulazione e il modello ai valori medi porta ad una sovrastima della potenze in ingresso e della potenza persa nell’interruttore elettronico.

Si deve sottolineare che tale sovrastima raggiunge l’errore massimo a carico nominale, ma la sua entità non porta ad un significativo scostamento tra le potenze in uscita al convertitore. Un lieve scostamento si è ottenuto anche per le potenze medie dissipate sull’induttore, mentre i risultati ottenuti mostrano un eccellente stima della potenza persa sul diodo e una buona stima delle perdite sul condensatore.

Inoltre, è possibile vedere la ripartizione delle potenze totalmente dissipate da ogni componente a frequenza pari a 100 kHz, per i due casi limite di carico nominale Figura 2.29 e carico minimo Figura 2.30. Come visto in precedenza nel caso si consideri il caso a carico nominale (Figura 2.29) la fetta maggiore di potenza, circa il 57%, viene dissipata sull’interruttore elettronico di potenza, seguono diodo e induttore a circa il 20%, mentre il condensatore mostra una potenza dissipata trascurabile rispetto alle restanti (0.5%).

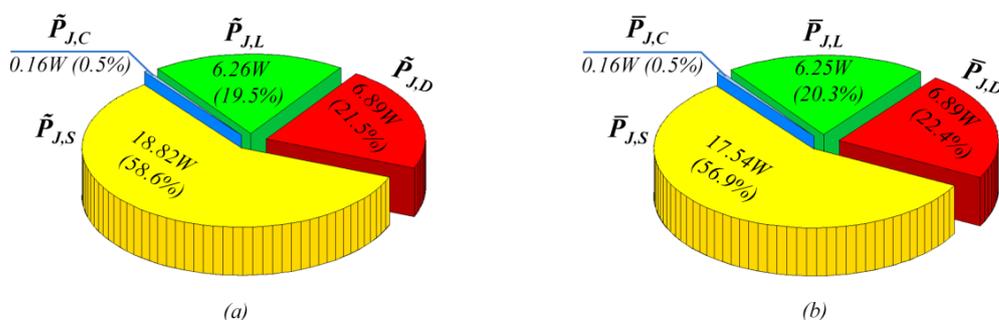


Figura 2.29 Ripartizione delle potenze totalmente dissipate nel convertitore a 100 kHz e $i_0=8.88 A$ per il modello proposto (a) e il convertitore simulato (b).

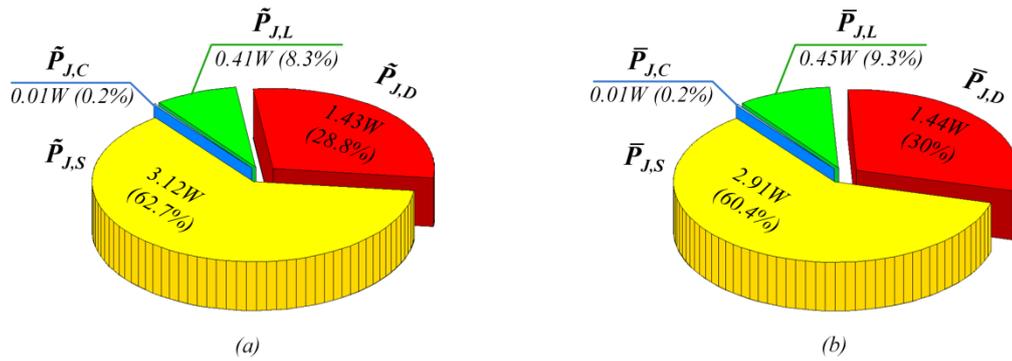


Figura 2.30 Ripartizione delle potenze totalmente dissipate nel convertitore a 100 kHz e $i_0=2.22$ A per il modello proposto (a) e il convertitore simulato (b).

Analizzando i risultati delle simulazioni a basso carico si nota come, rispetto al caso precedente, si abbia un aumento percentuale della potenza dissipata sul diodo. Tale potenza passa infatti da circa 21% per il caso a carico nominale, a circa il 29% per i test a carico minimo. Questo aumento viene compensato da una netta riduzione della potenza percentualmente dissipata sull'induttore la quale ha dimezzato il suo contributo rispetto al caso a carico nominale. Possiamo invece considerare invariata l'aliquota di potenza dissipata sull'interruttore e trascurabile quella relativa al condensatore di filtro.

Analizzando il solo caso a carico minimo, Figura 2.30, è possibile notare come il modello ben approssimi i risultati ottenuti in simulazione, infatti si ottiene un scostamento massimo di circa due punti percentuali rispetto ad esso.

Come seconda analisi si è imposta una frequenza di commutazione di 200 kHz, lasciando inalterato il profilo di carico imposto nel caso precedente. In particolare, considerando le simulazioni a carico nominale, è possibile notare in Figura 2.31 le differenze tra le grandezze di stato rispetto alle simulazioni effettuate con una frequenza di commutazione pari a 100 kHz. Come ci si attendeva le simulazioni mostrano un raddoppio della frequenza di commutazione, a cui è legato un dimezzamento del ripple di corrente sull'induttore e sulla tensione ai capi del condensatore di filtro. Inoltre, è interessante notare che per una frequenza pari a 200 kHz la corrente sull'induttore presenti un valore medio leggermente superiore al caso in cui $f_s = 100$ kHz. Ciò è dovuto essenzialmente al fatto che il generatore in ingresso al convertitore debba erogare una potenza più elevata a 200 kHz per far fronte alle maggiori perdite di potenza nel convertitore.

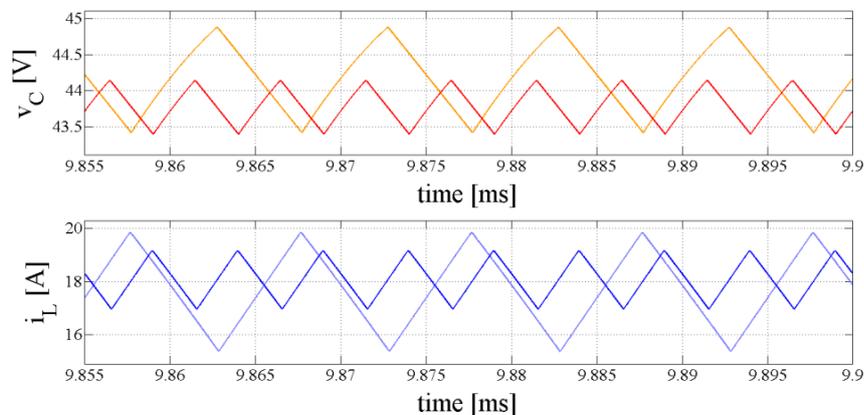


Figura 2.31 Confronto tra le evoluzioni delle tensioni sul condensatore a 100 kHz (arancione) e a 200 kHz (rosso) e la corrente sull'induttore rispettivamente a 100 kHz (celeste) e a 200 kHz (blu).

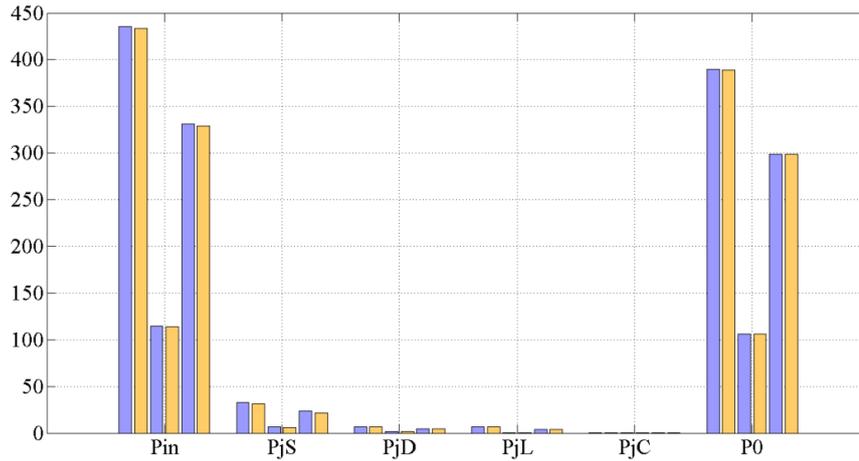


Figura 2.32 Potenze ottenute in regime stazionario a 200 kHz: simulazioni (blu), modello proposto (oro).

Inoltre l'aumento della corrente in ingresso causerà inevitabilmente un aumento delle cadute di tensione, che si ripercuoteranno sulla tensione media in uscita che risulterà essere inferiore rispetto al caso precedente.

Tali affermazioni possono essere riscontrate anche sull'analisi delle potenze riportate in Figura 2.32 e Tabella 6. Nello specifico i risultati ottenuti per i tre profili di carico mostrano un incremento delle rispettive potenze dissipate nei componenti del convertitore elettronico, tranne che per il condensatore, il quale mostra una potenza persa invariata rispetto allo studio eseguito in precedenza.

Questo secondo studio ha portato a dei risultati simili al precedente, in particolare è possibile notare che si ha una sovrastima della potenza persa sull'interruttore e sull'induttore, mentre si ottiene una buona stima sia delle potenze perse su diodo e condensatore di filtro che delle potenze assorbite in ingresso ed erogate di uscita dal convertitore DC-DC Boost.

Anche nella ripartizione delle potenze dissipate, Figura 2.33 e Figura 2.34, si nota la netta prevalenza della potenza dissipata nell'interruttore rispetto alle altre aliquote di potenza, circa il 70% a carico nominale con un aumento a circa il 76% per il convertitore operante a carico minimo. Per quest'ultimo caso, si nota una riduzione della potenza dissipata sull'induttore rispetto a quella dissipata a pieno carico, si nota che tale riduzione di percentuale di potenza viene compensata da un incremento percentuale della potenza dissipata su diodo e interruttore.

Anche in quest'ultima analisi si nota come il modello proposto non presenti grossi scostamenti rispetto allo studio effettuato in simulazione. Possiamo quindi affermare, visti i risultati ottenuti, che il modello proposto tiene conto sia degli effetti dovuti alle commutazioni, sia delle variazioni

Tabella 6

		P_{IN}	$P_{J,S}$	$P_{J,D}$	$P_{J,L}$	$P_{J,C}$	P_0
$I_0 = 8.88 A$	–	433.41	31.13	6.92	6.53	0.16	388.73
	~	435.83	32.87	6.92	6.60	0.16	389.68
$I_0 = 2.22 A$	–	114.14	6.10	1.44	0.46	0.01	106.15
	~	114.58	6.35	1.44	0.46	0.01	106.34
$I_0 = 6.66 A$	–	329.16	21.72	4.90	3.77	0.09	298.66
	~	330.93	23.38	4.91	3.80	0.09	298.97

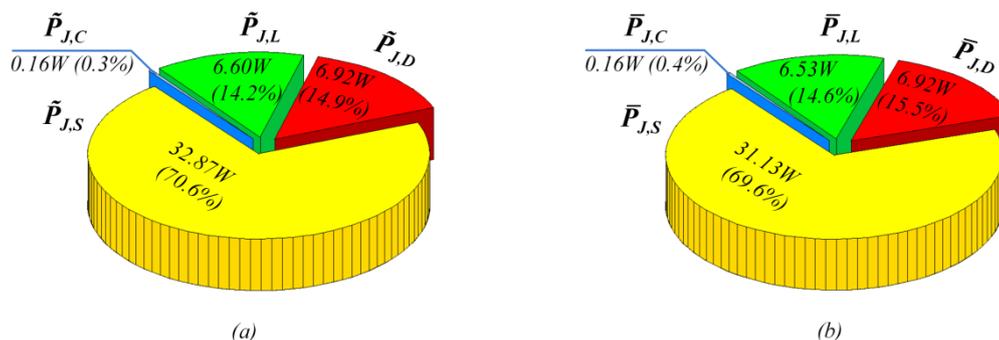


Figura 2.33 Ripartizione delle potenze totalmente dissipate nel convertitore a 200 kHz e $i_0=8.88$ A per il modello proposto (a) e il convertitore simulato (b).

della frequenza di commutazione dell'interruttore elettronico. Ciò gli consente di stimare con buona precisione, sia tutte le potenze dissipate all'interno del convertitore, che la conseguente potenza assorbita in ingresso e fornita al carico connesso ai terminali di uscita del convertitore elettronico di potenza.

2.9.2 Validazione del modello di induttore proposto

La validazione del modello ai valori medi presentato in (2.62) nel quale è stato introdotto un nuovo modello di induttore mostrato in Figura 2.17 si è basato su delle simulazioni in ambiente Matlab-Simulink. Tali simulazioni hanno riguardato lo studio del convertitore DC-DC Boost in modalità di funzionamento stazionario, nel quale si è voluto osservare l'effetto del ripple di corrente sull'induttore in termini di potenza media dissipata nei componenti costituenti il convertitore in analisi. Il suddetto obiettivo è stato raggiunto simulando il convertitore operante a differenti frequenze di commutazione, da 20k Hz sino a 120 kHz, il che ha permesso di variare il contributo, in termini di perdite, dovuti al ripple di corrente dell'induttore. Infine, tale studio in simulazione è stato utilizzato come base di confronto con il modello proposto atto a confermarne la validità. Si deve far notare che, durante tutto lo studio in simulazione, è stato mantenuto sia lo stesso valore di carico, pari al suo valore nominale (8.88 A), che lo stesso valore di duty cycle pari a 0.5.

A conferma delle ipotesi fatte in precedenza, viene mostrato in Figura 2.35 e Figura 2.36 l'andamento nel tempo della tensione e della corrente sia sul condensatore che sull'induttore. Riferendoci alla Figura 2.35, è possibile notare l'andamento oscillatori della corrente del condensatore su più periodi di commutazione, mentre, come detto in precedenza, il suo valore

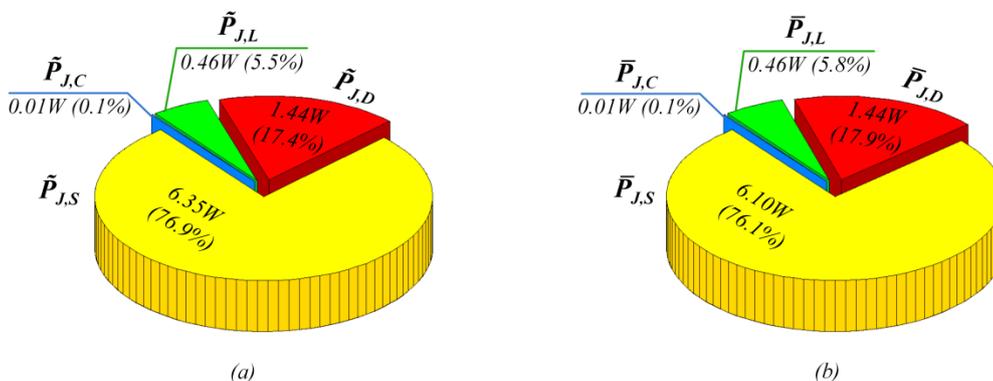


Figura 2.34 Ripartizione delle potenze totalmente dissipate nel convertitore a 200 kHz e $i_0=2.22$ A per il modello proposto (a) e il convertitore simulato (b).

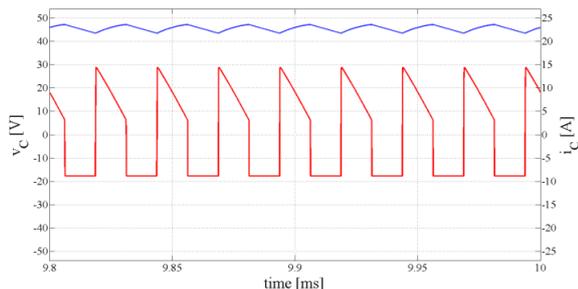


Figura 2.35 Evoluzioni di corrente (rosso) e tensione sul condensatore (blu).

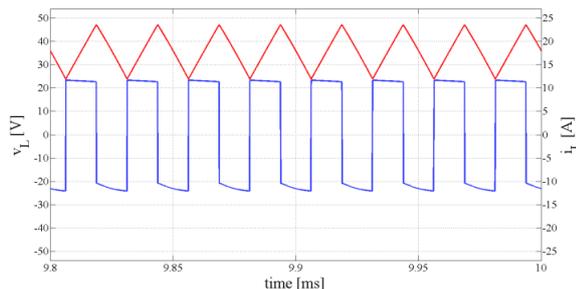


Figura 2.36 Evoluzioni di corrente (rosso) e tensione sull'induttore (blu).

medio è costante e risulta pari a zero. Focalizzando invece l'attenzione sulla Figura 2.36, si può notare l'andamento della i_L , sia durante lo stato di ON, che durante lo stato di OFF del convertitore. In riferimento all'andamento di tale grandezza, si può affermare che questa può essere approssimata tramite un andamento lineare crescente durante la conduzione dell'interruttore elettronico e, tramite un andamento lineare decrescente durante la conduzione del diodo.

Inoltre, sempre in riferimento alla Figura 2.36, è possibile notare che l'evoluzione della tensione ai capi dell'induttanza v_L presenta un andamento simile ad un'onda quadra, la quale oscilla rispetto al suo valor medio che sarà identicamente pari a zero. Grazie a tali caratteristiche si è scelto di legare questa grandezza alla resistenza parassita r_p e quindi alle perdite di potenza dovute alla sola componente del ripple della corrente.

In Figura 2.37 e Figura 2.38 vengono mostrati gli andamenti lungo più periodi di commutazioni delle due grandezze scelte come variabili di stato v_C e i_L . È bene notare come il passaggio da una frequenza di commutazione di 40 kHz a una doppia porti al risultato atteso di un dimezzamento del ripple di corrente, mentre il valor medio della corrente circolante sull'induttore rimane pressoché inalterato. Un fenomeno del tutto analogo è osservabile anche sulla tensione ai capi del condensatore. Naturalmente l'aumento della frequenza porterà, come nella precedente analisi, ad uno lieve scostamento nei valori medi di tensione e corrente dovuto all'aumento delle perdite di potenza nel convertitore.

A conferma delle affermazioni precedenti si riportano in

Tabella 7 i valori delle tensioni medie ai capi del condensatore di filtro \bar{v}_C e le correnti medie sull'induttore \bar{i}_L .

I dati raccolti durante lo studio in simulazione hanno permesso di effettuare diversi confronti con il modello ai valori medi proposto nel paragrafo 2.6. In Figura 2.39 viene mostrato un diagramma a

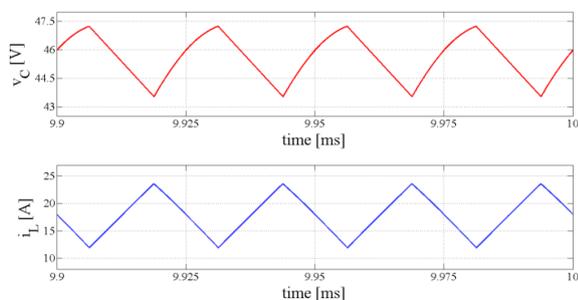


Figura 2.37 Evoluzioni delle tensioni ai capi del condensatore (rosso) e delle e correnti (blu) sull'induttore a 40 kHz.

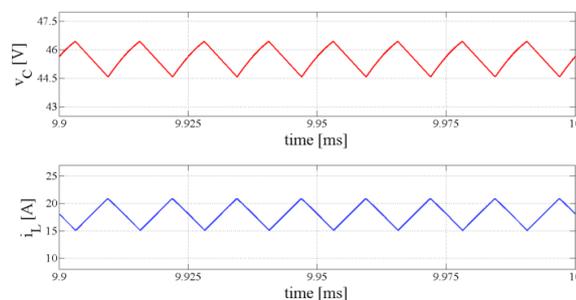


Figura 2.38 Evoluzioni delle tensioni ai capi del condensatore (rosso) e delle e correnti sull'induttore (blu) a 80 kHz.

Tabella 7

Frequenza [k Hz]		Valore [V]		Valore [A]
40	\bar{v}_C	45.576	\bar{i}_L	17.817
80	\bar{v}_C	45.549	\bar{i}_L	17.986

torta rappresentante un primo confronto tra la potenza media sull'induttore ottenuta tramite la simulazione del convertitore Boost e il modello ai valori medi dello stesso dispositivo alla frequenza di 40 kHz (Figura 2.39 (a)) e 80 kHz (Figura 2.39 (b)). In particolare tale diagramma, mette in luce sia la ripartizione delle potenze perse sull'induttore nel modello proposto ($\tilde{P}_{J,rP}$, $\tilde{P}_{J,rL}$) che il loro peso rispetto ai due differenti valori di frequenza di commutazione.

In prima battuta si nota che si ha una lieve sovrastima della potenza persa sull'induttore rispetto al caso simulato, inoltre l'entità di tale sovrastima è minore al crescere della frequenza di commutazione. Un dato interessante è quello relativo alla ripartizione della potenza persa sull'induttore nel caso si consideri il solo modello ai valori medi. Infatti, come atteso, l'aliquota di potenza persa imputabile al solo ripple di corrente $\tilde{P}_{J,rP}$ è tanto maggiore tanto minore sarà la frequenza di commutazione imposta all'interruttore elettronico di potenza. In particolare, si nota che trascurare la $\tilde{P}_{J,rP}$ porterebbe ad una peggiore stima delle potenze globalmente perse sull'induttore, specialmente a basse frequenze di commutazione Figura 2.39(a).

Tale caso era quello precedente adottato nel modello ai valori medi presentato in (2.62), nel quale si è considerato il solo contributo della corrente media circolante sull'induttore e quindi, il solo contributo attribuibile a $\tilde{P}_{J,rL}$.

Partendo dalle affermazioni fatte in precedenza si sono eseguite una serie di simulazioni incrementando di volta in volta la frequenza di commutazione, sino ad un valore massimo di 120 kHz. Questa analisi ha come scopo la verifica della corrispondenza tra la potenza dissipata per il solo contributo del ripple di corrente sia in simulazione che nel modello proposto. In Figura 2.40 è quindi possibile vedere il risultato di tale confronto, dalla quale si evince che il modello ai valori proposto stima con precisione le perdite relative al ripple di corrente sull'induttore, è possibile notare solo una piccola sottostima a bassa frequenza dovuta alle delle approssimazioni introdotte nel modello matematico dell'induttore.

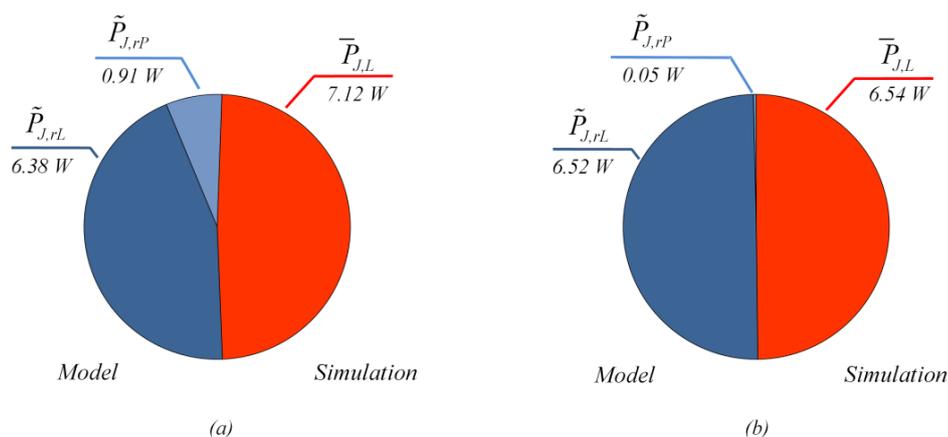


Figura 2.39 Confronto tra le potenze totalmente dissipate sull'induttore in riferimento al modello proposto (blu P_{rL} , celeste P_{rP}) e allo studio effettuato in simulazione (rosso) a 40 kHz (a) e 80 kHz (b).

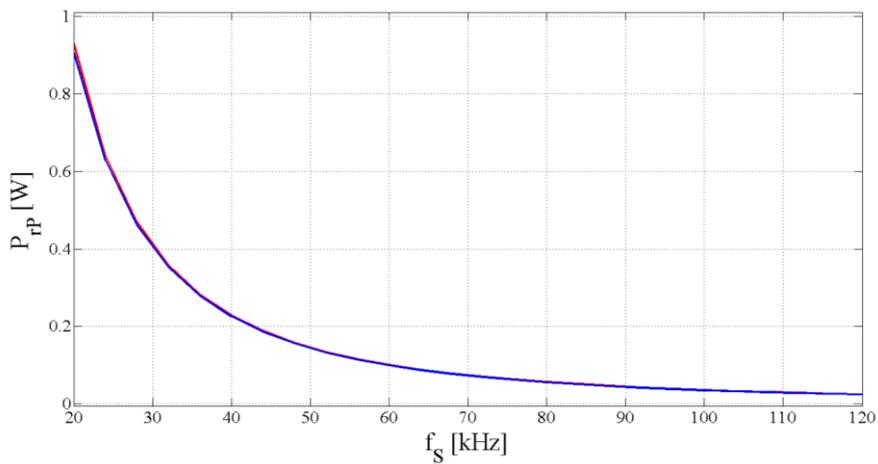


Figura 2.40 Perdite di potenza dovute al ripple di corrente in funzione della frequenza di commutazione: simulazioni in rosso, modello proposto in blu.

Come ultima analisi si riporta, in Figura 2.41, il confronto tra le potenze di ingresso ed uscita e tutte le potenze dissipate nei componenti del convertitore per il modello proposto e lo studio eseguito in simulazione. Si nota che, si ottiene un’ottima stima per quasi tutte le potenze, a conferma del fatto che gli errori rimangono abbondantemente sotto il 10%. Inoltre, è doveroso sottolineare che alla frequenza di commutazione pari a 20 kHz si ottiene l’errore maggiore in riferimento alla stima della potenza persa nel condensatore. Si deve comunque far notare che, tale contributo di potenza persa è trascurabile rispetto ai restanti contributi, esso infatti contribuisce per il solo 0.04% rispetto alla totale potenza fornita in ingresso, inoltre è possibile notare che l’entità di tale errore diminuisce all’aumentare della frequenza.

Possiamo concludere affermando che il modello ai valori medi, proposto nel paragrafo 2.6, riesce a stimare con buona approssimazione sia le potenze dissipate sull’induttore che le restanti potenze del convertitore DC-DC Boost.

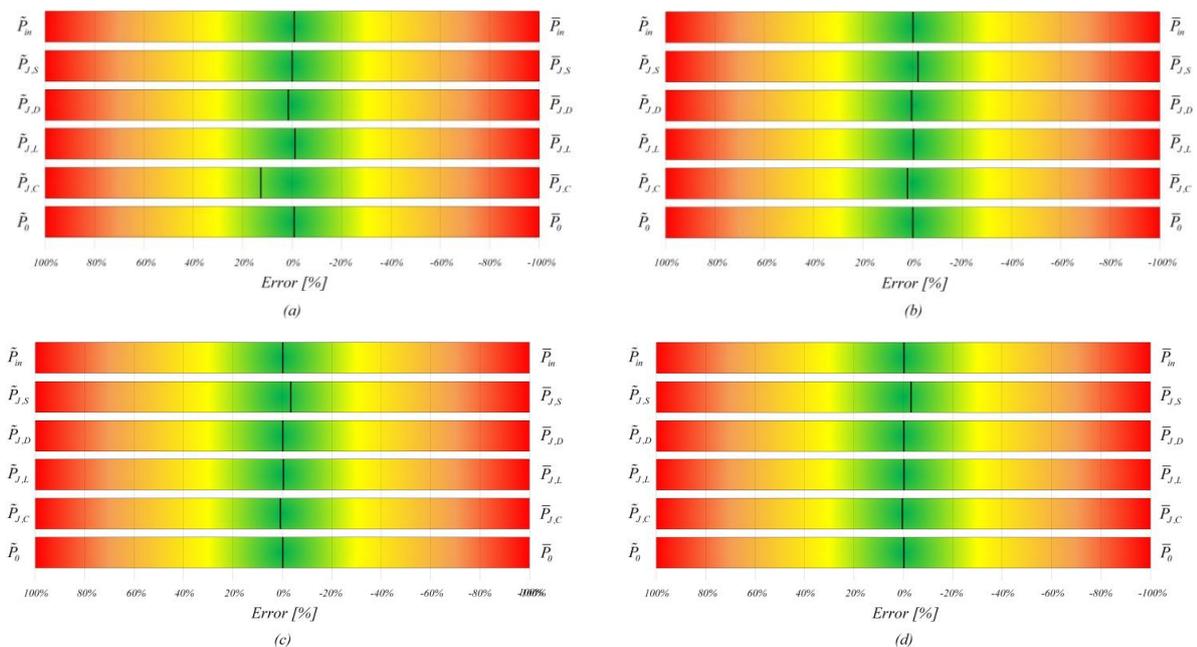


Figura 2.41 Errori sulla stima della potenze tra il modello proposto e le simulazioni ottenute a 20 kHz (a), 52 kHz (b), 88 kHz (c) e 120 kHz (d).

Un'ulteriore analisi in simulazione è stata condotta utilizzando il software SIMetrix/SIMPLIS progettato per una rapida modellazione dei sistemi di alimentazione di tipo switching. Tale software consente tempi di simulazione ridotti rispetto a software simili, dato che permette di rappresentare i dispositivi a semiconduttore di potenza in modo semplificato. Infatti, SIMPLIS può caratterizzare un sistema come una sequenza ciclica di circuiti lineari, rendendolo particolarmente indicato nel campo della simulazione di sistemi in cui vi è la presenza di dispositivi a semiconduttore operanti come interruttori statici. Inoltre è fornito di una vasta libreria la quale permette di utilizzare i modelli dei dispositivi a semiconduttore forniti direttamente dalle case costruttrici del componente stesso [69]-[71]. Viste le caratteristiche di tale simulatore è stato possibile approfondire lo studio in simulazione presentato in precedenza. In particolare si è ampliato sia il range in frequenza a cui è stato fatto operare il convertitore DC-DC Boost, sia il range di carico applicato ai morsetti di uscita, quest'ultimo è stato fatto variare da un minimo di 4 A (minimo carico che assicura il funzionamento del convertitore in CCM a 40 kHz) ad un massimo di 10 A con un incremento di 0.5 A.

In Figura 2.42, Figura 2.43, Figura 2.44 e Figura 2.45 vengono riportati alcuni risultati ottenuti dallo studio effettuato in simulazione sul convertitore DC-DC Boost. Tali simulazioni sono state effettuate mediante il software SIMPLIS e, successivamente, i dati ottenuti sono stati plottati tramite l'ausilio di Matlab. In particolare, a verifica della congruenza dello studio effettuato si sono riportate le simulazioni relative ai due casi limite, carico minimo e minima frequenza di commutazione ($f_s=40$ kHz, $i_0=4$ A) e carico massimo e massima frequenza di commutazione ($f_s=100$ kHz, $i_0=10$ A). Si nota come, nel caso il convertitore lavori a bassa frequenza e carico minimo, l'effetto del ripple di corrente sia nettamente predominante rispetto al caso opposto, ciò andrà ad influire in modo predominante sia sulla tensione media del condensatore che sul ripple ai suoi capi (Figura 2.42 e Figura 2.43). In particolar modo, il ripple della tensione presente ai capi del condensatore di filtro sarà paragonabile a quello riscontrato nel convertitore operante a 100 kHz con carico nominale.

Infatti, un aumento del periodo di commutazione e il conseguente aumento del ripple di corrente costringeranno tale componente a filtrare una componente oscillante di corrente notevolmente più levata rispetto a quella presente in alta frequenza, il che andrà a compensare l'effetto dovuto da un basso carico connesso ai terminali di uscita. I dati caratteristici delle forme d'onda presenti in Figura 2.42 e Figura 2.43 sono stati riportati in Tabella 8, nel quale si è indicato con Δv_C e Δi_L la variazione picco-picco di tensione e corrente rispettivamente sulla corrente dell'induttore e sulla tensione ai capi del condensatore.

Vengono inoltre mostrati, in Figura 2.44 e Figura 2.45, le tensioni e le correnti sull'interruttore

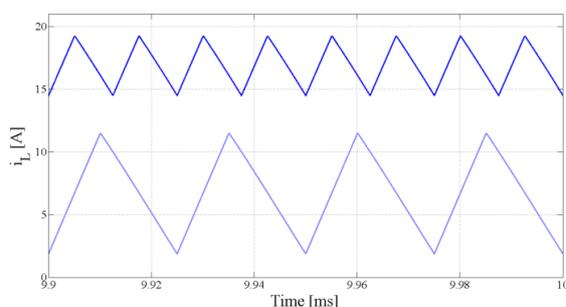


Figura 2.42 Confronto tra le correnti sull'induttore a 40 kHz e $i_0=4$ A (celeste) e 100 kHz con carico nominale (blu).

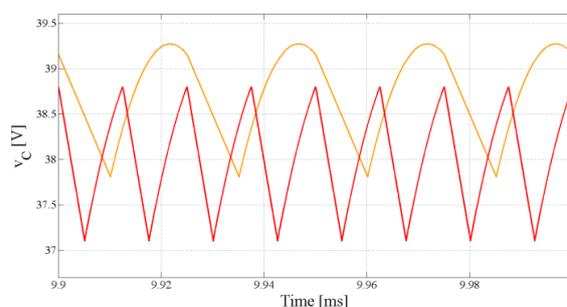


Figura 2.43 Confronto tra le tensioni ai capi del condensatore (destra) a 40 kHz e $i_0=4$ A (arancione) e 100 kHz con carico nominale (rosso).

Tabella 8

Frequenza [k Hz]	Carico [A]		Valore [V]		Valore [A]
40	4	\bar{v}_C	38.72	\bar{i}_L	6.70
		Δv_C	1.47	Δi_L	9.60
80	10	\bar{v}_C	38.01	\bar{i}_L	16.88
		Δv_C	1.70	Δi_L	4.72

elettronico e sul diodo di potenza, nel quale si nota la natura fortemente discontinua degli andamenti di tensioni e correnti nell'interruttore elettronico e nel diodo. In modo particolare si vede come la variazione del ripple di corrente andrà a influenzare sia gli stati di conduzione dei due componenti che lo stato di commutazione del solo interruttore. Ciò andrà ad incidere sulla corrente mediamente assorbita dal convertitore e di conseguenza si ripercuoterà sulla potenza dissipata dall'induttore.

Sulla base delle affermazioni precedenti, andremo a focalizzare l'attenzione sulla potenza totalmente dissipata dall'induttore. Un primo studio in simulazione è stato condotto imponendo una frequenza di commutazione pari a 40 kHz e mantenendo costante il duty cycle a 0.4, il carico, invece, è stato fatto variare dal 40% al 100% del suo valore nominale.

Il valore minimo di quest'ultimo è stato scelto pari al 40% del carico nominale dato che tale valore garantiva un funzionamento del convertitore in modalità di conduzione continua. La corrispondente evoluzione della potenza dissipata sull'induttore al variare del carico è stata mostrata in Figura 2.46. Come atteso si ha un incremento delle potenze dissipate con l'aumentare del carico, ciò è dovuto ad un incremento del valore della corrente media sull'induttore.

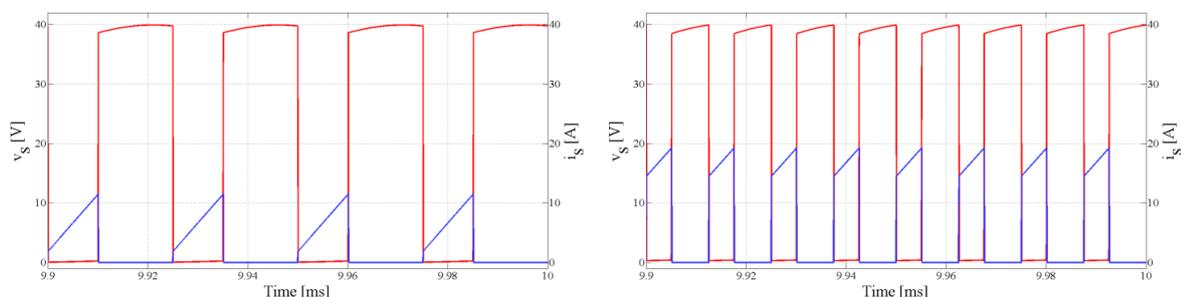


Figura 2.44 Evoluzioni delle tensioni (rosso) e correnti (blu) sull'interruttore elettronico a 40 kHz e $i_0=4$ A (sinistra) e 100 kHz con carico nominale (destra).

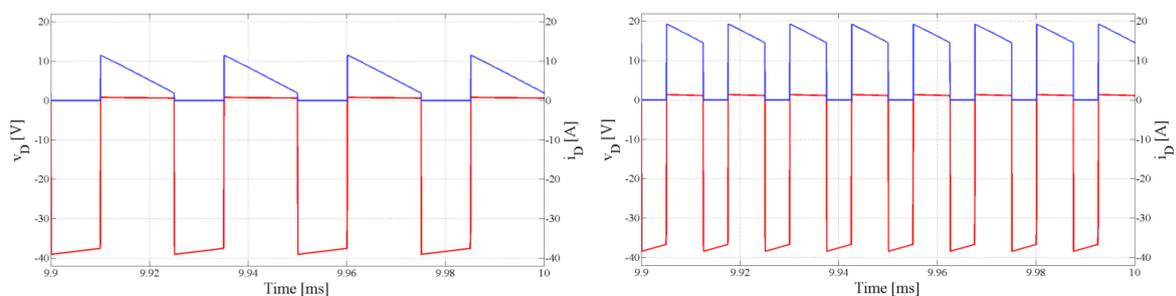


Figura 2.45 Evoluzioni delle tensioni (rosso) e correnti (blu) sull'diodo a 40 kHz e $i_0=4$ A (sinistra) e 100 kHz con carico nominale (destra).

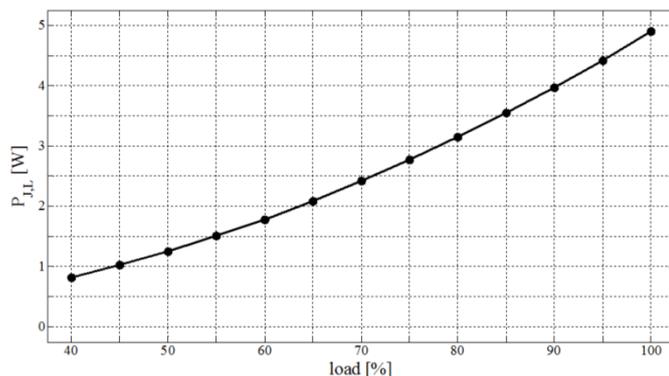


Figura 2.46 Andamento della potenza dissipata sull'induttore a 40 kHz in funzione della corrente i_0 .

Inoltre, è possibile notare che la potenza dissipata sull'induttore presenta il classico andamento quadratico, dovuto al legame quadratico di questa con la corrente dell'induttore. Nello specifico, i risultati ottenuti mostrano come le perdite di potenza presentino un valore di circa 1 W a 40% del carico nominale sino ad arrivare a 5 W per le condizione di funzionamento nominale del convertitore.

Come seconda analisi, mantenendo inalterate le modalità di funzionamento del convertitore, si sono confrontati i risultati ottenuti in simulazione sia con il modello semplificato presentato in (2.62) (caso A), che con il modello più accurato definito nel paragrafo 2.6 (caso B). Tale confronto è mostrato in Figura 2.47, nel quale si sono normalizzati i risultati rispetto alla potenza persa ricavata in simulazione. Da tale confronto si evince come il caso A presenti un errore nettamente maggiore rispetto al caso B lungo tutto l'arco di variazione del carico in ingresso, in particolare si nota come l'errore sulla stima della potenza, considerato il solo caso A, sia particolarmente accentuata a basso carico, dove raggiunge un errore di circa il 15%.

Si ottiene invece una stima della potenza totalmente dissipata sull'induttore migliore se consideriamo il caso B, infatti, come mostrato dalla figura, tale errore di stima rimane sotto 1% per qualsiasi valore di carico imposto in uscita.

Come ultima analisi comparativa si è fatta variare la frequenza di commutazione con un incremento di 20 kHz per volta sino ad un massimo di 100 kHz, come per l'analisi effettuata in precedenza per ogni frequenza di commutazione si è fatto variare il carico in uscita da un valore minimo pari al 40% del valore nominale sino la valore nominale di corrente. In particolare, in Figura 2.48 vengono mostrati i risultati relativi al solo caso A, mentre in Figura 2.49 sono presenti i risultati ottenuti per il solo caso B.

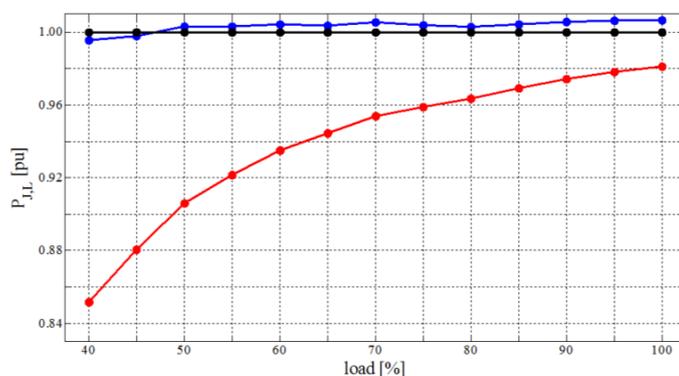


Figura 2.47 Confronto tra le potenze dissipate sull'induttore a 40 kHz in funzione del carico: simulazioni (nero), caso A (rosso) e caso B (blu).

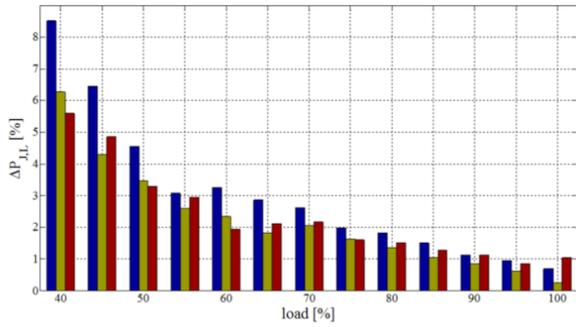


Figura 2.48 Errori di stima della potenza dissipata sull'induttore per il caso A (sinistra) a 60 kHz (blu), 80 kHz (giallo) e 100 kHz (rosso)

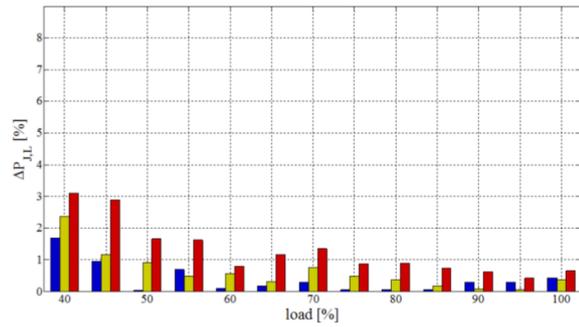


Figura 2.49 Errori di stima della potenza dissipata sull'induttore per il caso B (sinistra) a 60 kHz (blu), 80 kHz (giallo) e 100 kHz (rosso)

Focalizzando l'attenzione sul primo caso, si nota come l'errore di stima decresca al decresce del carico, come visto nell'analisi effettuata precedentemente, mentre si nota una diminuzione dell'errore rispetto ai risultati ottenuti ad frequenze di commutazione. Riferendoci ora al caso B, Figura 2.49, si nota che, anche in questo caso, si ha una riduzione dell'errore con l'aumentare del carico, anche se meno marcata rispetto al caso A. Contrariamente al caso A l'errore aumenta all'aumentare della frequenza di commutazione, si deve comunque sottolineare che il caso B presenta comunque degli errori di stima minori rispetto a quelli ottenuti nel caso A. Tutti risultati ottenuti in per quanto riguarda lo studio in simulazione, il caso A e il caso B sono stati riportati in Tabella 9

Possiamo concludere affermando che, anche dallo studio effettuato tramite l'ausilio di SIMPLIS, si evince come il modello matematico proposto permetta un ottima stima delle potenze dissipate sull'induttore, sia a differenti condizioni di carico che a differenti frequenze di commutazione.

Tabella 9

	i_o	4	4.5	5	5.5	6	6.5	7	7.5	8	8.5	9	9.5	10	A
40 kHz	$\bar{P}_{J,L}$	0.899	1.100	1.320	1.570	1.840	2.140	2.460	2.810	3.180	3.570	3.980	4.420	4.880	W
	$\tilde{P}_{J,L}$ (caso A)	0.766	0.969	1.196	1.447	1.720	2.021	2.347	2.694	3.064	3.461	3.878	4.324	4.789	W
	$\tilde{P}_{J,L}$ (caso B)	0.895	1.098	1.324	1.575	1.848	2.148	2.473	2.821	3.190	3.586	4.003	4.448	4.913	W
60 kHz	$\bar{P}_{J,L}$	0.840	1.040	1.260	1.500	1.790	2.090	2.420	2.760	3.140	3.530	3.950	4.390	4.850	W
	$\tilde{P}_{J,L}$ (caso A)	0.768	0.973	1.202	1.454	1.732	2.030	2.357	2.706	3.082	3.477	3.906	4.348	4.816	W
	$\tilde{P}_{J,L}$ (caso B)	0.826	1.030	1.259	1.510	1.788	2.086	2.413	2.761	3.138	3.532	3.961	4.403	4.871	W
80 kHz	$\bar{P}_{J,L}$	0.821	1.020	1.250	1.500	1.780	2.080	2.410	2.760	3.140	3.530	3.950	4.400	4.870	W
	$\tilde{P}_{J,L}$ (caso A)	0.769	0.976	1.207	1.461	1.738	2.042	2.361	2.715	3.097	3.493	3.916	4.372	4.857	W
	$\tilde{P}_{J,L}$ (caso B)	0.802	1.008	1.239	1.493	1.770	2.073	2.392	2.746	3.128	3.524	3.947	4.403	4.888	W
100 kHz	$\bar{P}_{J,L}$	0.819	1.030	1.250	1.510	1.780	2.090	2.420	2.770	3.150	3.550	3.970	4.420	4.900	W
	$\tilde{P}_{J,L}$ (caso A)	0.773	0.980	1.209	1.465	1.746	2.046	2.368	2.726	3.102	3.505	3.926	4.382	4.849	W
	$\tilde{P}_{J,L}$ (caso B)	0.794	1.000	1.229	1.485	1.766	2.066	2.387	2.746	3.122	3.524	3.945	4.402	4.868	W

2.9.3 Validazione del modello ai valori medi presentato in 2.153

In questo paragrafo verranno presentati i risultati di ottenuti da una serie di studi in simulazione effettuati in ambiente Matlab-Simulink, tali studi mirano a validare il modello ai valori medi presentato in (2.145), il quale è capace di tener conto sia delle commutazioni dei dispositivi a semiconduttore che del ripple di corrente sull'induttore, sia che il convertitore DC-DC Boost operi in modalità di conduzione continua che discontinua. Il proseguo delle analisi ha quindi riguardato il confronto tra il solo modello ai valori medi presentato in (2.145) e il risultato dello studio effettuato in simulazione. In particolare, il prossimo confronto ha riguardato due casi limite, massimo carico ed elevata frequenza di commutazione, dove il convertitore lavora in CCM, contro un caso in cui si è fissato la minima frequenza di commutazione e il minimo carico, funzionamento in DCM. Tale analisi ha lo scopo di evidenziare i due contributi di potenza persa sull'induttore, nello specifico, quella relativa al solo contributo del valore medio dei corrente sull'induttore rispetto all'aliquota relativa al ripple. Il confronto mostrato in Figura 2.50 e Figura 2.51 mostra come il contributo di potenza persa dovuta al ripple passi da 0.06 W a pieno carico e 80 kHz a 0.11 W per lo stesso convertitore a cui è stato imposto il 20% di carico nominale e un frequenza di commutazione pari a 40 kHz.

Focalizzando l'attenzione sul confronto effettuato con il convertitore operante in DCM (Figura 2.50), è possibile affermare che l'aggiunta del contributo dovuto al ripple è di fondamentale importanza per un accurata stima della potenza totalmente persa sull'induttore, tale contributo pesa infatti per il 24.48% rispetto ad un totale di 0.44 W.

Un ragionamento del tutto opposto può esser fatto per un carico nominale e frequenza 80 kHz riportato in Figura 2.51, in tal caso il contributo attribuibile al solo ripple è dello 0.84% rispetto ad una potenza totalmente persa di 6.57 W. Possiamo quindi affermare che trascurare il contributo di potenza dovuto al ripple, specialmente a basso carico e/o a bassa frequenza di commutazione, porti ad un cospicuo errore nella stima di potenza globalmente dissipata sull'induttore.

Sulla base dei risultati precedenti, si è svolto un secondo studio in simulazione atto a comparare tutte le aliquote di potenza ottenute in simulazione (caso A) con le rispettive potenze dissipate fornite dal modello proposto (caso B). In Figura 2.52 viene mostrato un confronto tra le potenze assorbite in ingresso, erogata in uscita e le potenze totalmente dissipate dal convertitore. Si nota come le potenze totalmente dissipate siano una piccola parte rispetto alle restanti potenze, si passa infatti dai circa 3 W dissipati a carico minimo e frequenza 40 kHz, ai circa 28 W dissipati a carico nominale e frequenza di 80 kHz. Inoltre, è possibile notare un'eccellente stima delle potenze in ingresso ed in uscita, il che porta ad una buona stima del rendimento del convertitore in analisi.

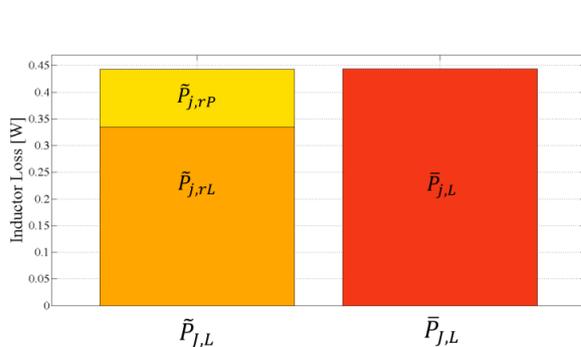


Figura 2.50 Confronto tra le potenze totalmente dissipate sull'induttore a 40 kHz e 20% di carico del carico nominale.: al modello proposto P_{rL} (arancione), P_{rP} (giallo), simulazione (rosso)

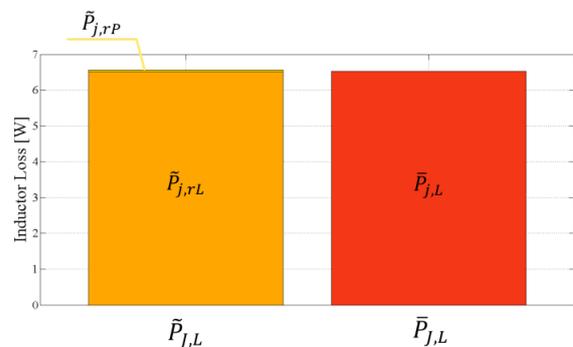


Figura 2.51 Confronto tra le potenze totalmente dissipate sull'induttore a 80 kHz e carico nominale.: al modello proposto P_{rL} (arancione), P_{rP} (giallo), simulazione (rosso)

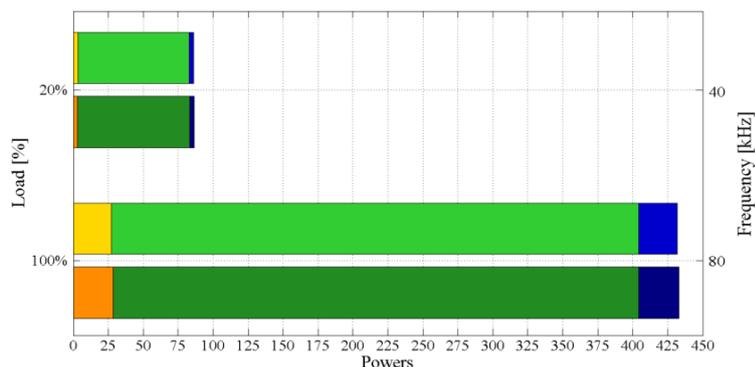


Figura 2.52 Confronto a differente frequenza e carico tra la potenza in ingresso, caso A (blu scuro) caso B (blu), la potenza in uscita, caso A (verde scuro) caso B (verde chiaro), le potenze totalmente dissipate, caso A (arancione) caso B (giallo).

In ultima analisi si è valutato il peso di tutte le potenze medie dissipate nei componenti del convertitore DC-DC Boost. In prima analisi si è imposta una frequenza di commutazione pari a 80 kHz con carico pari a quello nominale. Con tali parametri il convertitore è stato portato in una condizione di funzionamento di regime stazionario, come si può constatare dagli andamenti della tensione ai capi del condensatore e della corrente circolante sull'induttore riportati in Figura 2.53.

In Figura 2.54 vengono riportati i primi confronti alle condizioni operative specificate in precedenza. Si nota come il modello restituisca una eccellente stima delle potenze, tranne che per l'interruttore, il quale mostra l'errore maggiore. L'entità di tale errore, e dei restati, sono riportati in Tabella 10 con i relativi valori delle grandezze a confronto.

A conferma di ciò che è stato detto in precedenza si nota come solo l'interruttore presento un errore di circa il 9%, mentre i restanti errori sono tutti sotto l'1%.

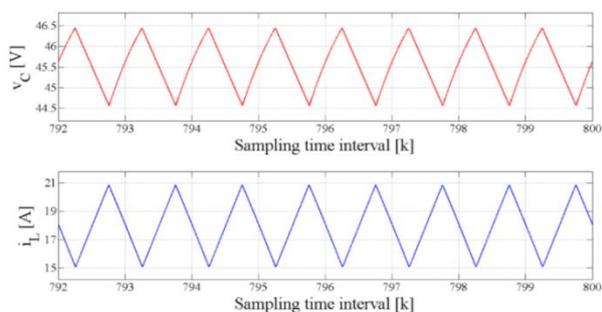


Figura 2.53 Evoluzioni della tensione ai capi del condensatore (rosso) e corrente sull'induttore (blu) a 80 kHz e carico nominale.

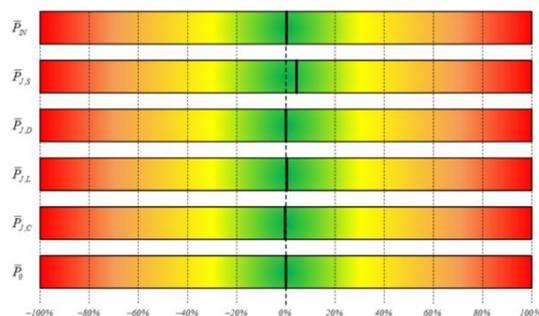


Figura 2.54 Errori di stima tra le simulazioni e il caso B a 80 kHz e carico nominale.

Tabella 10

Caso	P_{IN}	P_{LL}	P_{JS}	P_{JD}	P_{JC}	P_0
A	431.669	6.527	13.569	6.933	0.163	404.477 W
B	432.888	6.567	14.800	6.920	0.162	404.439 W
$\frac{A-B}{A}$	-0.28	-0.61	-9.07	+0.19	+0.61	+0.01 %

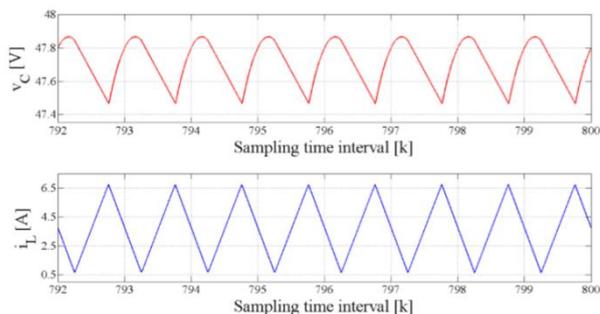


Figura 2.55 Evoluzioni della tensione ai capi del condensatore (rosso) e corrente sull'induttore (blu) a 80 kHz e a 20% del carico nominale.

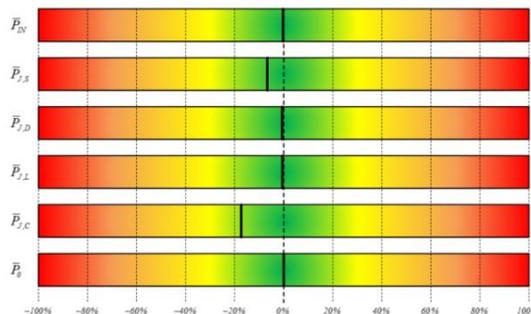


Figura 2.56 Errori di stima tra le simulazioni e il caso B a 80 kHz e a 20% del carico nominale.

Mantenendo la stessa frequenza di commutazione si è abbassato il carico sino ad un valore pari al 20% di quello nominale. Le corrispondenti grandezze, tensione e corrente su induttore e condensatore, sono stati riportati in Figura 2.55, si deve far notare che il convertitore lavora ancora in modalità continua dato che la corrente sull'induttore rimane costantemente sopra lo zero. Inoltre, si può notare come su tale grandezza il ripple di corrente sia identico al caso precedente in cui si era imposto un funzionamento a carico nominale, ciò è dovuto al fatto che non si è variata, né la tensione di ingresso, né il duty cycle dell'interruttore elettronico di potenza.

Inoltre in Figura 2.55 si nota che la tensione sul condensatore presenta un valor medio leggermente più elevato rispetto al caso trattato in precedenza (80 kHz e carico nominale), tale effetto è naturalmente dovuto alle cadute di tensione leggermente inferiori sui componenti del convertitore.

Focalizzando l'attenzione sulle potenze totalmente dissipate, riportate in Figura 2.56, possiamo concludere che per il funzionamento a carico minimo il modello proposto sottostima, in maniera predominante, sia la potenza persa sull'interruttore che quella sul condensatore di filtro. I valori di tutte le potenze e i rispettivi errori sono riportati in Tabella 11.

Si deve comunque far notare che, a fronte di un errore del 33% sulla stima della potenza perse sul condensatore, tale componente presenti un valore di potenza del tutto trascurabile rispetto alle restanti potenze dissipate dal sistema.

Come ultima analisi si è tenuto il carico pari al 20% valore nominale, ma rispetto ai casi presentati in precedenza, si è dimezzato il valore della frequenza di commutazione (40 kHz), facendo sì che il convertitore entrasse in modalità di funzionamento discontinua. Tale modalità di funzionamento è ben visibile sulla corrente dell'induttore in Figura 2.57, che come descritto in precedenza, presenta un periodo di tempo in cui la corrente sull'induttore è pari a zero.

L'analisi comparativa mostrata in Figura 2.58 evidenzia, ancora una volta, una elevata discrepanza tra le potenze dissipate sul condensatore, inoltre, si nota un incremento dell'errore

Tabella 11

Caso	P_{IN}	P_{IL}	P_{IS}	P_{ID}	P_{IC}	P_0	
A	88.734	0.336	2.521	1.145	0.009	84.722	W
B	88.275	0.332	2.203	1.131	0.006	84.602	W
$\frac{A-B}{A}$	+0.52	+1.19	+12.61	+1.22	+33.33	+0.14	%

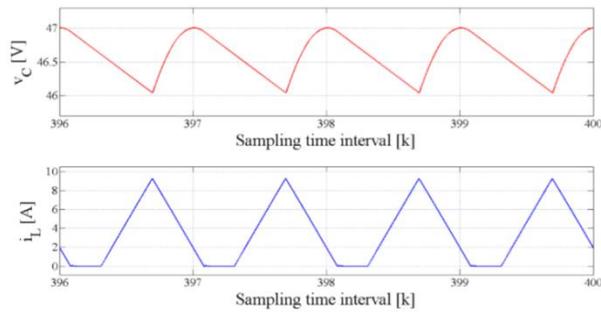


Figura 2.57 Evoluzioni della tensione ai capi del condensatore (rosso) e corrente sull'induttore (blu) a 40 kHz e a 20% del carico nominale.

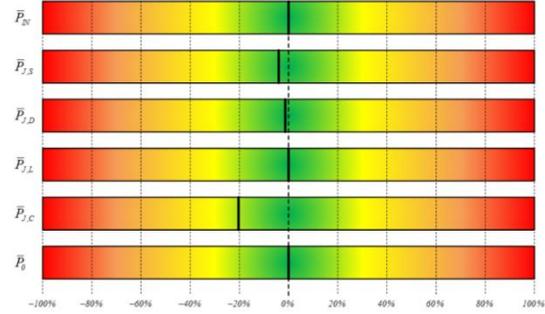


Figura 2.58 Errori di stima tra le simulazioni e il caso B a 40 kHz e a 20% del carico nominale.

nella stima della potenza dissipata sul diodo rispetto ai casi analizzati in precedenza. Analizzando i dati presenti in Tabella 12, si evince che l'errore di stima sul condensatore rimane inalterato rispetto al caso trattato in precedenza e, come in precedenza, tale componente presenta un valore di potenza trascurabile rispetto alle restanti potenze dissipate. Si riscontra invece un miglioramento della stima nella potenza dissipata sull'interruttore, dove l'errore è sceso al 7.5%, invece si ha un incremento della sottostima di potenza persa sul diodo (2.2%).

A conclusione di questo ultimo ciclo di confronti è possibile affermare che il modello proposto permette di stimare con buona precisione tutte le potenze medie dissipate su un periodo di commutazione. Inoltre permette di ricavare con ottima precisione, sia la potenza assorbita ai terminali di ingresso, che quella erogata in uscita, portando ad un'eccellente stima del rendimento del convertitore DC-DC Boost.

Tabella 12

Caso	P_{IN}	P_{JL}	P_{JS}	P_{JD}	P_{JC}	P_0	
A	86.043	0.444	1.670	1.174	0.015	82.739	W
B	86.269	0.443	1.545	1.148	0.010	83.122	W
$\frac{A-B}{A}$	-0.26	+0.22	+7.48	+2.21	+33.33	-0.46	%

Capitolo 3

3 Dimensionamento e test sperimentali di convertitori elettronici di potenza PFC Interleaved con componenti al carburo di silicio

3.1 Introduzione

Nel corso degli anni si è assistito a una sempre maggiore diffusione degli alimentatori a commutazione (convertitori AC-DC) connessi alla rete elettrica nazionale per l'alimentazione di differenti tipologie di dispositivi. Infatti, il più delle volte, le caratteristiche del carico elettrico non permettono una connessione diretta alla rete elettrica nazionale, ma vi è la necessità di adattare, in una forma congrua, le grandezze di rete, tensione, corrente e frequenza. Gli alimentatori elettronici a commutazione, sono spesso la causa sia dell'inquinamento armonico in rete (disturbi condotti) sia delle emissioni elettromagnetiche in alta frequenza che possono disturbare i dispositivi posti nelle loro vicinanze determinando dei veri e propri problemi di compatibilità elettromagnetica. L'inquinamento armonico in rete, dovuto alla connessione di carichi distorcenti, ha portato a una serie di problematiche legate sia alla qualità della tensione di rete sia alla gestione della rete elettrica, spesso anche gravi. La connessione di carichi, fortemente distorcenti, alla rete elettrica è causa di un aumento dell'assorbimento di potenza reattiva, in quanto tali dispositivi sono tipicamente caratterizzati da un fattore di potenza abbondantemente sotto l'unità; ciò può far incorrere l'utente finale a delle sanzioni pecuniarie e ad un maggiore costo della batteria di condensatori necessaria per il rifasamento dei propri carichi. Inoltre, la presenza in rete di componenti armoniche (THD di corrente elevato) determina un incremento delle dissipazioni di potenze nelle linee elettriche. Inoltre, per sistemi di alimentazione trifase, tali correnti potrebbero determinare un sovraccarico termico del conduttore di neutro: per tale ragione un progettista dovrebbe sovradimensionare tale conduttore per evitarne un danneggiamento con il tempo, con un conseguente aumento dei costi di manutenzione. Come ultimo, l'inquinamento armonico potrebbe incidere pesantemente sulla qualità dei sistemi di comunicazione e potrebbe portare sia a dei problemi di stabilità della rete elettrica sia a degli interventi intempestivi delle protezioni di rete.

Le soluzioni comunemente adottate, per ridurre queste problematiche, sono sostanzialmente due; la prima consiste nell'utilizzo di appositi filtri (filtri EMI), connessi tra la rete e l'alimentatore AC-DC, tale soluzione permette di filtrare le componenti armoniche indesiderate, che altrimenti verrebbero fornite dalla rete. Una seconda soluzione tecnica valida e diffusa, consiste nell'adottare un particolare convertitore elettronico di potenza chiamato PFC (Power Factor Correction Circuits). Questo si basa su una ben precisa topologia circuitale e legge di controllo,

che fanno sì che tale “front end” assorba dalla rete una corrente quasi sinusoidale e in fase con la tensione in modo che il dispositivo (carico più alimentatore elettronico con PFC) si comporti come una resistenza pura. Per tale ragione questi dispositivi, sono sempre più frequentemente integrati nei convertitori elettronici di potenza, visti in particolar modo i loro vantaggi e i costi contenuti.

3.2 Power Factor Correction (PFC)

Le tipologie circuitali di PFC possono essere suddivise in due principali categorie: PFC passivi (filtri) e attivi. Nello specifico i primi, realizzati con componenti passivi (condensatori, induttori e resistori), rappresentano di fatto la soluzione più diffusa, per applicazioni di bassa potenza, grazie alla loro semplicità ed al costo ridotto ma presentano, rispetto ai PFC attivi, un THD di valore più elevato oltre che un maggior peso ed ingombro. Inoltre, si deve tener presente che la progettazione di tale filtro presenta notevoli difficoltà, infatti il buon dimensionamento di quest'ultimo è legato prevalentemente alla conoscenza dell'impedenza di rete, che il più delle volte non è nota a priori. Gli ulteriori svantaggi attribuibili a tali configurazioni riguardano la totale assenza di regolazione della tensione di uscita, infatti tale grandezza sarà inevitabilmente legata alla tensione presente ai morsetti di ingresso e al carico connesso in uscita.

I PFC attivi si basano principalmente su un convertitore DC-DC (con o senza trasformatore in alta frequenza) opportunamente controllato in modo che lo stesso assorba dalla rete una corrente sinusoidale in fase con la tensione e mantenga la tensione di uscita (lato DC) ad un valore prestabilito. Per tale motivo tipicamente si utilizza un doppio sistema di controllo. Il primo anello controlla la corrente facendo modo che questa assuma la forma di una sinusoide in fase con la tensione, mentre il secondo anello di controllo ha il compito di regolare la tensione di uscita facendo sì che questa sia pari ad un valore di riferimento [1],[72].

Solitamente i PFC attivi, in relazione alla potenza e caratteristiche del carico che devono alimentare, possono richiedere o meno la presenza di un secondo convertitore DC-DC connesso in cascata. Le soluzioni con trasformatori in alta frequenza (Flyback, etc..) tipicamente vengono utilizzate come PFC a singolo stadio di conversione, infatti l'utilizzo del trasformatore di isolamento permette di ridurre la tensione d'uscita al valore desiderato consentendo di evitare un secondo stadio di conversione. Questa soluzione è tipicamente utilizzata in bassa potenza dove, di solito, non sono richieste elevate prestazioni e il costo del dispositivo è il principale vincolo di progetto. Nelle soluzioni a doppio stadio di conversione il primo stadio è rappresentato da un “convertitore PFC”, mentre il secondo stadio tipicamente abbassa e regola la tensione d'uscita. L'utilizzo di tale soluzione fa sì che il convertitore finale presenti delle performance e delle caratteristiche dinamiche molto più spinte rispetto al PFC a singolo stadio. Inoltre va sottolineato che l'utilizzo di due distinti convertitori permette un'ottimizzazione sia dei controlli relativi all'AC-DC che al DC-DC, che della circuiteria di cui sono composti i due distinti convertitori.

Di contro, la presenza di due convertitori richiede una doppia conversione energetica e il conseguente incremento delle perdite di potenza e della complessità circuitale, anche se è evidente, che in questo caso ogni singolo convertitore è ottimizzato per assolvere ad una sola funzione; questo rende tale accoppiata molto versatile specialmente per elevate potenze. Come si può facilmente notare, dallo schema a blocchi riportato in Figura 3.1, la separazione galvanica dalle rete elettrica viene garantita dal secondo stadio di conversione, mentre il primo stadio è composto principalmente da un ponte di diodi non controllato connesso in cascata ad un convertitore DC-DC di “tipo Boost”. La scelta di utilizzare un convertitore DC/DC Boost come base per il PFC è legata al fatto che, rispetto ai convertitori Buck e Buck-Boost, assorbe dalla rete di

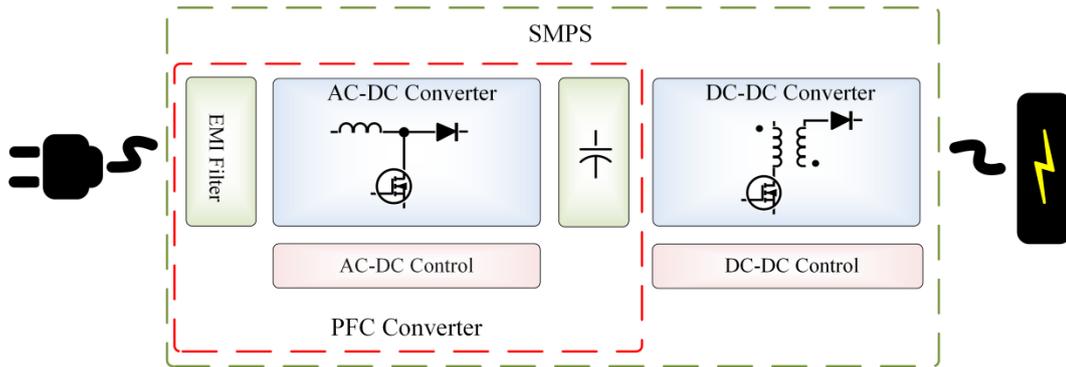


Figura 3.1 Schema a blocchi di un convertitore elettronico di potenza AC-DC.

alimentazione una corrente non pulsante e quindi mostra un miglior comportamento in termini di disturbi armonici condotti in rete. In particolar modo questa tipologia di convertitore DC-DC è caratterizzata da efficienze, da valori di THD e fattori di potenza migliori rispetto ai restanti convertitori DC-DC. Inoltre, non richiede una alimentazione flottante per energizzare i driver per gli interruttori elettronici, il che ne semplifica notevolmente la complessità circuitale. Si deve comunque far notare che tale convertitore presenta sempre una tensione di uscita maggiore di quella in ingresso e non presenta alcuna separazione galvanica dalle rete elettrica, per tale motivo, alcune volte, tale convertitore necessita di un secondo stadio di conversione [73],[77]. In Figura 3.2 è riportato lo schema circuitale di un PFC Boost, si può notare come oltre ad un convertitore Boost tale convertitore necessita solo di un ponte di diodi non controllato posto a monte del convertitore DC-DC.

Per contro l'utilizzo di interruttori elettronici che commutano a frequenze elevate fanno insorgere nuove problematiche legate principalmente alla compatibilità elettromagnetica. Infatti, tale tipologia di convertitore elettronico di potenza deve, ovviamente, essere caratterizzato da un assorbimento di corrente priva di armoniche superiori alla prima, ma anche da bassi livelli di disturbi condotti e radiati tali da non disturbare o provocare malfunzionamenti sui dispositivi connessi in rete o posti vicino a esso e, infine da un elevato rendimento. Ottenere tutte queste caratteristiche con il convertitore AC-DC presentato in Figura 3.2 è un compito estremo arduo. Per tale motivo la comunità scientifica ha proposto negli anni diversi schemi circuitali di PFC con l'obiettivo di massimizzare tali grandezze.

Si prenda come esempio il "PFC bridgeless" mostrato in Figura 3.3; in tale configurazione l'eliminazione del ponte di diodi non controllato in ingresso determina un miglioramento dell'efficienza, ma per contro causa un notevolmente incremento del livello dei disturbi condotti in rete che rende necessario l'utilizzo di filtri "EMI" passivi [74]-[75],[78],[84].

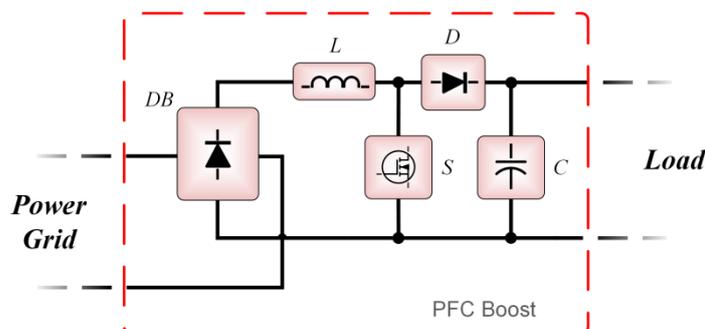


Figura 3.2 Schema circuitale di un convertitore PFC Boost.

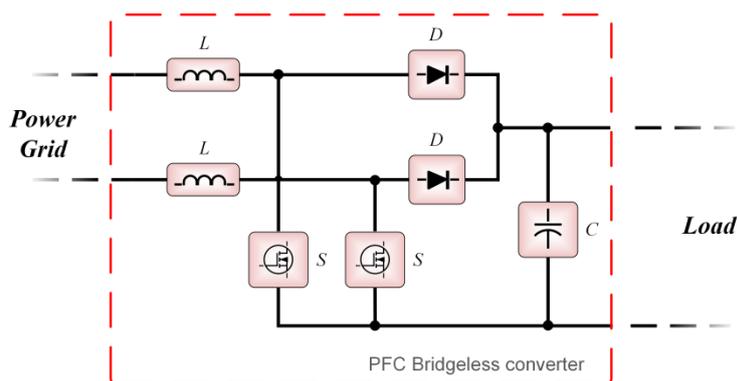


Figura 3.3 Schema circuitale di un PFC Bridgeless.

Un buon mix di tali caratteristiche è raggiunto dal PFC Boost Interleaved, mostrato in Figura 3.4. Tale convertitore presenta a valle del ponte di raddrizzamento due o più convertitori Boost connessi in parallelo allo scopo di ripartire la corrente di linea sui vari rami, tale accorgimento riduce di conseguenza lo stress in corrente sia sugli interruttori che sui diodi di potenza e aumenta l'efficienza totale del convertitore. Inoltre un particolare sistema di controllo delle due gambe permette una riduzione del ripple di corrente in ingresso a cui è legata una riduzione del livello di rumore condotto e radiato [74],[76],[78].

In particolare tale convertitore sarà oggetto di studio nei seguenti paragrafi, nei quali si andrà ad approfondire la modalità di funzionamento e i vantaggi ad esso associati.

3.3 PFC Boost Interleaved

Lo schema completo di un PFC Boost Interleaved Bifase (I-PFC-B), viene mostrato in Figura 3.5, tale convertitore elettronico prevede come front-end un ponte di diodi non controllato, mentre il cuore del convertitore AC-DC è composto da due convertitori DC-DC Boost connessi in parallelo. Tale configurazione, come accennato in precedenza, permette di suddividere la corrente presente in ingresso sui due convertitori connessi in parallelo; ciò porta ad una drastica riduzione della corrente circolante sugli interruttori e diodi rispetto al caso di un DC-DC Boost a singolo stadio, non che ad una riduzione del ripple di corrente presente in ingresso e sui condensatori di uscita. Questo consente di ridurre drasticamente le potenze dissipate, gli stress in corrente sui dispositivi a semiconduttore e i pesi e volumi dei dissipatori di calore e degli induttori. Contrariamente ai vantaggi elencati precedentemente, un possibile sbilanciamento delle correnti sui due rami porta tale topologia di convertitore ad adottare algoritmi di controllo e soluzioni circuitali complesse.

I vantaggi appena citati sono figli del particolare sistema di controllo degli interruttori adottato

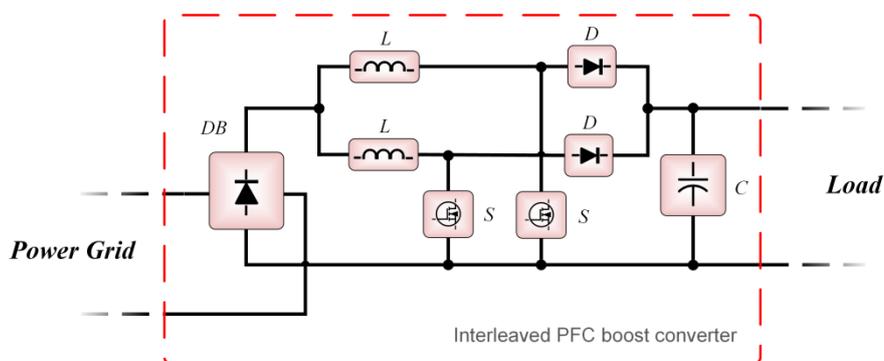


Figura 3.4 Schema circuitale di un convertitore PFC Boost Interleaved.

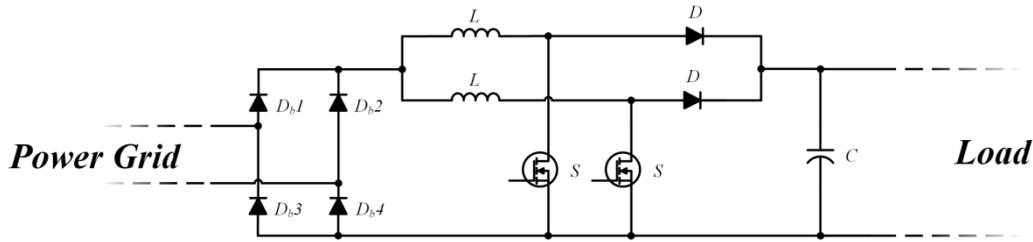


Figura 3.5 Schema circuitale di un convertitore PFC Boost Interleaved.

in tale convertitore. Nello specifico, riferendoci alla Figura 3.5, è possibile adottare due segnali di comando (α_1 e α_2) caratterizzati dallo stesso duty cycle α , ma sfasati tra loro di mezzo periodo di commutazione. Ciò è chiaramente mostrato in Figura 3.6, nel quale è possibile notare anche il legame esistente tra le correnti nei due induttori, i_{L1} e i_{L2} e la corrente in ingresso i_L . La somma delle due correnti, i_{L1} e i_{L2} , e la loro particolare evoluzione nel tempo porta nella corrente in ingresso, ad un raddoppio della frequenza ed ad una conseguente riduzione del ripple. Tale comportamento è possibile grazie ai particolari stati operativi assunti dal convertitore, nello specifico in Figura 3.7 vengono riportati i quattro possibili stati del sistema concordi con i segnali mostrati in Figura 3.6.

In particolare è possibile notare che per $\alpha < 0.5$ si ha la sovrapposizione degli stati di scarica dell'induttore (Figura 3.7 (b)), mentre con $\alpha > 0.5$ si ha la sovrapposizione degli stati di carica (Figura 3.7 (a)). I restanti stati Figura 3.7(c) e Figura 3.7 (d) sono invece presenti per qualsiasi valore di α . Questa strategia di controllo è ben visibile sulle restanti tensioni e correnti che caratterizzano i restanti componenti, visibili in Figura 3.8. In particolare è ben visibile il comportamento diametralmente opposto del diodo, Figura 3.8 (d), rispetto all'interruttore elettronico di potenza, Figura 3.8 (c), posti sullo stesso ramo. Inoltre, si nota come in tale topologia circuitale la sovrapposizione dei segnali dell'interruttore si ottenga solo con $\alpha > 0,5$ mentre nel diodo tale fenomeno si presenta ad $\alpha < 0.5$. In Figura 3.8 (a) ed in Figura 3.8 (e) è ben visibile il raddoppio di frequenza è la diminuzione del ripple sulla corrente di ingresso e sul condensatore di uscita tipici del convertitore PFC Boost Interleaved. Tale caratteristica permette la riduzione delle potenze dissipate sul condensatore di uscita e l'estensione della loro vita utile. Inoltre l'abbattimento del ripple sulla corrente in ingresso permette di ridurre la taglia dei condensatori posti subito dopo il ponte di diodi non controllati e riduce notevolmente i disturbi condotti in rete.

Rispetto ad un PFC Boost a singolo stadio l'interleaved mostra dei notevoli vantaggi, che vanno oltre la riduzione degli stress in corrente sugli interruttori e diodi dovuta al dimezzamento della corrente in ingresso. Infatti, tale convertitore, come accennato in precedenza e come mostrato in Figura 3.8, presenta un ripple in corrente notevolmente ridotto se paragonato ad una classica

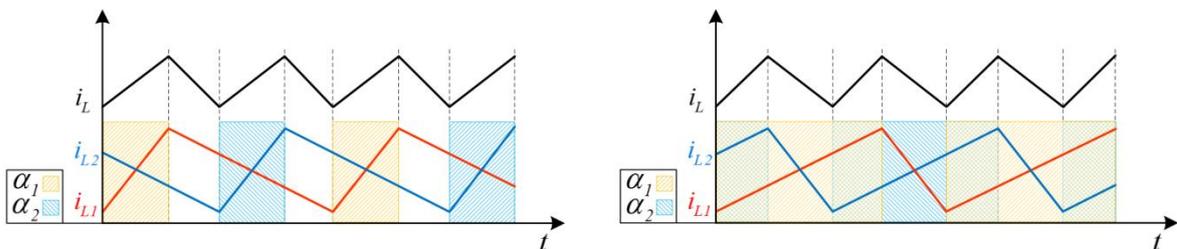


Figura 3.6 Evoluzione delle correnti sui due induttori i_{L1}, i_{L2} e dalla corrente in ingresso i_L per $\alpha < 0.5$ (sinistra), $\alpha > 0.5$ (destra).

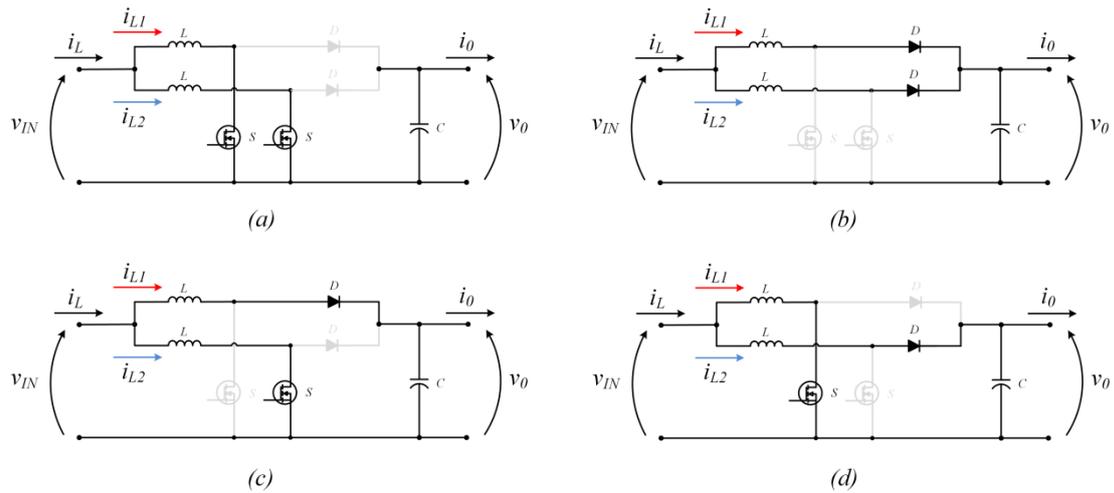


Figura 3.7 Stato ON-ON (a), stato OFF-OFF (b), stato OFF-ON (c) e stato ON-OFF (d) del convertore Boost Interleaved.

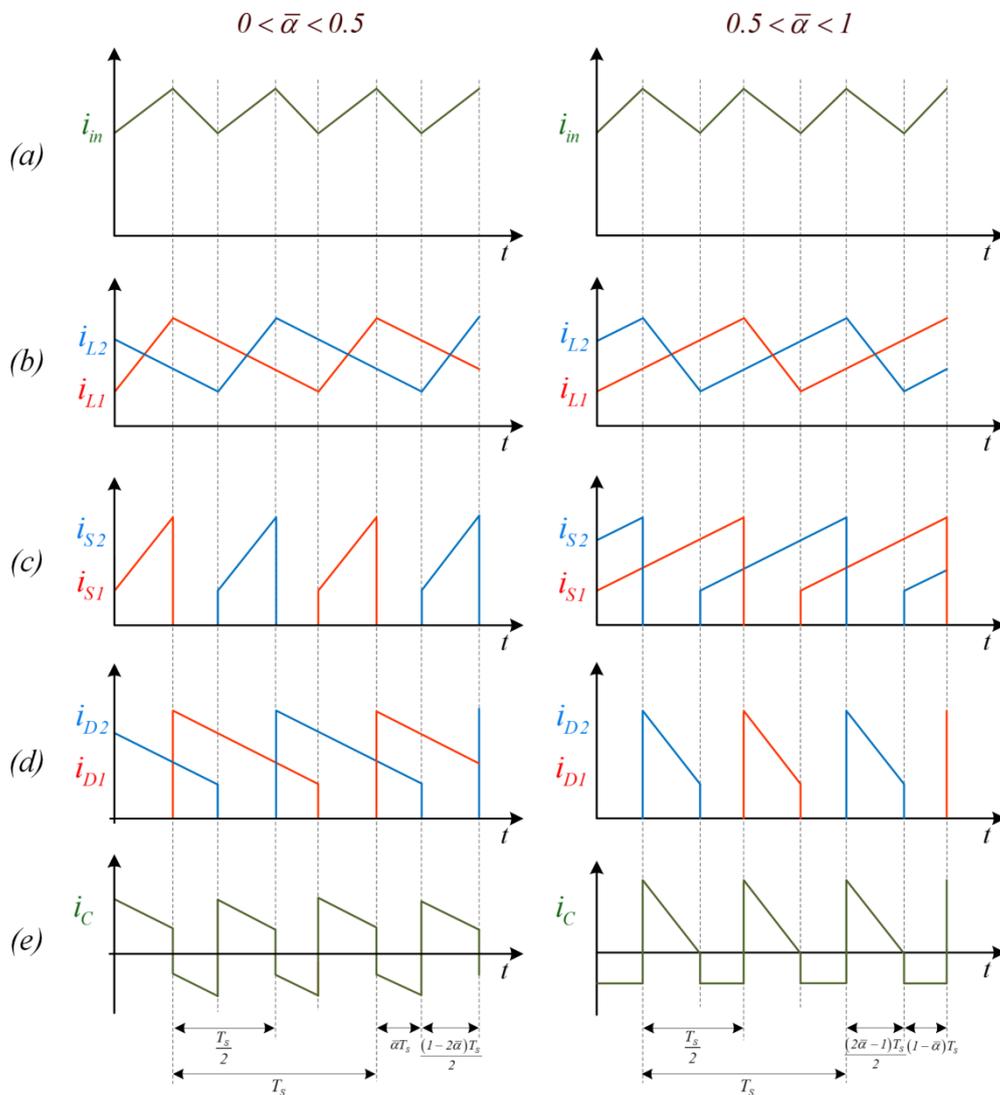


Figura 3.8 Evoluzione delle correnti in ingresso i_L (a), delle correnti sui due induttori i_{L1}, i_{L2} (b), delle correnti sugli interruttori i_{S1}, i_{S2} (c), delle correnti sui diodi i_{D1}, i_{D2} (d) e della corrente sul condensatore di uscita i_C (e), per $\alpha < 0.5$ (sinistra) e $\alpha > 0.5$ (destra).

topologia di PFC (Figura 3.2). Il convertitore DC-DC Boost Interleaved è quindi la chiave di tali vantaggi, per tale motivo è bene effettuare uno studio comparativo tra un Boost e un Boost interleaved allo scopo di evidenziare i vantaggi introdotti da tale schema circuitale. In prima analisi è possibile focalizzare l'attenzione sul ripple di corrente presente in ingresso. La riduzione di tale grandezza permette infatti di ridurre i costi e i volumi dei condensatori di filtro posti di ingresso e di aumentare sia il rendimento che l'affidabilità. Inoltre, una diminuzione di tale parametro porta inevitabilmente ad una riduzione del livello dei disturbi condotti in rete. In particolare, per un Boost a singola fase il ripple presente in ingresso sarà pari a quello presente sull'induttore, ne consegue che il rapporto tra queste due grandezze sarà sempre pari a uno qualsiasi sia il valore del duty cycle. Per un interleaved il rapporto tra il ripple presente in ingresso e quello di un singolo induttore sarà pari alla (3.1).

$$\begin{aligned} \frac{\Delta I_{in}}{\Delta I_L} &= \frac{(1-2\alpha)}{(1-\alpha)} & (\alpha \leq 0.5) \\ \frac{\Delta I_{in}}{\Delta I_L} &= \frac{(1-2\alpha)}{\alpha} & (\alpha \geq 0.5) \end{aligned} \quad (3.1)$$

In tale espressione è stato indicato con ΔI_{in} la variazione picco-picco presente in ingresso, mentre con ΔI_L quella presente su un induttore. Dalla Figura 3.9 è possibile notare che solo per un valore di α pari a 1 o 0 tale convertitore presenta un ripple in uscita pari a quello presente sull'induttore, esattamente come in un Boost classico, mentre per un duty cycle pari a 0.5 la variazione di corrente in ingresso sarà totalmente nulla, infatti per tale valore si ha la compensazione perfetta dei ripple presenti sui due induttori. Un confronto alquanto interessante è quello che vede contrapposte le entità dei ripple nel caso si considerino i due convertitori in esame. In particolare con la topologia circuitale classica il valore del ripple di corrente sull'induttore normalizzato rispetto al valore massimo sarà pari alla seguente espressione.

$$\frac{4Lf_s\Delta I_{in}}{\bar{V}_o} = 4(1-\alpha)\alpha \quad (3.2)$$

Nel quale si è indicato con L , f_s e \bar{V}_o il corrispondente valore di induttanza, frequenza di commutazione e tensione media presente ai morsetti d'uscita. Allo stesso modo è possibile esprimere l'oscillazione picco-picco della corrente in ingresso rispetto al valore massimo presente in un Boost classico per un DC-DC interleaved, tale relazione è stata riportata in (3.3).

$$\begin{aligned} \frac{4Lf_s\Delta I_{in}}{\bar{V}_o} &= 4\alpha(1-2\alpha) & (\alpha \leq 0.5) \\ \frac{4Lf_s\Delta I_{in}}{\bar{V}_o} &= 4(2\alpha^2 - 3\alpha + 1) & (\alpha \geq 0.5) \end{aligned} \quad (3.3)$$

Il risultato di tale confronto è mostrato in Figura 3.10 in cui è possibile vedere che il ripple massimo presente in ingresso per un Boost monofase è il doppio rispetto a quello che si potrebbe ottenere tramite l'utilizzo di un Boost bifase. Tale convertitore è infatti caratterizzato da un ripple di corrente in ingresso che presenta due massimi in prossimità di un duty cycle pari a 0.25 e 0.75, inoltre mostra tre punti a ripple nullo per α pari a 0, 1 e 0.5.

Come seconda analisi comparativa ci si può soffermare sia sul ripple di corrente che su quello di tensione sui condensatori di uscita. La riduzione della prima grandezza determina un incremento dell'efficienza del convertitore e una riduzione della potenza termica dissipata dal condensatore, con il conseguente incremento della sua affidabilità. La riduzione di tale parametro limita il volume del banco di condensatori di filtro posti in uscita e di conseguenza il peso e il costo

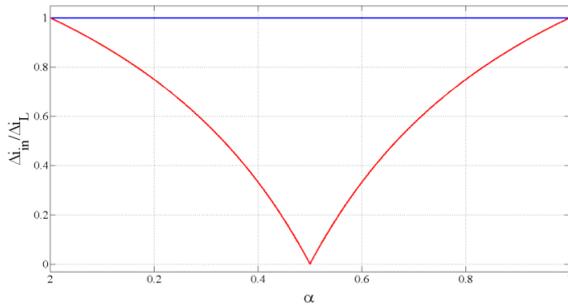


Figura 3.9 Evoluzioni del ripple della corrente in ingresso rispetto a quella presente sull'induttore per un PFC classico (blu) e per un PFC Boost interleaved (rosso).

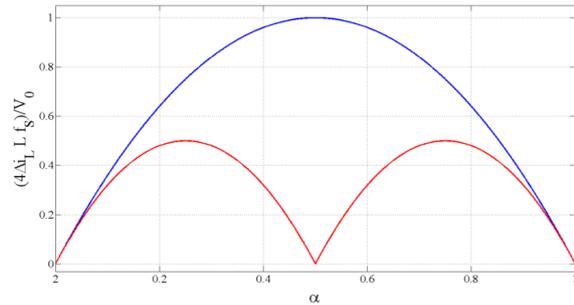


Figura 3.10 Evoluzioni del ripple della corrente in ingresso rispetto al valore di picco per un PFC classico (blu) e per un PFC Boost interleaved (rosso).

dell'intero convertitore. Supponendo quindi che il carico da alimentare sia rappresentabile tramite un generatore di corrente costante e, che la corrente media sul diodo durante lo stato di OFF sia approssimabile a quella media presente in ingresso, sarà possibile ricavare il valore di corrente efficace circolante sul condensatore di filtro. Nel caso di un Boost, tale relazione sarà esprimibile come riportato in (3.4).

$$\frac{i_{C_{RMS}}}{i_{in}} = \sqrt{\alpha(1-\alpha)} \quad (3.4)$$

Utilizzando le stesse ipotesi è possibile ottenere le stesse relazioni per il Boost Interleaved, queste ultime sono state riportate di seguito.

$$\frac{i_{C_{RMS}}}{i_{in}} = \sqrt{\frac{\alpha(1-2\alpha)}{2}} \quad (\alpha \leq 0.5) \quad (3.5)$$

$$\frac{i_{C_{RMS}}}{i_{in}} = \sqrt{\frac{(1-\alpha)(1-2\alpha)}{2}} \quad (\alpha \geq 0.5)$$

Come si evince dai risultati riportati in Figura 3.11, l'utilizzo di due fasi adeguatamente controllate permette un dimezzamento del valore efficace della corrente filtrata dai condensatori di uscita rispetto a quella presente in un Boost classico, arrivando ad annullarla per un duty cycle pari a 0.5. L'annullamento del valore efficace di corrente sul condensatore per α pari a 0.5 è legato all'annullamento del ripple di corrente sull'induttore, infatti per tale valore si avrà solo una componente continua di corrente in ingresso e uscita dal convertitore. Tali vantaggi facilitano la scelta dei condensatori di filtro, diminuiscono le perdite su tale componente e ne riducono la temperatura di lavoro. Come ultima analisi è possibile comparare la variazione picco-picco della tensione di uscita, per un PFC classico e per un I-PFC-B (Figura 3.12). Il suddetto parametro sarà pari al duty cycle dell'interruttore per la soluzione classica, mentre per un Boost interleaved tale grandezza sarà pari alla (3.6).

$$\frac{C f_s \Delta V_o}{i_o} = \frac{(1-2\alpha)\alpha}{2(1-\alpha)} \quad (\alpha \leq 0.5) \quad (3.6)$$

$$\frac{C f_s \Delta V_o}{i_o} = \frac{(1-2\alpha)}{2} \quad (\alpha \geq 0.5)$$

Anche in quest'ultima analisi il convertitore Boost interleaved presenta un ripple di tensione nettamente inferiore rispetto alla soluzione classica. Inoltre, per un duty cycle superiore a 0.5, l'andamento del ripple di tensione in un DC-DC interleaved bifase è pari a quello di una retta, proprio come quello relativo ad un DC-DC Boost. Tale andamento è dovuto al fatto che per $\alpha > 0.5$ i

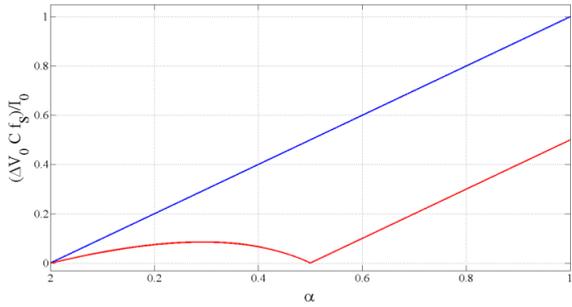


Figura 3.11 Evoluzioni del ripple della corrente sul condensatore di uscita per un PFC classico (blu) e per un PFC Boost interleaved (rosso).

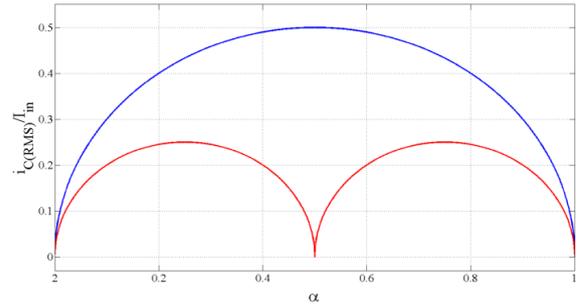


Figura 3.12 Evoluzioni del ripple di tensione per un PFC classico (blu) e per un PFC Boost interleaved (rosso).

ripple di corrente sul condensatore nei due convertitori sono quasi identici, l'interleaved presenta infatti come unica differenza una frequenza di commutazione doppia.

È doveroso far notare che tale trattazione riguarda i convertitori DC-DC interleaved, infatti sia il PFC classico che l'interleaved devono filtrare anche una componente di corrente a 100 Hz. Questa andrà a sommarsi alla componente in alta frequenza precedentemente descritta e presenterà un'entità simile in entrambe le soluzioni. Un'analisi interessante per l'I-PFC-B riguarda la variazione del ripple di corrente sull'induttore su mezzo periodo di linea. In tale analisi è infatti possibile osservare l'evoluzione del ripple che caratterizza i convertitori PFC interleaved. Grazie alla particolare strategia di controllo il ripple di corrente in ingresso ΔI_{in} può essere espresso come riportato di seguito:

$$\Delta I = \frac{\alpha(1-2\alpha)\bar{V}_0}{Lf_s} \quad (\alpha \leq 0.5) \quad (3.7)$$

$$\Delta I = \frac{(1-\alpha)(1-2\alpha)\bar{V}_0}{Lf_s} \quad (\alpha \geq 0.5)$$

Ricordando che, in un PFC sono vere le seguenti relazioni:

$$\alpha(t) = 1 - \frac{v_{IN}}{\bar{V}_0}, \quad v_{IN} = \sqrt{2}V_{line} \cdot |\sin(2\pi f_{line} \cdot t)| \quad (3.8)$$

In cui V_{line} e f_{line} rappresentano la tensione RMS e la frequenza di linea. Sostituendo la (3.8) in (3.7) è possibile ricavare l'espressione del ripple nel I-PFC-B, come riportato in (3.9).

$$\Delta I = \frac{(\bar{V}_0 - \sqrt{2}V_{line} \cdot |\sin(2\pi f_{line} \cdot t)|)(2\sqrt{2}V_{line} \cdot |\sin(2\pi f_{line} \cdot t)| - \bar{V}_0)}{Lf_s \bar{V}_0} \quad (\alpha \leq 0.5) \quad (3.9)$$

$$\Delta I = \frac{\sqrt{2}V_{line} \cdot |\sin(2\pi f_{line} \cdot t)| (2\sqrt{2}V_{line} \cdot |\sin(2\pi f_{line} \cdot t)| - \bar{V}_0)}{Lf_s \bar{V}_0} \quad (\alpha \geq 0.5)$$

Quest'ultima relazione permette di tracciare i grafici in Figura 3.13 e Figura 3.14 rappresentanti l'evoluzione del ripple in ingresso al convertitore AC-DC in esame.

In particolare in entrambe le figure, a conferma di ciò che è stato detto in precedenza, è possibile notare come il ripple si annulli per i valori di α , come indicato precedentemente, facendo nascere le due ali ai lati del grafico in Figura 3.13. In Figura 3.14 è possibile notare come i punti in cui la funzione si annulla siano legati alla tensione presente ai morsetti di uscita del convertitore PFC in esame. Infatti, all'aumentare della tensione di uscita si ha una corrispondente variazione del tempo per la quale il convertitore raggiunge i punti di massimo e di minimo ripple di corrente. Tale fenomeno è facilmente visibile andando a vedere come i punti in cui il

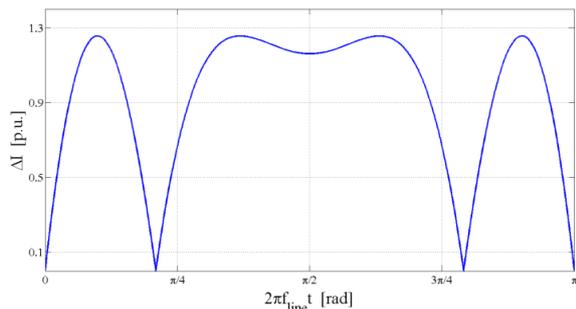


Figura 3.13 Evoluzioni del ripple della corrente sul condensatore di uscita per un PFC classico (blu) e per un PFC Boost interleaved (rosso).

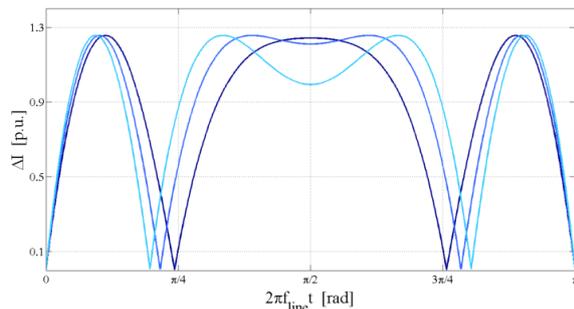


Figura 3.14 Evoluzioni del ripple di tensione per un PFC classico (blu) e per un PFC Boost interleaved (rosso).

convertitore raggiunge un duty cycle pari a 0.5, all'aumentare delle tensione d'uscita, si spostino gradualmente verso $\pi/2$. Allo stesso modo è presente una netta variazione dei punti massimi per α pari a 0.25 e 0.75 [79]-[83].

3.4 Dimensionamento di base di un convertitore PFC Boost Interleaved

In questo paragrafo verrà presentato il dimensionamento di un convertitore PFC Boost Interleaved caratterizzato da due stadi di boost connessi in parallelo. Inoltre, si vuole equipaggiare tale convertitore con dispositivi a semiconduttore innovativi, come MOSFET e diodo di potenza realizzati con tecnologia al carburo di silicio oggi presenti sul mercato. Questi componenti andranno ad aumentare l'efficienza totale del convertitore PFC e gli permetteranno di diminuire i livelli delle emissioni condotte prodotte dallo stesso convertitore.

Le principali specifiche di progetto concernenti il prototipo di un convertitore PFC Boost Interleaved Bifase sono:

- Potenza continua in uscita dal convertitore: 500 W;
- Ripple di corrente in ingresso: 15% della $I_{in,max}$;
- Tensione in ingresso: 230 V $\pm 10\%$;
- Frequenza di rete: 50 Hz;
- Tensione continua in uscita: 400 V;
- Ripple massimo di tensione in uscita: 7% di \bar{V}_0 ;
- Frequenza di commutazione degli interruttori elettronici di potenza: 100 kHz;
- Nessun isolamento galvanico tra la sezione di ingresso e quella di uscita del convertitore.

Durante la progettazione si terrà conto della variazione della tensione efficace presente in rete, questa può presentare una variazione del $\pm 10\%$, ne consegue che la tensione efficace varierà tra 198 V e 242 V a cui corrisponderanno rispettivamente un duty cycle di 0.3 e 0.14. La progettazione del PFC Interleaved riguarderà la parte di potenza, quella di misura-interfaccia e di sicurezza. Nello specifico tale convertitore dovrà interfacciarsi con un modulo FPGA che avrà il compito di acquisire i segnali utili (tensioni e correnti), generare i corrispondenti segnali di controllo per gli interruttori di potenza e intervenire nel più breve tempo possibile qualora si dovessero presentare delle situazioni di guasto. Per tale motivo si dovranno prevedere dei blocchi di misura e controllo equipaggiati con degli appositi convertitori analogico digitali in modo da rendere disponibili all'FPGA i segnali utili presenti nel convertitore. In particolare tutte le alimentazioni ausiliarie verranno prese in carico da un convertitore AC-DC che utilizzerà un

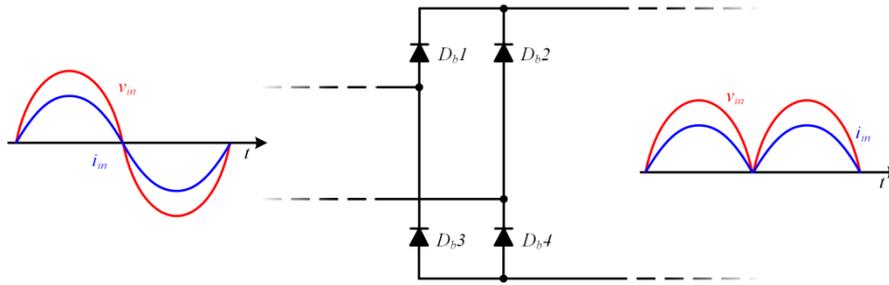


Figura 3.15 Evoluzioni della tensione e corrente in ingresso e uscita dal ponte di diodi.

circuito stampato fisicamente separato dal circuito su cui verrà realizzato il prototipo del PFC interleaved; questo permetterà di ridurre, per quanto possibile, l'effetto dei disturbi elettromagnetici, sia condotti che radiati, sul funzionamento del convertitore PFC [87].

3.4.1 Ponte di diodi non controllato

Il ponte di diodi non controllato è lo stadio con connessione diretta alla rete e ha il compito di fornire alla circuiteria a valle una tensione raddrizzata con frequenza pari al doppio di quella di rete. Dato che tale componente risulta essere lo stadio di ingresso di un convertitore PFC, si potrà supporre che la corrente in ingresso sia sinusoidale e perfettamente in fase con la tensione di rete. Di conseguenza la corrente a valle del ponte di diodi non controllato presenterà anch'essa la forma di una sinusoide raddrizzata, totalmente in fase con la tensione, come mostrato in Figura 3.15.

La corrente che circola sul ponte di diodi non controllato e, in particolare su ciascun diodo del raddrizzatore, sarà ipotizzata priva del ripple in alta frequenza. Ciò è dovuto al fatto che tale componente di corrente, già ridotta dalla tecnica di modulazione adottata nel PFC Interleaved, sarà ulteriormente filtrata dai condensatori posti a monte del PFC. Inoltre, considerando che ogni coppia di diodi conduce per un solo semiperiodo e che in tali dispositivi il fattore di potenza è ben approssimabile ad uno, come mostrato in Figura 3.15, è possibile ottenere la stima della corrente media e della corrente efficace circolanti su ogni diodo che andrà a comporre lo stadio di raddrizzamento. Queste saranno semplicemente calcolabili tramite le seguenti relazioni:

$$\bar{i}_{DB} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{P_{in}}{V_{in_min}} = 1.26 \text{ A} \quad (3.10)$$

$$i_{DB\text{RMS}} = \frac{P_{in}}{\sqrt{2}V_{in_min}} = 1.98 \text{ A}$$

Imponendo una variazione picco-picco della corrente in ingresso pari al 15% della corrente massima, si otterrà che la tale variazione di corrente sarà pari alla (3.11).

$$\Delta I_{in} = 0.15\sqrt{2} \frac{P_{in}}{V_{in}} = 0.595 \text{ A} \quad (3.11)$$

Dalla quale è possibile calcolare la corrente di picco che andrà a circolare sui diodi del ponte in ingresso, come indicato nell'equazione (3.12).

$$\hat{i}_{in} = \sqrt{2} \frac{P_{in}}{V_{in_min}} + \frac{\Delta I_{in}}{2} = 4.27 \text{ A} \quad (3.12)$$

Considerando che la massima tensione inversa applicabile ai capi del ponte è pari a 342 V, è possibile scegliere il seguente ponte di diodi GBU4G-E3/45. Tale componente presenta una

Tabella 3.1

Parametri modulo ponte di raddrizzamento	Valore	Unità
Modello	GBU4G-E3/45	-
Contenitore	SIP	-
Massima tensione inversa ripetitiva	400	V
Corrente continua	4	A
Corrente di picco ripetitiva	150	A
Resistenza giunzione case (R_{ja})	22	°C/W
Resistenza giunzione case (R_{jc})	4.2	°C/W
Resistenza (r_D)	100	m Ω
Tensione di soglia (w_D)	0.6	V
Capacità parassita	40	pF

tensione di picco ripetitiva di 400 V, mentre le restanti caratteristiche generali saranno riportate in Tabella 3.1.

Ricordando che ad ogni semionda di rete si ha la conduzione di due diodi del ponte è possibile ricavare la potenza dissipata sul modulo GBU4G-E3/45 come riportato di seguito:

$$P_{J,DB} = 2W_{DB}\bar{i}_{DB} + 2r_{DB}i_{DBRMS}^2 = 2.3 \text{ W} \quad (3.13)$$

Tale potenza persa sarà trasformata in calore e, non avendo previsto l'utilizzo di alcun dissipatore di calore, il circuito termico da prendere in considerazione per la verifica termica a regime sarà pertanto quello mostrato in Figura 3.16. In cui T_a è la temperatura ambiente, T_j è la temperatura di giunzione e R_{ja} resistenza termica giunzione ambiente dichiarata dal costruttore. Tale calore dovrà essere dissipato totalmente dal componente, per tale motivo si dovrà di verificare che la temperatura raggiunta dalle giunzione non superi quella massima dichiarata da costruttore (150 °C). Ipotizzando quindi una temperatura ambiente massima di 40 °C, è possibile stimare la temperatura di giunzione tramite la (3.14).

$$T_j = R_{ja}P_{J,DB} + T_a = 90.66 \text{ °C} \quad (3.14)$$

Si nota come la temperatura massima raggiunta dalla giunzione è ben sotto la temperatura massima dichiarata del costruttore, per tale motivo non verrà previsto l'utilizzo di alcun dissipatore di calore.

3.4.2 Induttore

I due induttori rappresentano di fatto il sistema di accumulo energetico del convertitore, dal valore della loro induttanza si otterrà il valore massimo di picco della corrente che andrà a circolare sugli interruttori elettronici e sui diodi di potenza. Inoltre, dalla scelta di tale componente dipenderà il valore del ripple di corrente sia in ingresso che in uscita al convertitore e di conseguenza la corrente in alta frequenza che dovrà essere filtrata dai condensatori in uscita.

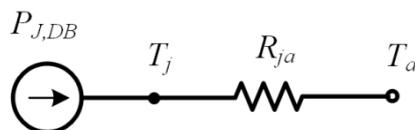


Figura 3.16 Circuito termico riguardante il ponte di diodi non controllato.

Imponendo una variazione picco-picco della corrente in ingresso pari al 15% della corrente massima si è, di fatto, fissato il ripple della corrente in ingresso ΔI_{in} . Inoltre, ipotizzando una tensione di ingresso pari a 220 V e una tensione di uscita di 400 V si otterrà un duty cycle di $\alpha=0.22$. Sostituendo i termini precedentemente ricavati nella (3.1) sarà possibile ottenere la variazione totale di corrente sull'induttore, come riportato di seguito.

$$\Delta I_L = 0.714 \Delta I_{in} = 0.83 \text{ A} \quad (3.15)$$

Tale valore ci consente di calcolare il valore di partenza dell'induttanza associata ad ogni ramo del convertitore DC-DC interleaved, come espresso dalla relazione seguente.

$$L = \frac{\sqrt{2} V_{in} \alpha}{\Delta I_L f_s} = 830 \mu\text{H} \quad (3.16)$$

A carico massimo il convertitore presenterà un picco di corrente sull'induttore di valore massimo pari a 2.4 A, come calcolato nella seguente espressione.

$$\hat{i}_L = \sqrt{2} i_{LRMS} + \frac{\Delta I_L}{2} = 2.40 \text{ A} \quad (3.17)$$

In cui i_{LRMS} è stata calcolata tramite la (3.18).

$$i_{LRMS} = \frac{P_{in}}{2V_{in}} = 1.40 \text{ A} \quad (3.18)$$

In particolare, si dovrà dimensionare il nucleo ferromagnetico in modo che si minimizzino sia le potenze perse per isteresi sia la variazione del coefficiente di autoinduzione (permeabilità magnetica costante), in tutte le condizioni di carico. Il materiale ferromagnetico “-2” della Micrometals è quello che meglio risponde alle nostre specifiche di progetto. Inoltre, tramite l'ausilio di un software dedicato, messo a disposizione dalla Micrometals, è possibile dimensionare con precisione i due induttori del convertitore PFC in esame.

In base alle caratteristiche dei materiali e in base agli ingombri del nucleo magnetico, si è deciso di optare per un nucleo T157-2. In particolare in Tabella 3.2 vengono riportati i principali parametri caratteristici dei due induttori.

Utilizzando tale valore si ottiene un valore picco-picco ed un ripple di corrente sull'induttore, come espresso in (3.19).

Tabella 3.2

Parametri Induttore	Valore	Unità
Induttanza	900	μH
Nucleo	T157-2	-
N. Nuclei	2	-
Diametro interno	24.1	mm
Diametro esterno	39.9	mm
Altezza	14.5	mm
N. Spire	180	-
Sezione conduttore	1,038	mm^2
Lunghezza avvolgimento	14.55	m
Resistenza	0.399	Ω
Potenza dissipata nel nucleo	0.294	W

$$\Delta I_L = \frac{\sqrt{2}V_{in_min} \alpha_{max}}{L f_s} = 0.93 \text{ A} \quad (3.19)$$

$$\hat{i}_L = \sqrt{2}i_{L,RMS} + \frac{\Delta I_L}{2} = 2.45 \text{ A}$$

Inoltre ne conseguirà che l'oscillazione massima della corrente rispetto alla massima corrente efficace circolante sull'induttore sarà pari a:

$$r = \frac{\Delta I_L}{i_{L,RMS}} = 0.66 \quad (3.20)$$

Ottenere valori più piccoli di r significa avere pesi e volumi degli induttori maggiori, mentre con valori più piccoli andremmo a stressare maggiormente i condensatori di filtro.

La corrente efficace circolante negli avvolgimenti dell'induttore porterà ad una inevitabile dissipazione di potenza per effetto joule. Nota la resistenza degli avvolgimenti $r_L=0.399 \Omega$, tale aliquota di potenza persa risulterà essere pari alla (3.21).

$$P_{J,L} = r_L i_{L,RMS}^2 = 0.79 \text{ W} \quad (3.21)$$

Si deve tener conto che nell'efficienza totale tale contributo di perdita andrà raddoppiato vista la presenza di due induttori.

3.4.3 Diodo

Per questo progetto si è deciso di utilizzare i diodi in carburo di silicio, viste le loro elevate tensioni di blocco e la quasi totale assenza di reverse recovery. Il dimensionamento di tali componenti potrebbe essere alquanto complessa vista l'evoluzione della corrente mostrata in Figura 3.17. Ne consegue che il calcolo della corrente efficace per gli interruttori di potenza e per il diodo potrebbe risultare alquanto complessa. Infatti, tali componenti sono funzioni del duty cycle che a sua volta è una funzione del modulo della tensione di ingresso al convertitore.

Un calcolo di tale grandezza può essere effettuato tramite la seguente trattazione. Considerando un componente Y qualsiasi, la sua corrente efficace su un periodo delle grandezze di linea sarà calcolabile tramite la relazione seguente:

$$i_{Y,RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_Y^2(\alpha) dt} \quad (3.22)$$

Tale corrente può essere a sua volta divisa come la sommatoria degli integrali su un periodo di commutazione.

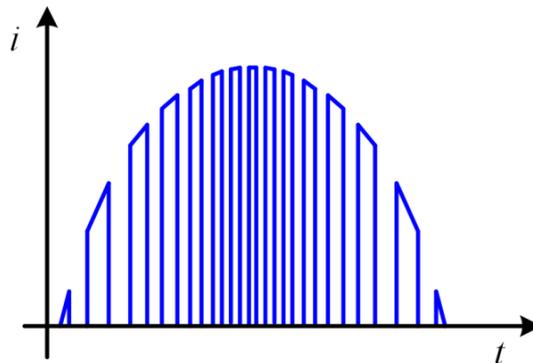


Figura 3.17 Rappresentazione approssimata della corrente su interruttore o diodo di potenza.

$$i_{Y_{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{T} T_S \sum_{n=1}^{T/T_S} \frac{1}{T_S} \int_{(n-1)T_S}^{nT_S} i_Y^2(\alpha) dt} \quad (3.23)$$

Dato che il periodo di commutazione risulta essere notevolmente più piccolo di quello di linea è possibile arrivare alla seguente approssimazione [6].

$$i_{Y_{RMS}} \cong \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \frac{1}{T_S} \int_t^{t+T_S} i_Y^2(\tau) d\tau dt} \quad (3.24)$$

In particolare nel diodo il valore quadratico della corrente sarà pari a:

$$i_d^2 = (1-\alpha) \left(i_L^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right) \quad (3.25)$$

Di conseguenza, applicando la (3.24) alla corrente che scorre su ogni singolo diodo (vedasi Figura 3.17), si arriva alla seguente espressione del valore efficace della corrente calcolata su un periodo della corrente di linea.

$$i_{D_{RMS}} = \sqrt{\frac{V_{in}}{\bar{V}_0} \left[\frac{2\sqrt{2}I_{in}^2}{3\pi} + \frac{V_{in}^2}{L^2 f_S^2} \left[\frac{16V_{in}^2}{45\pi\bar{V}_0^2} - \frac{V_{in}}{9\bar{V}_0} + \frac{2\sqrt{2}}{9\pi} \right] \right]} = 1.04 A \quad (3.26)$$

La corrente media circolante sullo stesso componente, potrà essere calcolata come in (3.27).

$$\bar{i}_D = \frac{P_0}{2\bar{V}_0} = 0.625 A \quad (3.27)$$

Mentre, la corrente massima risulta uguale alla (3.19), calcolata precedentemente per l'induttore.

La tensione inversa che dovrà sopportare tale componente sarà pari alla massima tensione di uscita del convertitore, a cui verrà applicato un fattore di sicurezza pari a 1,3. Ne consegue che il diodo dovrà sopportare una tensione inversa ripetitiva di 520 V.

Da una attenta analisi dei componenti presenti sul mercato il diodo C3D03060A della CREE risponde pienamente alle specifiche di progetto; in Tabella 3.3. sono riportati i parametri più significativi del componente scelto estratti dai data sheet forniti dal costruttore.

La conoscenza della tensione di soglia w_D e della resistenza parassita r_D ci permette di stimare la potenza dissipata su tale componente, questa sarà pari a:

Tabella 3.3

Parametri Diodo	Valore	Unità
modello	C3D03060A	-
Contenitore	T0220	-
Massima tensione inversa ripetitiva	600	V
Corrente continua	3	A
Corrente di picco ripetitiva	13.5	A
Resistenza giunzione case (R_{jc})	2.8	°C/W
Resistenza (r_D)	195	mΩ
Tensione di soglia (w_D)	0.9	V
Capacità parassita	12	pF

$$P_D = w_D \bar{i}_D + r_D i_{DRMS}^2 = 0.775 \text{ W} \quad (3.28)$$

Ponendo in conto il piccolo reverse recovery si otterrà una potenza totalmente dissipata di:

$$P_{J,D} = 0.87 \text{ W} \quad (3.29)$$

Anch'essa, nella stima della potenza totalmente dissipata dal convertitore, andrà raddoppiata, vista la presenza di due diodi di potenza.

3.4.4 Interruttori elettronici di potenza

L'interruttore elettronico di potenza è uno dei componenti più importanti nei sistemi elettronici di conversione dell'energia ed in particolare nel PFC Interleaved. Infatti, la particolare sequenza di apertura e chiusura di questi dispositivi permette di ridurre notevolmente il ripple di corrente. Gli interruttori statici sono fonte di elevate perdite di potenze (conduzione e commutazione) e per tale motivo si è optato di utilizzare un MOSFET al carburo di silicio che rispetto ad un MOSFET in silicio tradizionale permette ridurre le perdite di potenza.

Un primo criterio di scelta dell'interruttore elettronico di potenza è legato alle sollecitazioni massime di corrente e tensione a cui tale componente sarà soggetto. Dalla (3.19) è possibile ottenere la corrente massima circolante su tale componente, mentre, ricordando che la corrente al quadrato circolate su tale dispositivi è pari a:

$$i_s^2 = \alpha \left(i_L^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right) \quad (3.30)$$

Applicando la (3.24) si otterrà la corrente efficace sull'interruttore elettronico di potenza, come riportato di seguito.

$$i_{SRMS} = \sqrt{\frac{I_{in}^2}{4} + \frac{V_{in}}{V_0} \left[-\frac{2\sqrt{2}I_{in}^2}{3\pi} + \frac{V_{in}}{L^2 f_s^2} \left[-\frac{16\sqrt{2}V_{in}^3}{45\pi V_0^2} + \frac{3V_{in}^2}{8V_0} - \frac{2\sqrt{2}V_{in}}{3\pi} + \frac{1}{12} \right] \right]} = 0.84 \text{ A} \quad (3.31)$$

La tensione massima applicabile ai capi di tale componente sarà pari alla massima tensione di uscita a cui verrà applicato un coefficiente di sicurezza pari a 1.3. Ne consegue che tale componente dovrà reggere una tensione massima di 520 V. Il MOSFET di potenza che soddisfa tali vincoli progettuali è il C2M0160120D al carburo di silicio della CREE; i principali parametri di tale interruttore sono riportati in Tabella 3.4.

Dai dati tabellati è possibile stimare la potenza totalmente dissipata su tale componente tramite la seguente somma di contributi.

$$P_S = P_{S(ON)} + P_{Sg(ON)} + P_{S(COSS)} + P_{S(COM)} \quad (3.32)$$

In cui $P_{S(ON)}$ è la potenza persa in conduzione, $P_{Sg(ON)}$ risulta essere la potenza dissipata sul gate del MOSFET, $P_{S(COSS)}$ è la potenza attribuibile alla scarica della capacità parassita dell'interruttore di potenza e infine la $P_{S(COM)}$ è la potenza dissipata in commutazione.

In particolare, la potenza dissipata sul gate è stimabile tramite la (3.33).

$$P_{Sg(ON)} = \frac{1}{2} Q_S V_{g(ON)} f_s = 0.034 \text{ W} \quad (3.33)$$

In cui Q_S è la carica totale che dev'essere fornita al gate del MOSFET, mentre $V_{g(ON)}$ è la tensione applicata al gate dell'interruttore di potenza.

Tabella 3.4

Parametri MOSFET	Valore	Unità
Modello	C2M0160120D	-
Contenitore	T0247	-
Massima tensione tra drain e source	1200	V
Corrente continua	12.5	A
Corrente di picco ripetitiva	40	A
Carica tra Gate e Source (Q_{GS})	7	nF
Carica tra Gate e Drain (Q_{GD})	14	nF
Carica tra totale di Gate (Q_G)	34	nF
Resistenza Gate (R_{Gint})	6.5	Ω
Tensione di plateau (V_{pl})	10	V
Resistenza giunzione ambiente (R_{ja})	40	$^{\circ}C/W$
Resistenza giunzione case (R_{jc})	1	$^{\circ}C/W$
Resistenza di conduzione (r_s)	250	m Ω
Capacità di uscita (C_{oss})	50	pF
Tensione di Threshold	2.6	V

L'aliquota di potenza persa, dovuta alla capacità parassita sarà pari a:

$$P_{S(COSS)} = \frac{1}{2} C_{OSS} \bar{V}_0^2 f_S = 0.40 \text{ W} \quad (3.34)$$

Inoltre, conoscendo la resistenza di conduzione del componente C2M0160120D (r_s) e dalla relazione introdotta in (3.35) è possibile ricavare la potenza dissipata in conduzione.

$$P_{S(ON)} = r_s i_{S,RMS}^2 = 0.176 \text{ W} \quad (3.35)$$

La potenza persa in commutazione sarà invece legata ai transistori della corrente e della tensione che sono legati alla polarizzazione del gate del MOSFET: resistenza di gate e caratteristiche del driver; infatti, la scelta di questi componenti influenza i tempi di commutazione e di conseguenza le relative potenze dissipate durante in Turn-ON e il Turn-OFF dell'interruttore elettronico. Per tale motivo come prima ipotesi si considerino come tempi di Turn-ON $t_{c(ON)}=39.5$ ns, mentre come tempo di Turn-OFF $t_{c(OFF)}=36,3$ ns. In particolare il calcolo di tali tempi verrà riportato successivamente nel paragrafo relativo al dimensionamento dei drivers. Riferendoci ai dati precedentemente introdotti, la potenza persa in commutazione, trascurando il contributo del reverse recovery del diodo, potrà essere agevolmente calcolata tramite la seguente relazione.

$$P_{S(COM)} = \frac{\sqrt{2} P_m \bar{V}_0}{2\pi V_{in}} (t_{c(ON)} + t_{c(OFF)}) f_S = 1.92 \text{ W} \quad (3.36)$$

La conoscenza di tutte le aliquote perse di potenza ci permette di conseguenza di calcolare la potenza totalmente dissipata sull'interruttore di potenza, questa sarà pari a:

$$P_{J,S} = P_{S(ON)} + P_{Sg(ON)} + P_{S(COSS)} + P_{S(COM)} = 2.53 \text{ W} \quad (3.37)$$

Tale potenza termica da dissipare, nel caso non venga previsto un dissipatore di calore, porterà la giunzione a lavorare ad una temperatura di 147.5 $^{\circ}C$, come riportato in (3.38).

$$T_j = R_{ja} P_{J,S} + T_a = 147.46 \text{ }^{\circ}C \quad (3.38)$$

La temperatura così calcolata è di poco inferiore alla temperatura massima di giunzione, dichiarata dal costruttore (150 $^{\circ}C$), per tale motivo dovrà essere utilizzato un opportuno

dissipatore di calore. Dato che il PFC Boost Interleaved è equipaggiato con due interruttori statici la perdita di potenza totale sarà di circa 5 W.

3.4.5 Dimensionamento termico

Il dimensionamento del dissipatore di calore è di fondamentale importanza per i dispositivi di potenza a semiconduttore, infatti, portare tali dispositivi a operare con elevate temperature di giunzione ne riduce l'affidabilità e, in caso di temperature oltre quelle consentite, si può arrivare alla rottura dei componenti stessi. I costruttori di tali dispositivi forniscono le temperature di giunzione massime a regime a cui può operare il dispositivo in esame. Per tale motivo il sistema di raffreddamento deve essere dimensionato in modo da limitare le temperature massime contenendole a valori di sicurezza durante il normale funzionamento del convertitore. Per ottenere un minore ingombro e costo si è scelto di posizionare il diodo e interruttore della stessa gamba su un unico dissipatore di calore. Ne consegue che il sistema di equazioni che descrive il modello termico a regime sarà il seguente:

$$\begin{cases} T_h - T_a = R_{ha} (P_{J,D} + P_{J,S}) \\ T_{j,S} - T_h = (R_{jc} + R_{ch}) P_{J,S} \end{cases} \quad (3.39)$$

In cui T_h è la temperatura del dissipatore, R_{ha} è la resistenza termica dissipatore ambiente, R_{ch} è la resistenza termica tra l'involucro del componente e il dissipatore di calore, infine R_{jc} è la resistenza termica tra la giunzione del dispositivo a semiconduttore e il suo involucro. Il circuito termico di interesse, rappresentante la connessione di diodo e interruttore di potenza sullo stesso dissipatore di calore è stato riportato in Figura 3.18.

Imponendo una temperatura massima di giunzione del MOSFET di $T_{j,S}=100$ °C, una temperatura ambiente di $T_a=40$ °C, una resistenza termica tra il case del componente e il dissipatore pari a $R_{ch}=0.5$ °C/W, dalla (3.39) si ottiene un valore teorico della resistenza termica dissipatore ambiente pari a 15.5 °C/W. Fra i modelli disponibili sul mercato è stato scelto il dissipatore WV-DT2-101E che presenta una resistenza termica $R_{ha}=8$ °C/W. Effettuando una verifica delle temperature di giunzione su diodo e interruttore elettronico di potenza tramite la (3.40), è possibile notare che le temperature raggiunte grazie al dissipatore di calore saranno pari a 71.34 °C per il MOSFET e 75.89 °C per il diodo di potenza.

$$T_{j,Y} = (R_{jc(Y)} + R_{ch}) P_{J,Y} + T_h \quad Y = S, D \quad (3.40)$$

Tali valori rientrano sia nei limiti massimi imposti dai costruttori che in quelli imposti precedentemente quindi il dissipatore scelto rispetta le specifiche di progetto.

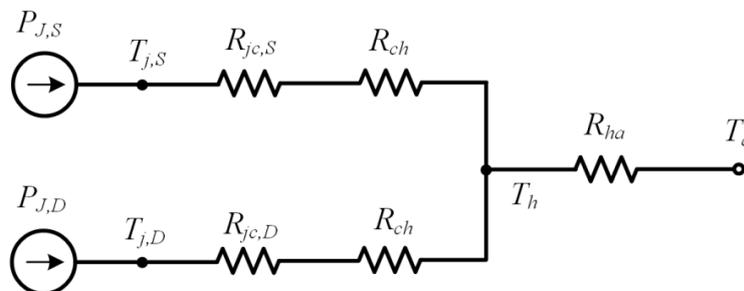


Figura 3.18 Circuito termico riguardante il diodo e interruttore elettronico di potenza montati su un unico dissipatore di calore.

3.4.6 Driver

Il segnale di comando inviato da un modulo FPGA non può essere applicato direttamente al gate del MOSFET di potenza, per tale motivo si deve prevedere sia un disaccoppiamento galvanico tra lo stadio di segnale e quello di potenza, che un driver per il comando dell'interruttore elettronico di potenza. Anche in questo caso, a seguito di una attenta analisi dei prodotti presenti sul mercato, è stato selezionato il driver ACPL-W346 della Avago Technologies. Questo dispositivo, integrando al suo interno un opto-isolatore capace di disaccoppiare in maniera efficace il circuito di controllo dal circuito di potenza, permette di ridurre la complessità e le dimensioni del circuito stampato del convertitore. Le principali caratteristiche di tale driver sono riassunte in Tabella 3.5.

Lo schema circuitale in Figura 3.19 mostra la corretta connessione di tale driver tra lo stadio di controllo e quello di potenza.

L'interfaccia tra l'FPGA e l'ingresso del driver sarà affidata ad un buffer invertente, in particolare il modello 7406. La resistenza R_f limita la corrente sul fotodiodo durante la sua conduzione, tale corrente, come raccomandato dal costruttore, deve stare tra i 7 mA e gli 11 mA. Imponendo quindi una corrente desiderata in conduzione di 9 mA e fissando la tensione di alimentazione $V_{CCf}=3.5$ V è possibile ricavare il valore di resistenza R_f desiderato, come in (3.41).

$$R_f = \frac{V_{CCf} - V_f}{I_{Drf}} = 200 \Omega \quad (3.41)$$

Tabella 3.5

Parametri Driver	Valore	Unità
Modello	ACPL-W346	-
Contenitore	SO-6	-
Massima corrente di picco	2.5	A
Minima corrente di picco	2	A
Tensione massima applicabile V_{CC}-GND	25	V
Range di corrente in ingresso al fotodiodo	7-11	mA
Massima di corrente in ingresso al fotodiodo	25	mA
Caduta di tensione sul fotodiodo con corrente di ingresso 9mA	1.5	V
Resistenza stato alto (R_{DR(L-H)})	2.3	Ω
Resistenza stato basso (R_{DR(H-L)})	0.8	Ω
Massima corrente assorbita su V_{CC}	4	mA
Tempo massimo di salita	30	ns
Tempo massimo di discesa	30	ns
Massima potenza dissipabile	500	mW
Resistenza giunzione ambiente (R_{ja})	80	°C/W
Temperatura massima di giunzione	125	°C

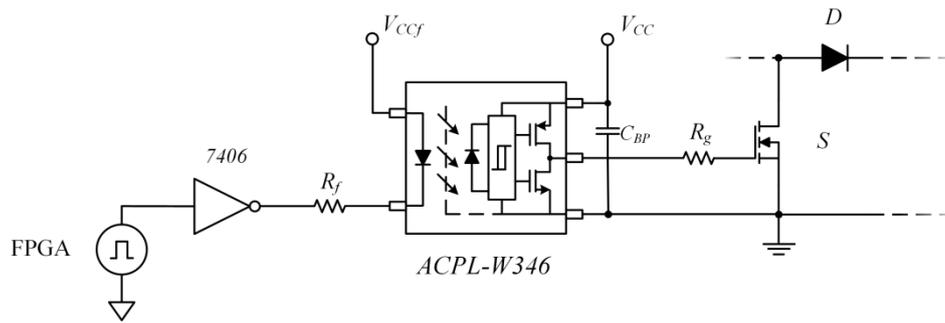


Figura 3.19 Schema circuitale dei circuiti di comando dei driver e del driver di comando dell'interruttore elettronico.

In cui w_f è la caduta di tensione sul fotodiiodo (1.5 V) mentre I_{Drf} è la corrente di conduzione del fotodiiodo (supposta pari a 9 mA). Il valore di resistenza ottenuto non è disponibile commercialmente, quindi è stato necessario scegliere tra i due valori vicini 180 Ω e 220 Ω . La scelta è ricaduta sulla resistenza di 180 Ω la quale, tramite la (3.41), limita la corrente circolante sul fotodiiodo a un valore pari a 9.72 mA. Ipotizzando un duty cycle di 0.5 è possibile affermare che una resistenza da 200 Ω , 250 mW, 5% di tolleranza è una scelta che soddisfa i limiti e le specifiche di progetto imposte sul lato di ingresso del driver di comando degli interruttori statici.

Il lato di uscita del driver sarà alimentato tramite una tensione V_{CC} pari a 20 V, in particolare si deve predisporre un condensatore di by-pass su tale alimentazione del driver di comando, capace di far fronte ai picchi di corrente richiesti durante la commutazione dell'interruttore. Tale specifica verrà assolta tramite il parallelo di due condensatori, un elettrolitico da 1 μF con un condensatore ceramico da 100 nF, entrambi caratterizzati da una tensione superiore a 30 V.

Un componente a cui si deve prestare notevole attenzione è la resistenza di polarizzazione di gate R_g ; tale componente andrà difatti ad influire sui tempi di commutazione del MOSFET di potenza e di conseguenza sul comportamento transitorio. Supponendo di voler far commutare l'interruttore in 37 ns, il driver dovrà fornire una corrente media di 0.57 A, calcolato tramite la seguente relazione.

$$I_g = \frac{Q_{GS} + Q_{GD}}{t_{sw}} = 0.568 \text{ A} \quad (3.42)$$

La resistenza totale da applicare al gate affinché questa commuti nei tempi voluti è riportata di seguito.

$$R_{gT} = \frac{V_{pl}}{I_g} = 17.62 \text{ } \Omega \quad (3.43)$$

Ne consegue che, mediando il valore della resistenza di conduzione e del driver durante lo stato alto e basso, è possibile ottenere la seguente resistenza di gate:

$$R_g = R_{gT} - R_{rint} - R_{dr} = 9.57 \text{ } \Omega \quad (3.44)$$

Il valore di resistenza commerciale più vicino a quello calcolato tramite la (3.44) è pari a 10 Ω . Sostituendo tale valore nella (3.44) con i rispettivi valori di resistenza di conduzione e del driver durante lo stato alto e basso è possibile, grazie alla (3.42), ottenere i tempi effettivi di commutazione dell'interruttore elettronico di potenza. Nello specifico, questi saranno pari a 39.48 ns per il Turn-ON e 36.33 ns per il Turn-OFF.

Nei primi istanti del Turn-ON e del Turn-OFF il driver dovrà fornire il picco di corrente massimo e minimo al gate del MOSFET. Tale picco di corrente è causato dalla repentina carica e scarica delle capacità di giunzione, inoltre il suo valore non dovrà superare i limiti massimi imposti dal

costruttore. La corrente di picco massima assorbita dal gate sarà calcolabile al Turn-OFF dell'interruttore, in tal caso la resistenza del driver presenterà il valore più basso (0.8 Ω). Di conseguenza tale grandezza sarà calcolabile tramite la seguente espressione.

$$\hat{I}_g = \frac{V_g}{R_{DR(H-L)} + R_{Gext} + R_{Gint}} = 1.15 \text{ A} \quad (3.45)$$

Tale espressione è ben sotto i 2 A massimi dichiarati dal costruttore i quali rappresentano il limite più stringente; la verifica del picco di corrente in Turn-ON saranno di conseguenza automaticamente verificati validando la scelta effettuata.

Ipotizzando che il valore di corrente massimo ricavato in (3.45) sia costante su tutto il periodo di Turn-ON e Turn-OFF sarà possibile ricavare la corrente efficace di gate. Tale corrente è pari a 86 mA, per tale motivo è possibile scegliere una resistenza di gate pari a 10 Ω , 125 mW, 5% di tolleranza.

La potenza dissipata da sul driver di comando degli interruttori sarà dato da due principali aliquote di potenza persa. La prima legata allo stadio di ingresso del fotodiodo, mentre la seconda attribuibile allo stadio di uscita del driver di comando. In particolare il primo termine di potenza sarà calcolabile tramite la seguente relazione.

$$P_{Drin} = \alpha w_f I_{Drf} = 7.3 \text{ mW} \quad (3.46)$$

Mentre il secondo termine sarà composto da quantità legate alle commutazioni, come indicato nelle seguenti espressioni.

$$P_{DrH} = \frac{Q_g V_g f_s R_{DR(L-H)}}{2(R_{DR(L-H)} + R_{Gext})} = 22.2 \text{ mW}$$

$$P_{DrL} = \frac{Q_g V_g f_s R_{DR(H-L)}}{2(R_{DR(H-L)} + R_{Gext})} = 21.5 \text{ mW} \quad (3.47)$$

Infine, il termine in (3.48) sarà legato al consumo degli ausiliari necessari per garantire il corretto funzionamento del drive stesso.

$$P_{DrCC} = V_{DrCC} I_{DrCC} = 80 \text{ mW} \quad (3.48)$$

Ne consegue che la totale potenza dissipata al lato uscita sarà pari a:

$$P_{Dr0} = P_{DrCC} + P_{DrH} + P_{DrL} = 123.7 \text{ mW} \quad (3.49)$$

Mentre, la potenza totalmente dissipata dal driver sarà di conseguenza la somma delle due potenze totalmente dissipate sul fotodiodo e in uscita dal driver, come in (3.50).

$$P_{Dr} = P_{Drin} + P_{Dr0} = 131 \text{ mW} \quad (3.50)$$

Tale valore è abbondantemente al di sotto dei 500 mW dichiarati dal costruttore come limite massimo di potenza dissipabile dal dispositivo. Inoltre riferendoci al circuito termico mostrato in Figura 3.20.

Supponendo una temperatura ambiente di 40 °C potremmo stimare la temperatura di

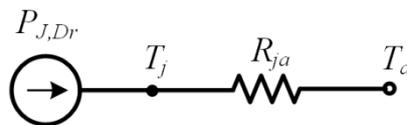


Figura 3.20 Circuito termico riguardante il driver di comando degli interruttori elettronici di potenza.

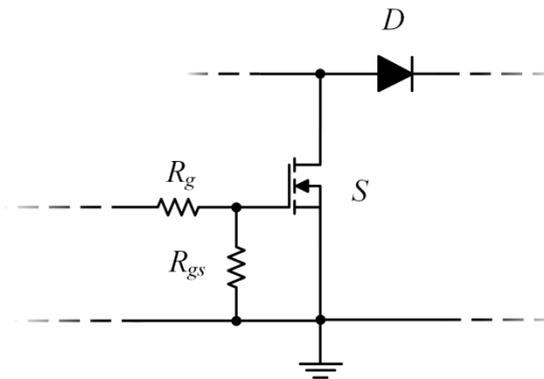


Figura 3.21 Schema circuitale concernente il gate dell'interruttore elettronico di potenza.

giunzione del dispositivo integrato tramite la seguente espressione.

$$T_j = R_{ja} P_{J,Dr} + T_a = 50.48 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (3.51)$$

Tale temperatura risulta abbondantemente sotto i 125 °C massimi dichiarati dal costruttore.

In particolare per vincolare il potenziale di gate durante lo stato di OFF dell'interruttore si dovrà inserire una resistenza di 10 kΩ tra gate e source del MOSFET, come la resistenza R_{gs} riportata in Figura 3.21.

La potenza dissipata da tale resistenza potrà essere facilmente calcolata tramite la (3.52).

$$P_{R_{gs}} = \frac{V_g^2}{R_{gs}} = 40 \text{ mW} \quad (3.52)$$

Per tale motivo è stata scelta una resistenza da 10 kΩ, 125 mW, 5% di tolleranza.

3.4.7 Condensatori di filtro

I principali condensatori di filtro saranno posizionati a valle del ponte (C_{in}) e poco prima dei morsetti di uscita, come mostrato in Figura 3.22.

In particolare il primo ha il compito di filtrare il solo ripple di corrente in alta frequenza presente in ingresso, mentre il secondo avrà il compito di filtrare sia la componente in alta frequenza che quella in bassa frequenza della corrente di uscita.

Imponendo, un ripple sulla tensione di ingresso pari al 6% sarà possibile stimare la taglia dei condensatori in ingresso tramite la seguente relazione semplificata.

$$C_{in} = \frac{\Delta I_{in}}{8 f_{sw} \Delta V_{in}} = 28.18 \text{ nF} \quad (3.53)$$

Il valore di capacità commerciale sarà pari a 33 nF tecnologia "film capacitor" con tensione massima 275 V. I dati caratteristici del condensatore scelto sono riportati nella Tabella 3.6.

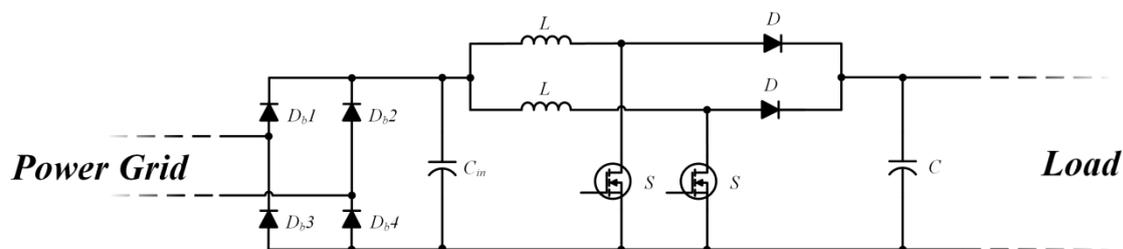


Figura 3.22 Schema circuitale del convertitore PFC Boost Interleaved.

Tabella 3.6

Parametri condensatore di ingresso	Valore	Unità
Modello	890324025006CS	-
Capacità	33	nF
Tensione nominale	270	V
Resistenza a 200 kHz (r_C)	12.05	Ω
Lunghezza	18	mm
Profondità	5	mm
Altezza	11	mm
Tolleranza	$\pm 10\%$	-

Il valore della corrente efficace sul condensatore sarà pari a:

$$i_{Cin_RMS} = \frac{\Delta I_{in}}{\sqrt{12}} = 171 \text{ mA} \quad (3.54)$$

La potenza totalmente dissipata potrà quindi essere calcolata tramite la seguente relazione.

$$P_{J,Cin} = r_{Cin} i_{CinRMS}^2 = 356 \text{ mW} \quad (3.55)$$

I condensatori in uscita, diversamente da quelli di ingresso, dovranno filtrare sia una componenti in alta che in bassa frequenza. Imponendo una oscillazione massima di tensione in uscita pari al 7% della tensione di uscita e applicando un fattore di sicurezza di 1.3 sul valore di capacità, è possibile stimare il valore di capacità di uscita come riportato di seguito.

$$C = 1.3 \frac{P_0}{2\pi f_{line} \Delta V_0 \bar{V}_0^2} = 185 \text{ } \mu\text{F} \quad (3.56)$$

La componente di corrente in bassa frequenza che andrà ad interessare i condensatori di filtro in uscita sarà pari a:

$$i_{C_L} = \frac{P_0}{V_0} \cos 2\omega t \quad (3.57)$$

Ne consegue che il valore efficace della corrente cui saranno soggetti tali componenti sarà pari alla (3.58).

$$i_{C_L_RMS} = \frac{P_0}{\sqrt{2}V_0} = 0.884 \text{ A} \quad (3.58)$$

Considerando il valore della tensione minima in uscita, corrispondente ad un duty cycle di 0.3, è possibile stimare la corrente di ripple in alta frequenza come riportato nell'equazione seguente.

$$i_{C_H_RMS} = \frac{I_{o_max}}{1-\alpha} \sqrt{\frac{\alpha(1-2\alpha)}{2}} = 0.394 \text{ A} \quad (3.59)$$

Visti i vincoli di progetto, si sono scelti due condensatori da 100 μF con codice commerciale 107CKS450MLAD e tensione massima di 450 V. Questi verranno connessi in parallelo in modo da raggiungere una capacità totale di 200 μF e soddisfare di conseguenza le specifiche di progetto. Le restanti caratteristiche principali di tale componente sono state riassunte in Tabella 3.7.

Dai dati riportati in tabella è possibile stimare la corrente efficace riportata totalmente a 100 Hz, calcolabile tramite la (3.60).

Tabella 3.7

Parametri condensatore di uscita	Valore	Unità
Modello	107CKS450MLAD	-
Capacità	100	μF
Tensione nominale	450	V
Resistenza a 120 Hz (r_C)	3.316	Ω
Massima corrente efficace a 120 Hz	640	mA
Moltiplicatore in frequenza f_M (100 kHz)	1.5	-
Diametro	18	mm
Altezza	40	mm
Tolleranza	$\pm 20\%$	-

$$i_{C_{RMS}} = \sqrt{i_{C-L}^2 + \left(\frac{i_{C-H}}{f_M}\right)^2} = 0.922 \text{ A} \quad (3.60)$$

In cui f_M rappresenta il moltiplicatore in frequenza relativo ai condensatori scelti. Dato che tale valore calcolato è inferiore alla somma della correnti efficaci dei due condensatori scelti (1.28 A), è possibile confermare che i condensatori scelti verificano le specifiche di progetto.

Ricordando che si stanno utilizzando due condensatori connessi in parallelo è possibile calcolare la potenza totalmente persa da questi componenti come in (3.61).

$$P_{J,C} = \frac{r_{C-L}}{2} i_{C_{RMS}}^2 = 1.41 \text{ W} \quad (3.61)$$

In conclusione si deve far notare che i condensatori scelti porteranno ad una oscillazione piccolo in uscita di 19.89 V corrispondenti ad un ripple sulla tensione di uscita pari allo 2.49%.

3.4.8 Limitazione della corrente di inserzione

All'inserzione in rete del convertitore di potenza viene assorbito una corrente impulsiva di valore elevato dovuta essenzialmente ai condensatori di filtro connessi in uscita. Tale corrente di inserzione può far saturare i due induttori e danneggiare i MOSFET e i diodi del convertitore Interleaved. Per tale motivo si deve prevedere un circuito di protezione che riduca la corrente di inserzione e allo stesso tempo protegga i componenti sensibili.

Un classico circuito di protezione è quello che prevede l'accoppiata di un termistore RT con un terzo diodo D_I che andrà a bypassare le due gambe del convertitore interleaved. Lo schema circuitale del convertitore equipaggiato con il circuito di protezione è mostrato in Figura 3.23.

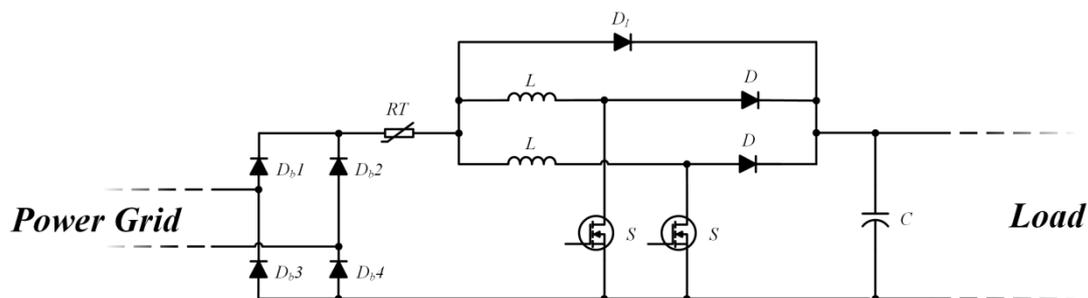


Figura 3.23 Schema circuitale del convertitore PFC Boost Interleaved con protezioni contro le correnti di inserzione.

Tabella 3.8

Parametri Termistore	Valore	Unità
Modello	CL-40	-
Resistenza a 25 °C	5	Ω
Temperatura massima	170	°C
Capacità massima supporta a 120 V	5200	μF
Capacità massima supporta a 240 V	1300	μF
Corrente nominale RMS	6	A

I componenti a cui tipicamente è affidato il compito di ridurre la corrente di inserzione sono i termistori, infatti questi ultimi presentano una resistenza che varia al variare della temperatura. In particolare i termistori mostrano ai loro terminali una resistenza elevata quando la loro temperatura è quella ambiente, mentre sono caratterizzati da un valore di resistenza notevolmente ridotta quando lavorano ad elevate temperature. In particolare il termistore CL-40 presenta una resistenza iniziale di 5 Ω a 25 °C, mentre presenterà una resistenza circa 300 mΩ con una corrente di regime pari a circa 2 A, alla sua temperatura di regime. I parametri caratteristici di tale componente sono riportati in Tabella 3.8.

Dalla tabella è facile constatare che la taglia dei capacitori di uscita (200 μF) rientra nei limiti massimi imposti dal costruttore del CL-40, il che lo rende adatto a proteggere i circuiti sensibile del convertitore in analisi. Dalla resistenza a 25 °C del termistore è possibile calcolare la corrente di picco massima presente all'avio del convertitore, in particolare il caso peggiore lo si ottiene connettendo il convertitore nell'istante in cui la tensione di rete è al suo massimo valore. Inoltre trascurando le altre resistenze sarà possibile ottenere la seguente corrente di picco.

$$\hat{I}_{irr} = \frac{\sqrt{2}V_{inmax}}{RT} = 68.45 A \quad (3.62)$$

Mentre, con il convertitore funzionante a massimo carico, tale termistore andrà a dissipare una potenza pari a:

$$P_{RT} = r_{RT} i_{LRMS}^2 = 1.18 W \quad (3.63)$$

Tale soluzione potrebbe portare a delle situazioni, a seguito di una temporanea interruzione della alimentazione, in cui il termistore presenta una temperatura tale per cui il componente non abbia ripristinato tutta la sua resistenza. Infatti, in mancanza della tensione di rete e nel caso il carico assorbisse costantemente la potenza massima, i condensatori di uscita si scaricherebbero in circa 64 ms. Una inserzione del convertitore in tale condizioni porterebbe ad una corrente di picco in ingresso estremamente elevata e probabilmente nociva per la circuiteria del PFC interleaved. Una soluzione tecnica che permette di risolvere tale problema è quella di inserire e disinserire il termistore tramite un relè. In tal modo il termistore avrà il tempo di raffreddarsi ripristinando di conseguenza la sua resistenza e rendendola disponibile in qualsiasi momento. Lo schema utilizzato è quindi quello presentato in Figura 3.24.

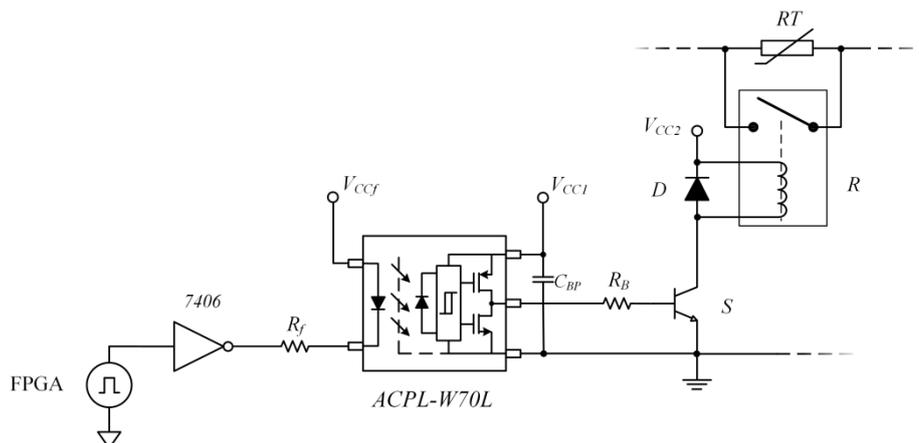


Figura 3.24 Schema circuitale del driver di comando del relè.

L'isolamento galvanico tra il blocco di potenza e quello di segnale si otterrà tramite degli optoisolatori che interfacciano il modulo FPGA con la circuiteria di controllo del relè. I dispositivi optoelettronici scelti sono gli ACPL-W70L-000E, i principali parametri di tale componente sono stati riportati in Tabella 3.9.

Dobbiamo assicurarci che, con una tensione applicata dal FPGA pari a 3.3 V, la corrente circolante nel diodo resti entro i valori massimi consentiti. Il valore massimo di corrente non superabile fornito dal costruttore è di 10 mA, mentre vengono raccomandati valori di normale utilizzo compresi tra 4 mA e 8 mA.

$$R_f = \frac{V_{CCf} - w_f}{I_f} = 257 \, \Omega \quad (3.64)$$

In cui la tensione di comando fornita dal FPGA è pari a $V_{CCf}=3.3$ V, la caduta sul fotodiode è invece pari a $w_f=1.5$ V e infine la corrente del fotodiode è stata imposta con valore uguale a $I_f=7$ mA. Per tale motivo si è scelto un valore commerciale di resistenza paria 270 Ω , 125 mW, 5% di tolleranza. Per far fronte ai picchi di corrente si deve connettere un capacitore di by-pass tra

Tabella 3.9

Parametri optoisolatore	Valore	Unità
Modello	ACPL-W70L-000E	-
Contenitore	SO-6	-
Tensione massima applicabile V_{CC-GND}	6	V
Range di corrente in ingresso al fotodiode	4-8	mA
Massima di corrente in ingresso al fotodiode	10	mA
Caduta di tensione sul fotodiode	1.5	V
Massima corrente assorbita su V_{CC}	6.5	mA
Tempo massimo di salita	3.5	ns
Tempo massimo di discesa	3.5	ns
Massima potenza dissipabile	600	mW
Temperatura massima di giunzione	125	°C

Tabella 3.10

Parametri relè	Valore	Unità
Modello	PCH-118D2H,000	-
Configurazione contatti	SPDT	-
Tensione bobina	18	V
Resistenza di contatto	100	mΩ
Corrente nominale	5	A
Resistenza di bobina	810	Ω
Tolleranza sulla resistenza di bobina	10%	-
Isolamento tra i contatti	750	V
Isolamento tra contatti e bobina	4	kV

alimentazione e massa di valore compreso tra 0.1 μF e 0.01 μF, è stato scelto di conseguenza un condensatore ceramico di 47 nF, 25 V.

Il relè scelto è il PCH-118D2H,000 le principali caratteristiche sono state riassunte in Tabella 3.10.

La massima corrente a regime che andrà a circolare sulla bobina sarà pari alla (3.65).

$$I_R = \frac{V_{CC1}}{R_{Bmin}} = 24.7 \text{ mA} \quad (3.65)$$

Dove con V_{CC1} si è indicato la tensione applicata alla bobina del relè, pari a 18 V, mentre con R_{Bmin} si è indicato la resistenza minima di bobina 729 Ω. Di conseguenza la potenza dissipata sul relè sarà 444.4 mW. L'apertura e la chiusura di tale relè dipenderà dallo stato del BJT, quest'ultimo sarà il BC547BZL1G, in Tabella 3.11 sono stati riportati i dati caratteristici di tale componente.

La corrente circolante sulla bobina rappresenterà anche la massima corrente di collettore del BJT, affinché ci si assicuri che tale componente vada in saturazione si deva garantire una corrente di base pari alla (3.66).

Tabella 3.11

Parametri BJT	Valore	Unità
Modello	BC547BZL1G	-
Contenitore	T0226	-
Massima tensione tra collettore ed emettitore	45	V
Corrente continua	100	mA
Tensione V_{CE} di saturazione a I_C 100mA	0.6	V
hfe minima	110	-
Resistenza giunzione ambiente (R_{ja})	200	°C/W
Resistenza giunzione case (R_{jc})	83	°C/W
Temperatura massima di giunzione	150	°C

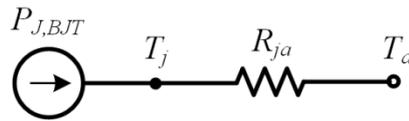


Figura 3.25 Circuito termico riguardante il BJT di comando del relè.

$$I_B = 5 \frac{I_C}{hfe_{min}} = 1.1 \text{ mA} \quad (3.66)$$

Dato che VCC2 sarà uguale a 5 V la resistenza di base che assicurerà tale corrente potrà essere calcolata dalla seguente relazione.

$$R_B = \frac{V_{CC2}}{I_B} = 4.45 \text{ k}\Omega \quad (3.67)$$

Si scegliere una di conseguenza una resistenza commerciale di 3.3 k Ω , 125 mW, 5% di tolleranza a cui corrisponderà una corrente di base di 1.5 mA e una potenza dissipata di 7.6 mW. Mentre la potenza totalmente dissipata dal BJT sarà pari a:

$$P_{BJT} = V_{BE} I_B + V_{CE} I_C = 15.7 \text{ mW} \quad (3.68)$$

Riferendoci al circuito termico mostrato in Figura 3.25. È possibile calcolare la temperatura di giunzione tramite all'espressione (3.69).

$$T_j = R_{ja} P_{J,Dr} + T_a = 43.14 \text{ }^\circ\text{C} \quad (3.69)$$

Dato che la temperatura è abbondantemente sotto il limite imposto dal costruttore è possibile per il BJT dissipare tale potenza direttamente per convezione in aria libera.

Il diodo di libera circolazione, rappresentato in Figura 3.24, avrà il compito di dissipare l'energia immagazzinata sull'induttanza della bobina, andando di conseguenza ad evitare una sovratensione all'apertura del BJT e quindi la possibile rottura del componente. Il diodo scelto è il 1N4004 i quali parametri fondamentali sono stati riassunti in Tabella 3.12.

L'utilizzo del relè andrà ad aumentare l'efficienza totale del convertitore rispetto alla soluzione che prevedeva il solo termistore. Infatti la resistenza massima tra i contatti di tele elemento è di 100 m Ω i quali andranno a dissipare una potenza calcolabile tramite la relazione (3.70).

$$P_R = r_R i_{LRMS}^2 = 0.79 \text{ W} \quad (3.70)$$

Tabella 3.12

Parametri Diodo	Valore	Unità
Modello	1N4004	-
Contenitore	DO-41	-
Massima tensione inversa ripetitiva	400	V
Corrente continua	1	A
Corrente di picco non ripetitiva	30	A
Resistenza giunzione ambiente (R_{ja})	100	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Resistenza (r_D)	300	m Ω
Tensione di soglia (w_D)	0.7	V
Capacità parassita	10	pF

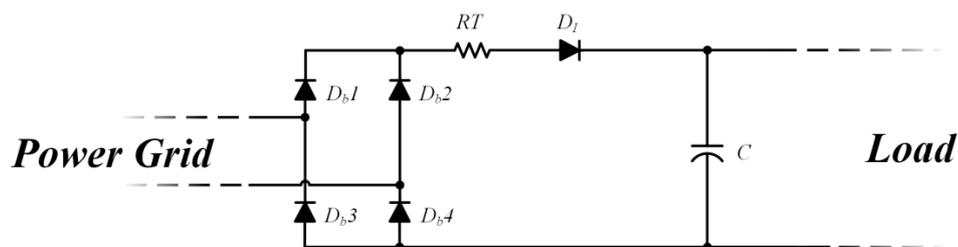


Figura 3.26 Schema circuitale del convertitore durante l'inserzione in rete.

Durante l'inserzione del convertitore in rete e, sino a quando i condensatori di uscita non saranno totalmente carichi, lo schema circuitale di riferimento sarà quello presentato in Figura 3.26.

Il diodo D_f dovrà di conseguenza sopportare una corrente impulsiva pari alla corrente massima espressa in (3.62). Il diodo FES-16JT della Fairchild presenta caratteristiche adatte a ricoprire tale compito e i dati caratteristici di tale componente a semiconduttore sono riportati in Tabella 3.13.

Tabella 3.13

Parametri Diodo	Valore	Unità
Modello	FES-16JT	-
Contenitore	T0220AC	-
Massima tensione inversa ripetitiva	600	V
Corrente continua	16	A
Corrente di picco non ripetitiva	250	A
Resistenza giunzione ambiente (R_{ja})	16	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
Resistenza (r_D)	125	$\text{m}\Omega$
Tensione di soglia (w_D)	0.5	V
Capacità parassita	145	pF

Dalla tabella è facile affermare che il diodo scelto è capace di resistere a tale corrente impulsiva, per tale motivo soddisfa i requisiti di progetto precedentemente imposti.

3.4.9 Protezione dai cortocircuiti

Nel caso si presenti un cortocircuito a valle del convertitore è bene inserire un circuito di protezione che protegga i componenti del convertitore, in particolare i componenti più costosi come quelli a semiconduttore. Si è quindi deciso di inserire un fusibile F in ingresso al convertitore, come mostrato in Figura 3.27.

Tale componente non deve intervenire ne per la normale corrente nominale assorbita dal convertitore, ne per la corrente di inserzione che caratterizza il convertitore all'avvio. La corrente

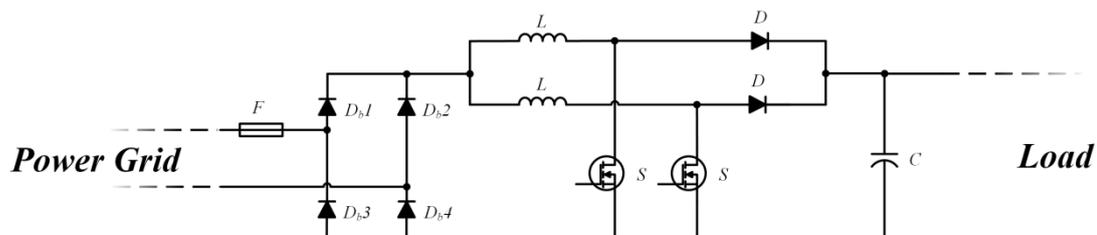


Figura 3.27 Schema circuitale convertitore del PFC con protezione dai cortocircuiti.

Tabella 3.14

Parametri fusibile	Valore	Unità
Modello	MCF05G-5A	-
Tipologia	rapido	-
Tensione nominale	250	V
Corrente nominale	5	A
I²t	42	A ² s
Resistenza	15	mΩ
Dimensioni	5×20	mm

nominale che andrà a circolare sul fusibile sarà pari a:

$$i_{inRMS} = \frac{P_{in}}{V_{in_min}} = 2,8 \text{ A} \quad (3.71)$$

Ipotizzando invece una corrente di picco di 68.5 A e che tale sovracorrente presenti un andamento triangolare con un tempo di estinzione totale pari a 6 ms, sarà possibile calcolare l'energia specifica passante associata a tale inserzione, come riportato di seguito.

$$i^2t = \int_0^t i^2 dt = 9,38 \text{ A}^2\text{s} \quad (3.72)$$

Viene quindi scelto un fusibile a cartuccia modello MCF05G-5A, le quali caratteristiche generali sono state riassunte in Tabella 3.14.

Come ultimo si dovrà aggiungere che su tale elemento andrà dissipata una potenza pari a 120 mW.

Tale fusibile verrà allocato in un porta fusibile a cartuccia del tipo FX0321. Questi elementi soddisfano a pieno le esigenze di progetto.

3.4.10 Protezione dalle sovratensioni

Durante il normale funzionamento di un convertitore elettronico di potenza connesso alla rete elettrica nazionale tale convertitore potrebbe essere soggetto a delle sovratensioni. Questi fenomeni elettrici sono generati, ad esempio, da dei transistori di commutazione dovuti a delle manovre sugli interruttori delle linee o da delle scariche atmosferiche che colpiscono direttamente gli elettrodotti o cadono in prossimità di essi inducendo, di conseguenza, una sovratensione sulla linea elettrica.

Tali sovratensioni possono danneggiare o distruggere i componenti del convertitore, per tale motivo è bene inserire tra i morsetti di ingresso un varistore col compito di ridurre in modo drastico tale sovratensione. In Figura 3.28 viene mostrato lo schema circuitale del convertitore

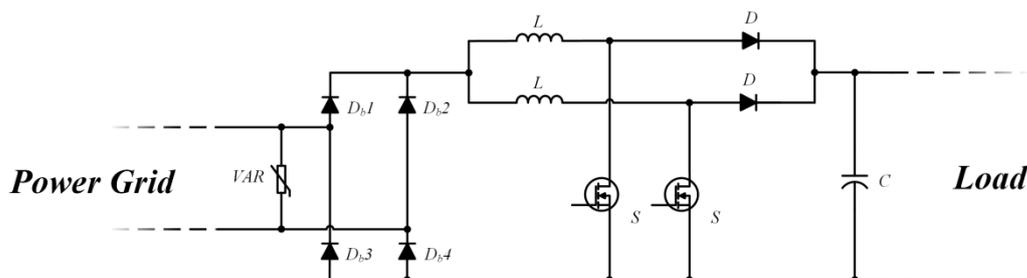


Figura 3.28 Schema circuitale convertitore del PFC con protezione dalle sovratensioni.

Tabella 3.15

Parametri Varistore	Valore	Unità
Modello	S10K275E2	-
Massima tensione AC	275	V
Massima tensione DC	350	V
Massima tensione di blocco	710	V
Corrente 8/20 μ s	2.5	kA

PFC con la connessione in ingresso del varistore. Tale compito verrà affidato al varistore S10K275E2 della EPCOS/TDK i quali parametri principali sono riportati nella Tabella 3.15.

Tale componente è quindi idoneo a ricoprire il compito assegnato.

3.4.11 Trasduttori di misura e conversione analogica digitale

Il controllo del convertitore e il trattamento dei dati utili, come il bilanciamento delle correnti sulle due gambe dell'interleaved, sarà affidato ad una FPGA. Per interfacciarla con il convertitore verranno utilizzate sei sonde di misura, questo richiede che i dati scambiati tra sonde ed FPGA siano in forma digitale con livello di tensione in uscita pari a 3.3 V. Gli ingressi delle sonde saranno di tipo analogico, per tale motivo i segnali alle sonde saranno inviate tramite dei trasduttori di misura che avranno il compito di adattare il livello delle grandezze misurate ad un livello accettabile dagli stadi di ingresso dei convertitori di misura.

Tali trasduttori saranno, degli shunt di corrente nel caso si stiano monitorando delle correnti e dei partitori di tensioni resistivi nel caso si stia trasducendo una tensione. Il posizionamento dei trasduttori di misura sul convertitore PFC interleaved è visibile in Figura 3.29. Da questa si nota che i trasduttori di tensione sono due, in particolare vanno a trasdurre sia la tensione raddrizzata dopo il ponte di diodi che quella in uscita. Gli shunt di corrente sono rappresentati da quattro resistenze, queste avranno il compito di trasdurre la corrente che le attraversa in una tensione che presenterà un valore accettabile dal convertitore di misura posto a valle. Le correnti misurate saranno le due correnti che attraversano gli induttori, la corrente sul carico e la corrente raddrizzata in ingresso [87].

3.4.11.1 Conversione analogica digitale

Le tensioni e le correnti trasdotte andranno convertite, dalle sonde ACPL-796J della Avago Technologies, in un segnale digitale che ricostruito dalla FPGA, verranno poi utilizzate per il controllo e per la diagnostica. Le sonde ACPL-796J operano tramite una conversione sigma-delta ricevendo in ingresso una tensione differenziale in un range di ± 200 mV (tensione massima a fondo scala ± 320 mV). In Figura 3.30 viene mostrato lo schema interno dell'integrato in questione; questo dispositivo presenta due ingressi analogici a cui connettere direttamente il

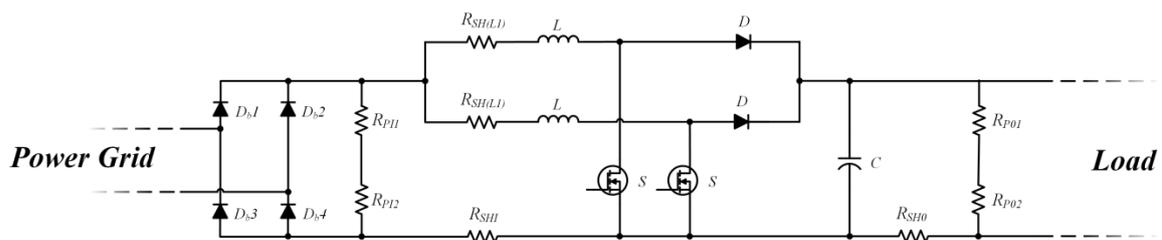


Figura 3.29 Schema circuitale convertitore del PFC con trasduttori di misura della corrente e della tensione.

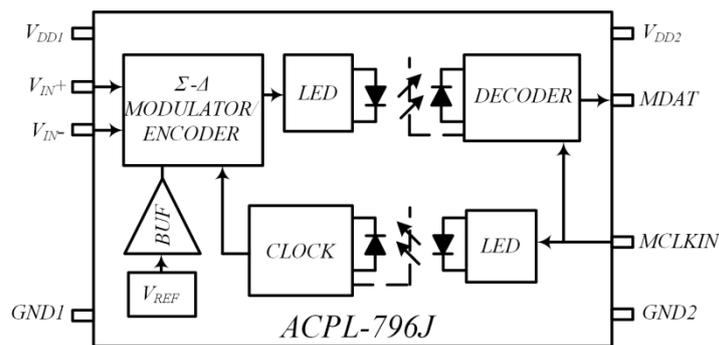


Figura 3.30 schema a blocchi di una sonda sigma-delta.

segnale differenziale di tensione e i pin per l'alimentazione a 5 V. Nel primo stadio avviene la conversione del segnale, il secondo stadio è invece separato galvanicamente dal primo, come mostrato in Figura 3.30. La tensione di picco massima per la quale è garantito l'isolamento galvanico tra il lato di ingresso e il lato di uscita è di 1140 V e inoltre, per garantire la separazione galvanica, tale sonda di corrente necessita di una seconda alimentazione indipendente dalla prima di 3.3 V; in questo modo il dato digitale è direttamente utilizzabile dall' FPGA. Oltre al segnale dei dati, per un corretto funzionamento deve essergli fornito il clock con frequenza massima di 20 MHz, questo sarà fornito dall'FPGA. I principali parametri di tale convertitore analogico digitale sono stati riportati in Tabella 3.16.

L'informazione utile del segnale acquisito in ingresso è contenuto nel flusso di dati digitali fornito in uscita dal convertitore, in particolare nella densità di zeri e di uno. Il segnale fornito all'FPGA è quindi un treno di onde quadre il quale duty cycle sarà proporzionale al segnale analogico in ingresso, come mostrato in Figura 3.31. In particolare, se il segnale analogico differenziale acquisito dal convertitore è idealmente pari a 0 V, si ha un output composto da un treno di impulsi binario con un duty cycle medio, nel periodo di acquisizione del segnale generato, che sarà pari al 50 %. Analogamente, se il segnale differenziale in ingresso alla sonda è pari al suo massimo valore di 200 mV, viene prodotto un treno d'impulsi binario che rimane alto per l'81.25 %, mentre per un segnale acquisito di -200 mV il segnale digitale nel periodo di acquisizione rimarrà basso per il restante 18.75% del tempo.

Tabella 3.16

Parametri convertitore A/D	Valore	Unità
Modello	ACPL-796J	-
Contenitore	SO-16	-
Alimentazione analogica	5	V
Alimentazione digitale	3-5	V
Range di tensione in ingresso	±200	mV
Fondo scala	±320	mV
Risoluzione	16	bit
Frequenza di Clock	5-20	MHz
Massima corrente I_{IN+}	25	μA
Assorbimento corrente lato analogico	14	mA
Massima corrente I_{IN+}	6	mA

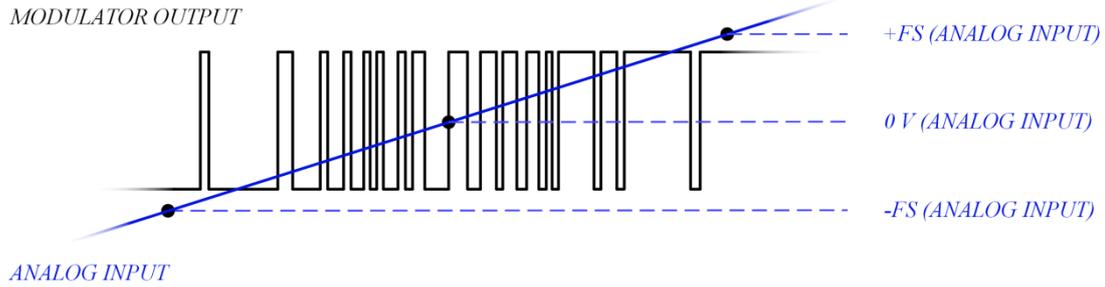


Figura 3.31 Rappresentazione del tipo di conversione analogico digitale fornita dalla sonda sigma-delta.

Nel caso il segnale analogico in ingresso raggiunga i valori di fondo scala si avrà in uscita un segnale sempre alto (+FS, 320 mV), o sempre basso (-FS, -320 mV). Per il disaccoppiamento delle alimentazioni viene prescritto l'utilizzo di due capacitori ceramici da 100 nF da connettere uno tra VDD1 e GND1 e il secondo tra VDD2 e GND2, in particolare questi dovranno essere posizionati il più vicino possibile ai pin di alimentazione.

3.4.11.2 Shunt di corrente

Gli shunt di corrente "resistivi" hanno il compito di convertire la corrente in una tensione proporzionale; il valore della resistenza degli shunt deve garantire che al valore massimo della corrente misurabile corrisponda una tensione che stia nel range di misura consigliato dal costruttore (± 200 mV). La tensione in uscita da tale trasduttore non potrà essere inviata direttamente al convertitore sigma delta, ma si dovrà prevedere un opportuno filtraggio capace di limitare le bande in frequenza del segnale e ripulirlo dall'eventuale rumore in alta frequenza. Il segnale così trattato potrà essere utilizzato dagli stadi di conversione a valle. Lo schema di conversione di una generica sonda di misura della corrente è mostrata in Figura 3.32, nella quale è visibile, lo shunt di corrente R_{SH} , il filtro RC composto dalla resistenza R_f e dal condensatore C_f e infine dal convertitore A/D sigma-delta.

Si deve evidenziare il fatto il sistema di trasduzione e misura delle correnti circolanti sui due induttori dovranno prevedere un'alimentazione flottante. Tale sistema garantirà che le sonde lavorino in sicurezza e non siano soggette a tensioni eccessive, di valore oltre il loro limite massimo imposto dal costruttore. Tali dati sono consultabili in Tabella 3.17.

Il dimensionamento dello shunt preposto a trasdurre la corrente in uscita dal convertitore, visto le affermazioni precedenti, dovrà partire dal calcolo della massima corrente in uscita al PFC.

$$I_0 = \frac{P_0}{V_{0min}} = 1.28 \text{ A} \quad (3.73)$$

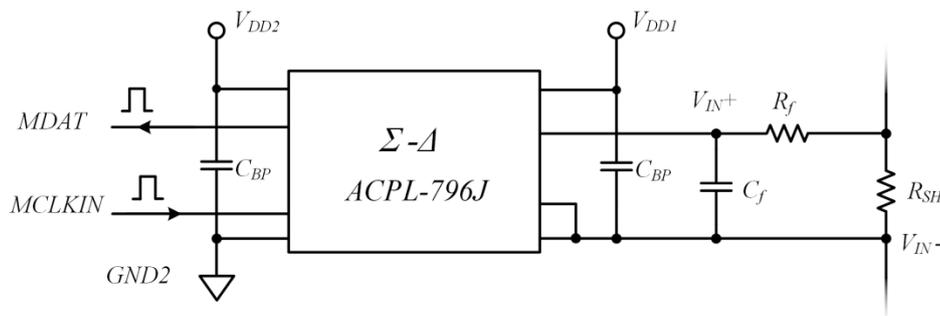


Figura 3.32 Schema circuitale del sistema di misura della corrente.

Tabella 3.17

Limiti massimi ACPL-796J	Valore	Unità
Tensione massima su V_{DD1} , V_{DD2}	-0.5÷6	V
Tensione massima su V_{IN+} , V_{IN-}	-2÷ $V_{DD1}+0.5$	V
Impulso di tensione, massimo 2s su V_{IN+} , V_{IN-}	-6÷ $V_{DD1}+0.5$	V
Alimentazione digitale sugli ingressi MCLKIN, MDAT	-0.5÷ $V_{DD2}+0.5$	V

Ricordando che la tensione differenziale in ingresso la convertitore A/D ($V_{IN+}-V_{IN-}$) deve essere imposta pari a 200 mV, il valore della resistenza di shunt da utilizzare sarà quindi calcolabile tramite la seguente relazione.

$$R_{SH0} = \frac{V_{IN+} - V_{IN-}}{I_0} = 156 \text{ m}\Omega \quad (3.74)$$

La potenza dissipata a regime da tale resistenza sarà pari a 0.256 W, per tale motivo è stata scelta la seguente resistenza commerciale CRL2512-FW-R150ELF i quali dati caratteristici sono stati riportati in Tabella 3.18.

Tale shunt di corrente sarà caratterizzato da una caduta di tensione massima pari a 192 mV e da una potenza dissipata ricavabile tramite la (3.75).

$$P_{SH0} = R_{SH0} I_0^2 = 247 \text{ mW} \quad (3.75)$$

La resistenza scelta soddisfa pienamente le specifiche di progetto.

Occorre anche dimensionare un opportuno “filtro passa basso” del primo ordine che attenui le componenti armoniche associate al ripple di corrente causato dalle commutazioni degli interruttori elettronici di potenza; quindi scelta una frequenza di taglio di 10 kHz e, imponendo una capacità di 10 nF, il valore di resistenza sarà agevolmente ricavata tramite la seguente relazione.

$$R_{fSH0} = \frac{1}{2\pi C_f f_{tSH0}} = 1.59 \text{ k}\Omega \quad (3.76)$$

Questo valore di resistenza è stato ottenuto connettendo in serie due resistenze uguali da 750 Ω , con potenza di 250 mW e tolleranza 1% tipo LR0204F750R; utilizzando questo valore commerciale si ottiene una frequenza di taglio a 10.6 kHz che abbiamo ritenuto accettabile.

Gli shunt che andranno a trasdurre la corrente dei due induttori saranno invece caratterizzati da una corrente di picco di 2.45 A come riportato in (3.19).

$$R_{SH(L1)} = \frac{V_{IN+} - V_{IN-}}{I_{Lmax}} = 81.6 \text{ m}\Omega \quad (3.77)$$

Tabella 3.18

Parametri resistenza di shunt della corrente in uscita	Valore	Unità
Modello	CRL2512-FW-R150ELF	-
Contenitore	2512	-
Resistenza	0.15	Ω
Potenza	1	W
Tolleranza	1%	-
Coefficiente di Temperatura	± 200	ppm/ $^{\circ}\text{C}$

Tabella 3.19

Parametri resistenza di shunt di corrente degli induttori	Valore	Unità
Modello	WSLP0805R0400FEA	-
Contenitore	2012	-
Resistenza	0.04	Ω
Potenza	0.5	W
Tolleranza	1%	-
Coefficiente di Temperatura	± 75	ppm/ $^{\circ}\text{C}$

Mentre, la potenza dissipata da tale resistenza sarà pari a:

$$P_{SH(LI)} = R_{SH(LI)} i_{LRMS}^2 = 158 \text{ mW} \quad (3.78)$$

Per tale motivo si è scelto di mettere in serie due resistenza del tipo WSLP0805R0400FEA le quali caratteristiche principali sono state riassunte in Tabella 3.19.

Queste, trasdurranno la massima corrente di picco sull'induttore in un massimo di 196 mV e andranno a dissipare una potenza pari a: 157.5 mW.

Allo stesso modo è possibile dimensionare la resistenza di shunt da porre in ingresso al convertitore PFC Boost interleaved.

$$R_{SHI} = \frac{V_{IN+} - V_{IN-}}{I_{inmax}} = 46.9 \text{ m}\Omega \quad (3.79)$$

Questa resistenza di shunt andrà a dissipare una potenza pari a:

$$P_{SHI} = R_{SHI} i_{in}^2 = 369 \text{ mW} \quad (3.80)$$

Per tale motivo è stata scelta una resistenza da 47 m Ω tipo WW25PR047FTL le quali caratteristiche generali sono state riportate in Tabella 3.20.

Visti i valori in tabella possiamo affermare che tale resistenza rispetta a pieno i vincoli imposti da progetto.

Per quanto riguarda il filtro connesso in uscita ai trasduttori di corrente degli induttori e in ingresso si vuole che tale componente preservi l'andamento caratteristico delle grandezze di misura che andranno a filtrare. Per tale motivo si fissa una frequenza di taglio di 10 MHz, inoltre si impone un capacità di filtro di 1 nF, ne consegue che il valore di resistenza sarà agevolmente ricavata tramite la seguente relazione.

Tabella 3.20

Parametri resistenza di shunt di corrente in ingresso	Valore	Unità
Modello	WW25PR047FTL	-
Contenitore	2512	-
Resistenza	0.047	Ω
Potenza	2	W
Tolleranza	1%	-
Coefficiente di Temperatura	± 150	ppm/ $^{\circ}\text{C}$

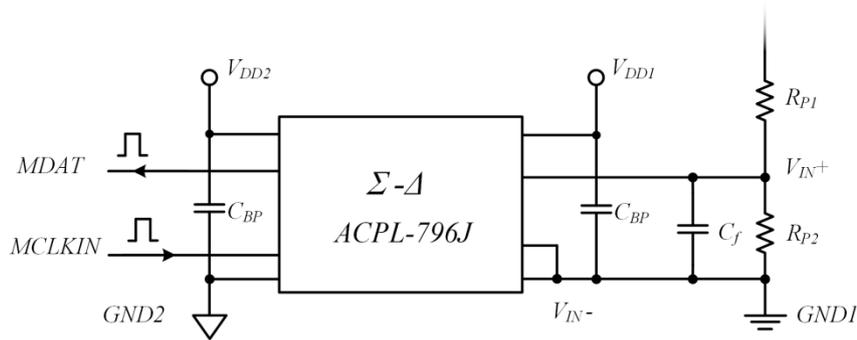


Figura 3.33 Schema circuitale del sistema di misura della tensione.

$$R_{fSH} = \frac{1}{2\pi C_f f_{iSH}} = 15.9 \Omega \quad (3.81)$$

Per tale motivo si è scelto di utilizzare una resistenza da 15 Ω, potenza 250 mW e tolleranza 1% tipo la quale porterà la frequenza di taglio a 10.6 MHz; valore accettabile per la nostra applicazione.

3.4.11.3 Partitore di tensione

La misura della tensione raddrizzata in ingresso e in uscita verrà ottenuta tramite un partitore resistivo, lo schema completo dei circuiti di trasduzione, filtraggio e conversione analogica digitale è mostrato in Figura 3.33.

Visto che il convertitore A/D assorbe una corrente di 25 μA, per una corretta misura della tensione, sia in ingresso che in uscita, si impone che sul partitore resistivo circoli almeno una corrente 100 volte maggiore rispetto a quella massima assorbita dal sistema di conversione A/D. Inoltre si deve ricordare che la tensione sulla resistenza bassa non potrà essere maggiore di 200 mV, come prescritto nei dati tecnici del convertitore ACPL-796J forniti dal costruttore. Ne consegue che è possibile calcolare la resistenza alta del partitore di uscita, tramite la (3.82).

$$R_{p01} = \frac{V_{0max} - V_{R_{p02}}}{I_{p0}} = 163.9 k\Omega \quad (3.82)$$

Visto il valore di resistenza trovato, si è scelto di mettere in serie due resistenze da 82 kΩ sulle quali verrà dissipata una potenza di 0.51 W. Di conseguenza la scelta è ricaduta sulla resistenza 352182KFT i quali dati principali sono mostrati in Tabella 3.21.

Tabella 3.21

Parametri resistenza partitore di tensione di uscita	Valore	Unità
Modello	352182KFT	-
Contenitore	6432	-
Resistenza	82	kΩ
Potenza	2	W
Tolleranza	1%	-
Coefficiente di Temperatura	±100	ppm/°C

Tabella 3.22

Parametri resistenza partitore di tensione di uscita	Valore	Unità
Modello	RCL061233R0FKEA	-
Contenitore	1632	-
Resistenza	33	Ω
Potenza	0.5	W
Tolleranza	1%	-
Coefficiente di Temperatura	± 100	ppm/ $^{\circ}$ C

Considerando le ipotesi fatte in precedente e, tenendo conto della massima corrente assorbita dallo stadio di conversione analogico digitale, si otterrà una corrente circolante sulla resistenza bassa pari a:

$$I_{p02} = I_{p0} - I_{A/D} = 2,475 \text{ mA} \quad (3.83)$$

Quindi, la resistenza bassa del partitore potrà essere calcolata come in (3.84).

$$R_{p02} = \frac{V_{IN+} - V_{IN-}}{I_{p02}} = 80.81 \Omega \quad (3.84)$$

Si è scelto per tale motivo di mettere due resistenze in serie, la prima da 33 Ω i quali dati caratteristici sono riportati in Tabella 3.22. La seconda resistenza presenterà un valore di 47 Ω tipo RCL061247R0FKEA da 0.5 W tolleranza 1%,i quali dati caratteristici sono stati riportati nella Tabella 3.23.

Anche in questo caso il segnale così trasdotto non andrà direttamente all'FPGA, ma dovrà essere prima condizionato attraverso un filtro passa basso. Il filtro in questione deve andare a tagliare tutte le componenti di rumore legate alle commutazioni e preservare quelle in bassa frequenza, di conseguenza si è fissata una frequenza di taglio di 1 kHz. Il corrispondente condensatore sarà quindi pari a:

$$C_{f0} = \frac{R_{p01} + R_{p02}}{R_{p01} R_{p02} 2\pi f_1} = 1.99 \mu F \quad (3.85)$$

La scelta ricade su due condensatori ceramici da 1 μF connessi in parallelo, i dati caratteristici di tali condensatori sono riportati in Tabella 3.24.

Tabella 3.23

Parametri resistenza partitore di tensione di uscita	Valore	Unità
Modello	RCL061247R0FKEA	-
Contenitore	1632	-
Resistenza	47	Ω
Potenza	0.5	W
Tolleranza	1%	-
Coefficiente di Temperatura	± 100	ppm/ $^{\circ}$ C

Tabella 3.24

Parametri condensatore di filtro	Valore	Unità
Modello	GRM31MR71E105JA01L	-
Contenitore	3216	-
Capacità	1	μF
Dielettrico	X7R	-
Tolleranza	5%	-
Tensione	25	V

Il partitore posto a valle del ponte di raddrizzamento della tensione di ingresso potrà essere dimensionato in modo analogo al precedente. Verrà infatti imposta che sul partitore circoli un corrente di almeno 2.5 mA e che la tensione presente sull'intero partitore risulti essere la tensione massima di ingresso. Invece, la tensione sulla resistenza bassa del partitore sarà fissata pari a 200 mV, come prescritto sul datasheet del convertitore sigma-delta. Di conseguenza si ottiene che:

$$R_{pl1} = \frac{\sqrt{2}V_{inmax} - V_{R_{pl2}}}{I_{pl}} = 136,8 \text{ k}\Omega \quad (3.86)$$

La scelta è quindi ricaduta su due resistenze da 68 k Ω da porre in serie per ottenere il valore di 136 k Ω , i parametri principali di queste resistenze sono state riportate in Tabella 3.25.

Dato che la corrente sulla resistenza bassa sarà pari a:

$$I_{pl2} = I_{pl} - I_{A/D} = 2,475 \text{ mA} \quad (3.87)$$

Otterremo che la resistenza R_{pl2} sarà calcolabile tramite la (3.88).

$$R_{pl2} = \frac{V_{IN+} - V_{IN-}}{I_{pl2}} = 80,81 \Omega \quad (3.88)$$

Visto che i valori di resistenza, tensione e potenza dissipata risultano essere totalmente identici al caso trattato in precedenza si andranno a scegliere le stesse resistenze scelte per il partitore resistivo posto in uscita. In particolare 33 Ω (RCL061233R0FKEA) e 47 Ω tipo RCL061247R0FKEA.

Tenendo sempre una frequenza di taglio di 1 kHz è possibile stimare il valore della capacità di filtro tramite la seguente relazione.

$$C_{fl} = \frac{R_{pl1} + R_{pl2}}{R_{pl1}R_{pl2}2\pi f_t} = 1,99 \mu\text{F} \quad (3.89)$$

Tabella 3.25

Parametri resistenza partitore di tensione di ingresso	Valore	Unità
Modello	352168KFT	-
Contenitore	6432	-
Resistenza	68	k Ω
Potenza	2	W
Tolleranza	1%	-
Coefficiente di Temperatura	± 100	ppm/ $^{\circ}\text{C}$

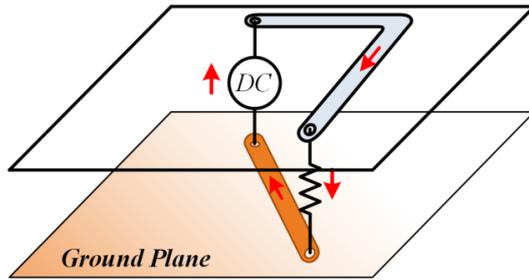


Figura 3.34 Circuito di richiusura della corrente sulle tracce del circuito stampato nel caso di una corrente continua.

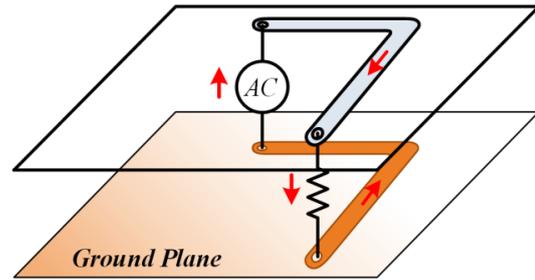


Figura 3.35 Circuito di richiusura della corrente sulle tracce del circuito stampato nel caso di una corrente alternata a elevata frequenza.

La scelta, come nel caso precedente, ricade due condensatori ceramici da $1 \mu\text{F}$, 25 V, 5% di tolleranza connessi in parallelo, del tipo GRM31MR71E105JA01L.

3.4.12 Layout circuitale

Il layout del circuito stampato con particolare riferimento ai piani di massa deve essere realizzato con particolare cura onde evitare problematiche di compatibilità elettromagnetica e consentire la corretta dissipazione di calore, minimizzando le impedenze dei diversi percorsi di richiusura per le correnti, come si vede in Figura 3.34 e Figura 3.35. Per le correnti continue si avrà una richiusura in linea retta, dato che questo è il percorso a minore resistenza (Figura 3.34), mentre ad elevata frequenza la corrente andrà a scegliere il percorso a minore impedenza, che come mostrato in Figura 3.35, sarà il percorso identico a quello di andata della corrente. Allontanarsi da queste condizioni ottimali porta ad un conseguente incremento delle cadute di tensione e potenze dissipate sulla board, inoltre in alta frequenze saranno responsabili di possibili spike in tensione e disturbi di tipo elettromagnetico.

Nella realizzazione del layout inerente al blocco di potenza si deve prestare particolare attenzione alle tracce critiche, sede di rapide variazioni di corrente. Queste, anche in presenza di una piccola induttanza parassita, possono portare a delle sovratensioni che potrebbero risultare eccessive per determinati componenti. In Figura 3.36 viene mostrata il percorso critico (tracce nel circuito stampato), riguardanti una delle due gambe nel quale vengono coinvolti interruttore e diodo di potenza. Per diminuire la sovratensione dovute alle rapide variazioni della corrente si deve cercare il più possibile di rendere i percorsi stampati sul circuito più corti possibile, creando tramite il GND un ritorno per tutte le componenti in corrente e avvicinando il più possibile il GND alle piste di potenza interessate [88],[89].

Visto ciò che è stato descritto in precedenza, gli elementi parassiti mostrati in Figura 3.36 saranno responsabili durante le commutazioni delle oscillazioni presenti nelle tensioni, ad esempio ai capi dello switch o in altri punti del circuito, compresa la tensione ai morsetti d'ingresso e uscita. Per ridurre tali problematiche è bene inserire tra la serie del diodo e

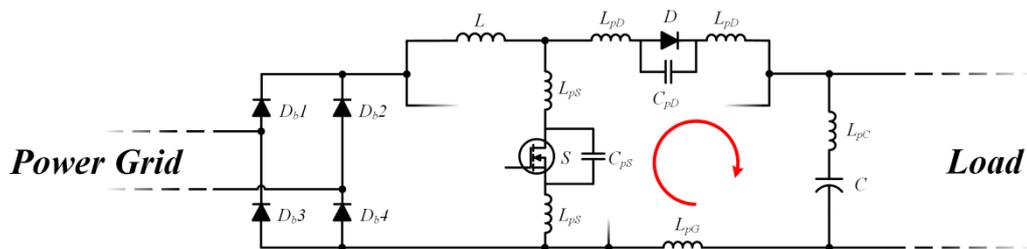


Figura 3.36 Schema circuitale del convertitore PFC con particolare del loop critico.

Tabella 3.26

Parametri condensatore di filtro	Valore	Unità
Modello	C1210V104KCRCTU	-
Contenitore	3225	-
Capacità	0.1	μF
Dielettrico	X7R	-
Tolleranza	10%	-
Tensione	500	V

dell'interruttore elettronico di potenza (il più vicino possibile a tali elementi) un condensatore ceramico da 100 nF, 500 V, come quello riportato in Tabella 3.26.

Un altro problema è legato alla resistenza serie e induttanza parassita del condensatore di filtro di uscita, non che a tutte le componenti parassite che caratterizzano le tracce che arrivano sino ai morsetti di uscita del convertitore. Tali componenti degradano la qualità della tensione d'uscita andando a introdurre su quest'ultima delle componenti ad elevata frequenza che possono portare a dei problemi agli stadi a valle.

Per ridurre tale effetto è bene connettere un condensatore a bassa impedenza il più vicino possibile ai terminali di uscita, una buona scelta di partenza è il condensatore presente in Tabella 3.27.

3.4.13 Connettori

La connessione del convertitore alla rete elettrica e in uscita al carico, non che dei segnali di comando e misura inviati e ricevuti dall'FPGA, saranno ottenuti tramite degli appositi connettori. Nello specifico la connessione alla rete elettrica di potenza sarà ottenuta tramite una presa IEC C14, 250 V, 15 A del tipo PX0575/15/PC. Mentre si sono scelti due connettori di uscita jack a banana tipo 108-0740-001 con corrente nominale 15 A. Sarà cura del progettista assicurare le dovute distanze di sicurezza tra i due connettori.

Le alimentazioni ausiliarie, come quelle relative ai convertitori A/D, ai driver di comando degli interruttori elettronici di potenza, degli opto-isolatori etc.. verranno fornite tramite una apposita board separata da quella del convertitore PFC interleaved. La connessione tra queste due board verrà assicurata tramite una classica morsettiera da PCB tipo 691211720002 della WURTH ELEKTRONIK. Il connettore che riguarda i segnali di comando degli interruttori di potenza e del relè inviati dall'FPGA sarà un classico board to board a pettine 2x10 tipo 2213S-20G, mentre per lo stadio di misura sarà scelto un secondo connettore 2x12 tipo 67996-124HLF.

Tabella 3.27

Parametri condensatore di filtro	Valore	Unità
Modello	ECQ-E6683JF	-
Capacità	68	nF
Dielettrico	Poliestere	-
Tolleranza	5%	-
Tensione	630	V

3.4.14 Rendimento del PFC Interleaved Bifase

La somma delle aliquote di potenza persa da tutti i componenti portano ad un totale di 16.99 W di potenza persa, ne consegue che la potenza attiva totalmente assorbita dalla rete elettrica sarà pari a 516.99 W. Da ciò è possibile ricavare il rendimento totale del convertitore come riportato dalla seguente espressione.

$$\eta = 100 \frac{P_o}{P_{in}} = 96.71 \% \quad (3.90)$$

Si nota come tale parametro sia superiore al limite imposto dalle specifiche di progetto, ciò rende concluso il dimensionamento di massima dello stadio di potenza del convertitore PFC Boost Interleaved Bifase.

3.4.15 Alimentazioni ausiliarie

Per alimentare tutti i dispositivi presenti nel convertitore elettronico di potenza presentato in precedenza, quali ad esempio driver di comando dei MOSFET, i convertitori sigma-delta, occorre utilizzare uno specifico sistema di alimentazione che presenti differenti livelli di tensione. Questo può essere ottenuto predisponendo, su un apposito circuito stampato, determinato numero di convertitori DC/DC sia che questi siano a commutazione o lineari.

Di conseguenza la board delle alimentazioni ausiliarie sarà equipaggiata sia con convertitori flyback, capaci di fornire le alimentazioni sospese a degli specifici componenti, che regolatori lineari per i restanti componenti. I regolatori lineari sono presenti sul mercato sia con tensione di uscita fissa che regolabile, in particolare in quest'ultimo caso la tensione in uscita può essere modificata agendo sul valore di alcune resistenze connesse solitamente al terminale di massa. Questo regolatore rappresenta una valida soluzione per la realizzazione di sistemi di alimentazione di bassa potenza. Inoltre, i regolatori lineari non consentono di realizzare la separazione galvanica tra ingresso e uscita, tale limite li rende inutilizzabili quando si richiedono differenti riferimenti di tensione. I convertitori DC-DC flyback, utilizzati nella PCB delle alimentazioni, hanno una tensione in uscita fissa e garantiscono una buona separazione galvanica tra ingresso e uscita, inoltre risultano essere più costosi dei regolatori lineari. L'alimentazione in continua e la separazione dalla rete elettrica verrà ottenuta tramite l'utilizzo di un trasformatore in bassa frequenza avente il primario a 230 V e secondario a 18 V, connesso ad un raddrizzatore a diodi non controllato con filtro di livellamento capacitivo di uscita. Quest'ultimo è stato dimensionato per avere in uscita una tensione continua di 24 V, con un ripple, nelle condizioni di pieno carico, pari al 4% del valore della tensione media [87].

3.4.15.1 Alimentazione 3.3V

I componenti che necessitano di una tensione continua di 3.3 V sono i lati digitali dei convertitori sigma-delta e tutti gli opto-isolatori dei driver di comando del relè e degli interruttori elettronici di potenza. In particolare, i convertitori A/D risultano essere sei ed ognuno di essi necessita di una alimentazione a 3.3 V con una corrente di circa 7 mA. Ne consegue che la potenza totale assorbita dalle sei ACPL-796J è di 138.6 mW. La somma delle potenze dissipate sugli stadi degli opto-isolatori sarà invece pari a: 25.1 mW. La potenza da fornire a tutti i componenti alimentati a 3.3 V potrà essere calcolato come riportato di seguito.

$$P_{3.3} = P_{\Sigma-A} + P_{opt} = 163.7 \text{ mW} \quad (3.91)$$

Tabella 3.28

Parametri Flyback 3.3V	Valore	Unità
Modello	IE2403S-H	-
Contenitore	SIP	-
Tensione di ingresso	21.6-26.4	V
Tensione di uscita	3.3	V
Potenza di uscita	1	W
Isolamento	3	kV

Dato che tali alimentazioni hanno bisogno anche di una alimentazione galvanicamente separata dalle restanti si è scelto l'alimentatore DC-DC IE2403S-H, le quali caratteristiche principali sono state riportate in Tabella 3.28.

I dati riportati in tabella confermano che l'alimentatore DC-DC scelto permette di alimentare tutti i carichi che necessitano di una alimentazione a 3.3 V.

3.4.15.2 Alimentazione 5V

I componenti che necessitano di una alimentazione di 5 V possono essere suddivisi in tre blocchi. I primi sono i blocchi analogici delle sonde sigma-delta che convertono i segnali degli shunt di corrente e dei partitori di tensioni in ingresso e uscita. A questi si aggiunge l'alimentazione per la base del BJT di comando del relè. I secondi riguardano il buffer di tensione 7406 e infine i convertitori A/D dei trasduttori di misura delle correnti nei due induttori. Questi tre macro blocchi avranno tutti bisogno di una alimentazione di 5 V, ma ognuno di essi viene richiesto l'utilizzo di un proprio riferimento di tensione. Per tale motivo verranno utilizzati tre alimentatori DC-DC flyback, garantendo così le differenti alimentazioni flottanti per ogni blocco di componenti a 5 V.

Nello specifico il buffer 7406 presenta sei uscite, di conseguenza potremo utilizzare un solo circuito integrato per interfacciare l'FPGA con gli opto-isolatori dei driver del relè e degli interruttori di potenza. Tale buffer assorbirà una corrente massima di 51 mA di conseguenza la potenza associata sarà di 255 mW.

Dato che ogni sonda sigma-delta assorbe sul lato analogico un massimo di 19 mA si avrà che le quattro sonde che vanno a monitorare le corrente in ingresso e in uscita dal convertitore più la potenza persa sulla base del BJT assorbiranno un totale di 381 mW. Mentre i due convertitori A/D che convertono la corrente sui due induttori andranno ad assorbire una potenza di 190 mW. Verranno quindi scelti tre convertitori DC-DC del tipo IE2405S-H della casa costruttrice XP POWER le quali caratteristiche principali sono state riportate in Tabella 3.29.

Tabella 3.29

Parametri Flyback 5V	Valore	Unità
Modello	IE2405S-H	-
Contenitore	SIP	-
Tensione di ingresso	21.6-26.4	V
Tensione di uscita	5	V
Potenza di uscita	1	W
Isolamento	3	kV

Tabella 3.30

Parametri alimentatore lineare fisso a 18 V	Valore	Unità
Modello	LM7818	-
Contenitore	T0220AB	-
Tensione di uscita	18	V
Range di tensione in ingresso	21-33	V
Corrente in uscita	1	A
Resistenza giunzione ambiente (R_{ja})	65	°C/W
Resistenza giunzione ambiente (R_{jc})	5	°C/W
Massima temperatura di giunzione	125	°C
Caduta di tensione minima tra ingresso e uscita	2	V

Tali componenti assicurano il livello di tensione richiesto e permettono di tenere separati i riferimenti in tensione dei tre blocchi di componenti precedentemente indicati.

3.4.15.3 Alimentazione 18V

La bobina del relè che andrà ad inserire ed disinserire il termistore necessita di una alimentazione a 18 V. Tale livello di tensione sarà ottenuto tramite il regolatore lineare LM7818, i cui dati caratteristici sono stati riportati in Tabella 3.30.

La potenza dissipata da tale componente sarà data dalla seguente relazione.

$$P_{Lin18} = \Delta V I_C = 148 \text{ mW} \quad (3.92)$$

In cui la ΔV è la differenza di tensione tra ingresso e uscita ed è pari a 6 V, mentre I_C è la corrente di collettore che circola sul BJT che aziona il relè. Tale componente ha bisogno di un condensatore da 330 nF in ingresso e da un 1 μ F in uscita.

La potenza termica che dovrà essere dissipata da tale componente porterà la giunzione a lavorare alla temperatura di circa 50 °C, come riportato di seguito.

$$T_j = R_{ja} P_{J, Lin18} + T_a = 49,63 \text{ °C} \quad (3.93)$$

Possiamo quindi affermare che tale componente rispetta i limiti imposti dal costruttore e allo stesso tempo soddisfa i requisiti imposti da progetto.

3.4.15.4 Alimentazione a 20V

I driver che comandano i due interruttori di potenza andranno ad assorbire una corrente totale di 12.5 mA e verranno alimentati a 20 V tramite un alimentatore lineare. Si è quindi scelto il regolatore lineare LM317T della FAIRCHILD SEMICONDUCTOR, i dati caratteristici di tale regolatore sono stati riportati in Tabella 3.31.

Tale alimentatore lineare ha bisogno di una rete resistiva i quali valori fissano la tensione di uscita, lo schema circuitale completo di tale alimentatore lineare è mostrato in Figura 3.37.

Le due capacità saranno pari a 100 nF per il condensatore connesso in ingresso e 1 μ F per il condensatore da connettere in uscita. Fissando la resistenza a $R_1 = 240 \Omega$ è possibile calcolare la resistenza R_2 che porterà la tensione V_o in uscita a 20 V. Tale resistenza può essere calcolata

Tabella 3.31

Parametri alimentatore lineare a 20 V	Valore	Unità
Modello	LM317T	-
Contenitore	T0220	-
Tensione di uscita	20	V
Range di tensione in ingresso	40	V
Corrente in uscita	1.5	A
Resistenza giunzione ambiente (R_{ja})	80	°C/W
Resistenza giunzione ambiente (R_{jc})	5	°C/W
Massima temperatura di giunzione	125	°C
Caduta di tensione minima tra ingresso e uscita	3	V

tramite la relazione (3.94), in cui V_{ref} è pari a 1.25 V e la corrente I_{adj} è uguale a 47 μ A.

$$R_2 = \frac{R_1 (V_o - V_{ref})}{V_{ref} + R_1 I_{adj}} = 3.57 \text{ k}\Omega \quad (3.94)$$

Si sono quindi scelte due resistenze da mettere in serie, la prima di 2.7 k Ω e la seconda da 820 Ω , entrambe da 250 mW, 1% di tolleranza, queste porteranno la tensione in uscita al regolatore ad un valore di 19.75 V. La potenza dissipata da tale componente sarà invece pari a:

$$P_{Lin20} = \Delta V I_{Dr} = 49.5 \text{ mW} \quad (3.95)$$

In cui la ΔV è la differenza di tensione tra ingresso e uscita ed è pari a 4 V, mentre I_{Dr} è la corrente assorbita dai due driver di comando degli interruttori elettronici di potenza. La temperatura di giunzione sarà quindi calcolabile tramite la seguente relazione.

$$T_j = R_{ja} P_{J, Lin20} + T_a = 43.96 \text{ }^\circ\text{C} \quad (3.96)$$

Tale valore è abbondantemente sotto la temperatura di giunzione massima.

3.4.15.5 Alimentatore AC-DC 230V-24V

La separazione galvanica dalla rete elettrica verrà ottenuta tramite l'utilizzo di un trasformatore in bassa frequenza avente il primario a 230 V e secondario a circa 18 V. Questo sarà connesso ad un raddrizzatore a diodi non controllato con filtro capacitivo di uscita fornirà la tensione continua a circa 24 V agli stadi DC-DC a valle, come mostrato nello schema circuitale in Figura 3.38.

Ipotizzando che i convertitori flyback lavorino con una efficienza minima pari al 60% è possibile stimare che il totale delle alimentazioni in continua debba assorbire una potenza pari a

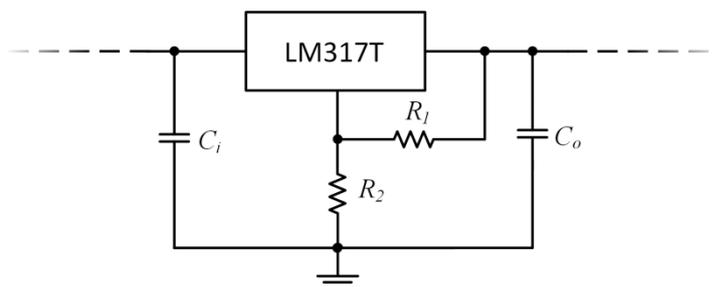


Figura 3.37 Schema circuitale dello stilizzatore lineare di tensione LM317T.

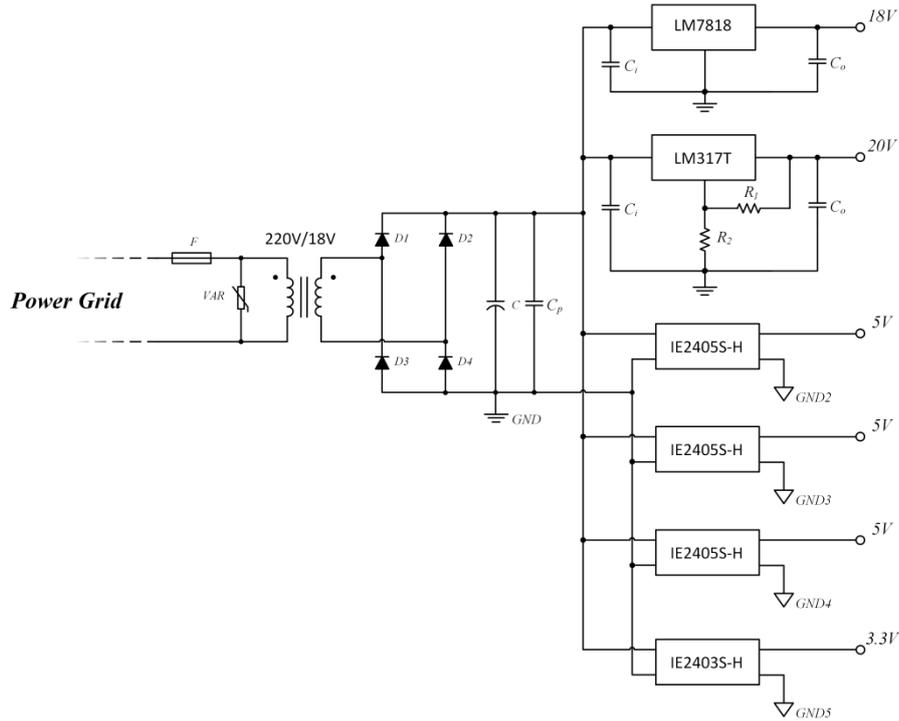


Figura 3.38 Schema circuitale della board delle alimentazioni ausiliarie.

2.52 W a cui corrisponde una corrente di 105 mA. I condensatori di filtro, imponendo un ripple sulla tensione di uscita del 4%, saranno calcolabili tramite la seguente espressione approssimata.

$$C = 1.3 \frac{I_o}{0.08 V_o 2 f_{line}} = 712 \mu F \quad (3.97)$$

Si è quindi scelto un condensatore elettrolitico da 1 mF, 50 V, 20% di tolleranza a cui verranno parallela-ti due condensatori in poliestere da 100 nF. Questi condensatori porteranno ad un ripple totale della tensione di uscita pari a 2.1%.

Il picco di corrente presente in linea sarà invece pari a:

$$\hat{I}_{lin} = \frac{I_o}{t_C f_{line}} = 2.2 A \quad (3.98)$$

Dove t_C rappresenta il tempo di carica dei condensatori il quale è stato calcolato tramite la (3.99).

$$t_C = \frac{T_{lin}}{4} - \frac{I}{2\pi f_{line}} \arcsin\left(\frac{V_{omin}}{V_{omax}}\right) = 0.92 ms \quad (3.99)$$

La corrente efficace che scorre sui condensatori di filtro sarà quindi pari a:

$$I_{CRMS} = I_o \sqrt{\frac{2}{3t_C f_{line}} - 1} = 386.8 mA \quad (3.100)$$

Il condensatore elettrolitico che soddisfa le specifiche è il MCGPR50V108M16X26.

Mentre, il ponte di diodi non controllato sarà caratterizzato da una corrente media \bar{I}_D ed efficace I_{DRMS} pari a:

Tabella 3.32

Parametri Ponte di diodi	Valore	Unità
Modello	DF04S	-
Contenitore	T0220AC	-
Massima tensione inversa ripetitiva	400	V
Corrente continua	1	A
Corrente di picco non ripetitiva	50	A
Resistenza giunzione ambiente (R_{ja})	40	°C/W
Resistenza (r_D)	400	mΩ
Tensione di soglia (w_D)	0.6	V
Capacità parassita	15	pF

$$\bar{I}_D = \frac{I_o}{2} = 53 \text{ mA} \quad (3.101)$$

$$I_{DRMS} = \frac{I_o}{\sqrt{3t_c f_{line}}} = 272 \text{ mA}$$

Si è quindi scelto il ponte di diodi DF04S che presenta una massima tensione inversa di 600V, e una corrente di conduzione continuativa di 1 A, i restanti parametri sono stati riportati in Tabella 3.32.

La potenza dissipata su tale componente sarà pari a 122.4 mW, la quale porterà la temperatura di giunzione a 44.89 °C, possiamo quindi affermare che tale componente rispetta i limiti di progetto imposti. Inoltre, dato che la potenza apparente calcolata è di 6.9 VA si è scelto un trasformatore 220V/18V, 10 VA tipo 44269 della Myrra.

La protezione dai cortocircuiti verrà effettuata tramite un fusibile ad azione rapida da 125 mA, 250 V. Mentre la relativa protezione dalle sovratensioni sarà garantita tramite il varistore S10K275E2 della EPCOS/TDK..

3.4.15.6 Connettori

La connessione alla rete elettrica e al convertitore PFC Boost Interleaved, saranno ottenuti tramite degli appositi connettori. Nello specifico la connessione alla rete elettrica di potenza sarà ottenuta tramite una presa IEC C14, 250 V, 15 A del tipo PX0575/15/PC. Le alimentazioni dei ausiliarie a: 20 V, 18 V, 5 V e 3.3 V presenteranno come terminali finali una morsettiere da PCB tipo 691211720002 della WURTH ELEKTRONIK.

3.5 Prove sperimentali su un PFC Interleaved Bifase

Viste le potenzialità e le caratteristiche attribuibili al PFC Interleaved Bifase, si è scelto di acquistarne alcuni esemplari sui quali effettuare dei test sperimentali atte a far emergere i vantaggi e gli svantaggi di tale soluzione circuitale. Le prove sono state condotte sia in termini di prestazioni energetiche, sia di problematiche legate al campo della compatibilità elettromagnetica. Le specifiche nominali del convertitore PFC Boost Interleaved utilizzato nei test sono state riportate in Tabella 3.33, mentre in Figura 3.39 è possibile vedere il convertitore elettronico di potenza utilizzato durante i test.

Nello Specifico, sulla base dei dati sperimentali ottenuti, sono stati presi come riferimento diversi indici di prestazione come il fattore di potenza (PF), il fattore di distorsione armonica totale

Tabella 3.33

	Value	Unit
Tensione di ingresso	230	V
Frequenza di rete	50	Hz
Tensione nominale di uscita	380	V
Potenza nominale di uscita	300	W
Frequenza di commutazione	200	kHz

(THD), il fattore di cresta Corrente (CCF) e l'efficienza totale del convertitore PFC interleaved. Inoltre, al fine di caratterizzare l-I-PFC-B dal punto di vista elettromagnetico, sono state condotte una serie di prove per la misura delle emissioni condotte. Questi ultimi sono stati effettuati in un appropriato laboratorio EMC in conformità alle norme internazionali [85],[86]. In particolare, la camera semi anecoica RF, utilizzata durante le prove e mostrata in Figura 3.40, presenta le dimensioni di 7,9 m x 4 m x 2,6 m. Questa è costituita da un involucro esterno in lamiera zincata, mentre pareti pavimento e soffitto sono ricoperti di piramidi in poliuretano e/o piastrelle di ferrite.

Tali materiali schermano la camera dal rumore presente all'esterno, mentre all'interno di essa vi è l'esistenza del solo campo elettromagnetico generato, ricreando in tal modo, uno spazio aperto. Ciò porta ad affermare che le prove EMC possono essere effettuate in conformità degli standard internazionali.

3.5.1 Performance test

Le prove di prestazione del I-PFC-B sono state effettuate con riferimento al set-up sperimentale illustrato in Figura 3.41. In particolare, tale convertitore AC-DC è dotato di un sistema di controllo integrato, che ha richiesto l'utilizzo di un computer per l'impostazione dei parametri del convertitore, e di un alimentatore di tensione in continua (EA-PS 3032- 20B), atto ad alimentare la scheda di controllo e tutti gli ausiliari del convertitore. Come mostrato in Figura 3.41, il convertitore viene alimentato direttamente dalla rete, mentre un carico elettronico (EA-EL 3400-25, 400 V, 400 W) è stato collegato ai terminali di uscita dell'I-PFC-B. Questo ne ha permesso la regolazione della potenza di uscita da 100 W a 300 W con un incremento di 10 W per volta.

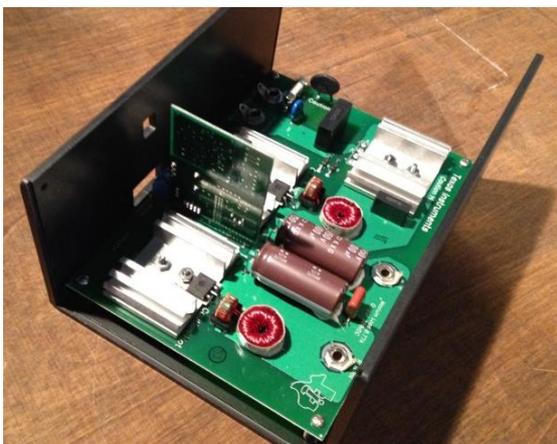


Figura 3.39 Prototipo di convertitore PFC Boost Interleaved utilizzato nei test.

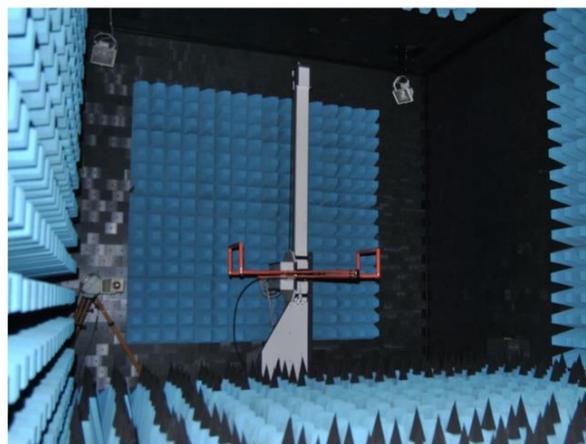


Figura 3.40 Camera semi anecoica RF.

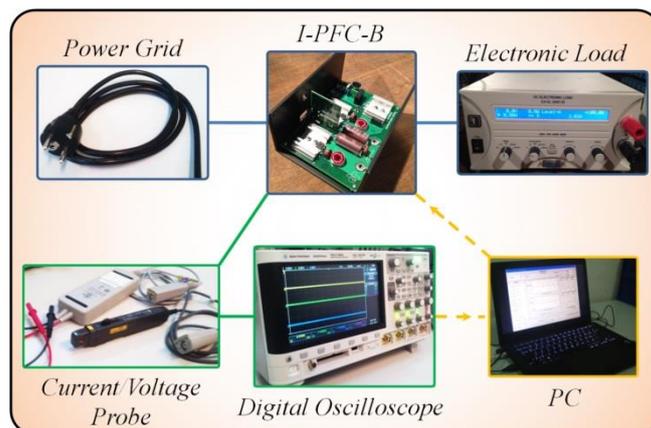


Figura 3.41 Set-up sperimentale utilizzato durante i test.

Le tensioni di ingresso ed uscita e le relative forme d'onda di corrente sono state acquisite attraverso un oscilloscopio digitale (Agilent MSOX3054A), mediante delle appropriate sonde di tensione e corrente (N2790A, N2791A e N2893A).

In prima analisi, viene mostrato in Figura 3.42 l'andamento della tensione e della corrente in ingresso al convertitore nel caso questo sia portato ad erogare la minima potenza (100 W), mentre in Figura 3.43 vengono mostrate le stesse grandezze, ma per una potenza erogata dal PFC pari alla nominale (300 W). Il confronto mostra chiaramente che a basso carico la forma d'onda di corrente presenta un maggiore contenuto armonico rispetto a quella ottenuta a massimo carico. Questo ha una diretta ripercussione su tutti gli indici di prestazione mostrati in seguito. Considerando il funzionamento a carico nominale (300 W), si nota un notevole miglioramento della forma d'onda di corrente, con una conseguente diminuzione del THD e incremento del PF rispetto al caso precedente.

Tuttavia, è opportuno notare che il contenuto armonico della corrente d'ingresso non supera mai i limiti imposti in [85], per tutto il range di carico imposto in uscita, come è possibile osservare in Figura 3.44.

Tra i più importanti indici di prestazione attribuibili ad un PFC si hanno il fattore di distorsione armonica totale e il fattore di potenza. Nello specifico il THD indica il peso del contenuto armonico delle correnti di ordine superiore al primo rispetto a quest'ultimo. Quindi, possiamo esprimere il THD come riportato in (3.102), indicando con I_1 i valori efficaci di prima armonica e con il pedice n il valore efficace della corrente di ordine n -esimo.

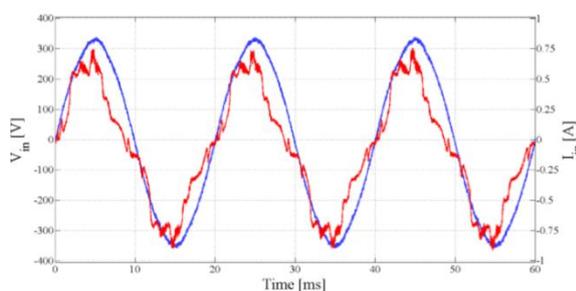


Figura 3.42 Evoluzioni della tensione (blu) e della corrente (rosso) in ingresso al FPC interleaved con carico pari a 100 W.

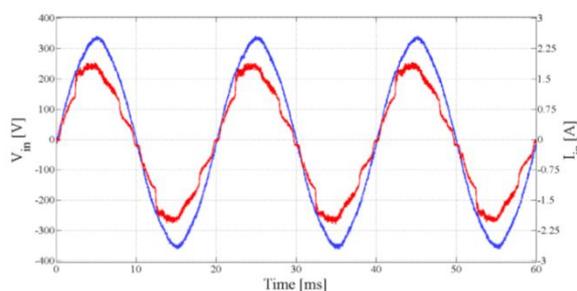


Figura 3.43 Evoluzioni della tensione (blu) e della corrente (rosso) in ingresso al FPC interleaved con carico pari a 300 W.

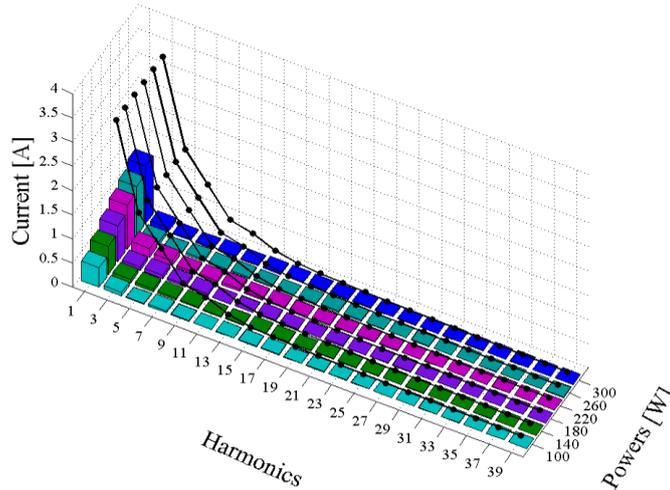


Figura 3.44 Confronto delle armoniche di corrente in ingresso a differenti carichi con i rispettivi limiti di norma.

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{40} I_n^2}}{I_1} \quad (3.102)$$

Il secondo indice di prestazione è il fattore di potenza e viene definito come (3.103)

$$PF = \frac{P_{IN}}{S_{IN}} \quad (3.103)$$

Dove P_{IN} e S_{IN} indicano le rispettive potenze attive e reattive assorbite dal convertitore. Nel nostro caso tale parametro può essere indicato come espresso di seguito.

$$PF = \cos \varphi_1 \frac{I}{\sqrt{1+THD^2}} \quad (3.104)$$

Dove φ_1 indica lo sfasamento tra la tensione, considerata perfettamente sinusoidale e la prima armonica di corrente. Ne risulta che, un convertitore PFC dovrebbe presentare fattori di potenza il più possibile vicino a uno, dovendo per sua natura, rappresentare il più possibile un carico di tipo puramente resistivo. L'esito dei test, riguardante tali parametri, è riportato in Figura 3.45. Si nota come valori di THD abbastanza bassi (circa 22%) sono raggiunti per un'ampia gamma di potenze di uscita, diventando accettabili (circa il 10%) solo per valori di potenza di uscita prossimi a quelli nominali. I dati relativi al PF rivelano valori elevati (più di 0.95) in un primo range di potenza in uscita, mentre si attestano a valori alquanto elevati (circa il 99%) a potenza nominale.

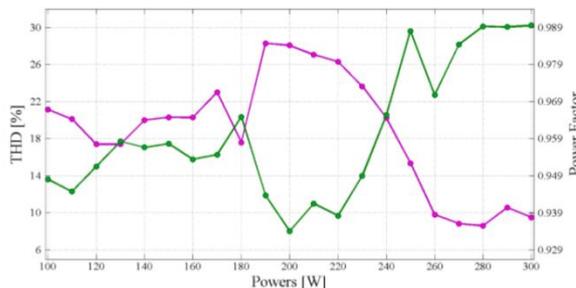


Figura 3.45 Evoluzioni THDi (viola) e del fattore di potenza (verde) al variare del carico.

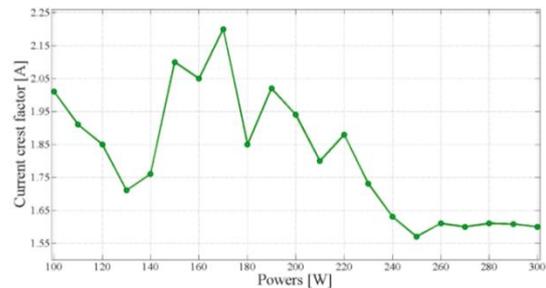


Figura 3.46 Evoluzione del fattore di cresta della corrente al variare del carico.

L'ultimo parametro fondamentale per un PFC è il fattore di cresta della corrente (CCF), tale indice, come indicato di seguito in (3.105), è il rapporto tra il valore di picco della corrente I_{pk} e il suo valore RMS I_{rms} . Da ciò se ne deduce che per un onda sinusoidale il CCF sarà pari a $\sqrt{2}$. Di conseguenza valori più bassi si verificano per le forme d'onda di corrente che presentano dei picchi prevalentemente piatti, mentre valori più alti di tale indice sono presenti in forme d'onda di corrente che presentano caratteristiche diametralmente opposte.

$$CCF = \frac{I_{pk}}{I_{rms}}. \quad (3.105)$$

Riferendoci ai risultati mostrati in Figura 3.46, è possibile trarre considerazioni del tutto analoghe a quelle precedenti, infatti il CCF presenta, per via di una forma d'onda di corrente prevalentemente allungata, valori di CCF elevati a bassa potenza. Invece, in corrispondenza del valore nominale di potenza si riscontrano valori più vicini a quelli riscontrabili in una corrente di forma sinusoidale.

Da questa prima analisi si deduce come questa topologia di AC-DC sia adatta a lavorare a potenze elevate, nel quale presenta un comportamento molto più vicino ad un resistore.

I restanti indici andranno ad analizzare delle caratteristiche generali attribuibili a qualsiasi convertitore, tali parametri sono la precisione della tensione in uscita, il ripple di tensione presenti ai morsetti in uscita e il rendimento del convertitore PFC interleaved. La tensione media di uscita è legata al controllo, mentre il ripple è attribuibile sia al controllo che alla scelta progettuale dei condensatori di filtro. Quest'ultimo parametro mostrato in Figura 3.47, è una grandezza a cui si presta particolare attenzione, dato che il ripple a frequenza di rete aumenta con la potenza di uscita, come indicato dall'espressione (3.106).

$$\Delta V_o = \frac{P_o}{2\pi f_{line} C \bar{V}_o^2} \quad (3.106)$$

Nel quale si è indicato con V_o e P_o la tensione media e la potenza erogata in uscita dal convertitore.

Riferendoci alla Figura 3.47 si nota come il valor medio della tensione in uscita presenta un valore quasi costante, circa 385.6 V, su tutto il range della potenza in uscita, rispetto al suo valore di riferimento fissato a 380 V. Considerando invece il ripple di tensione in uscita, si nota come tale parametro mostri un aumento atteso all'aumentare del carico, da 0.87% a 2.03%, rimanendo comunque entro valori piuttosto accettabili su tutto il range di potenze.

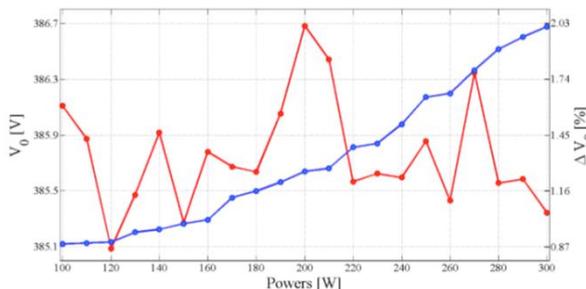


Figura 3.47 Evoluzioni della tensione di uscita (rosso) e del ripple di tensione (blu) al variare del carico.

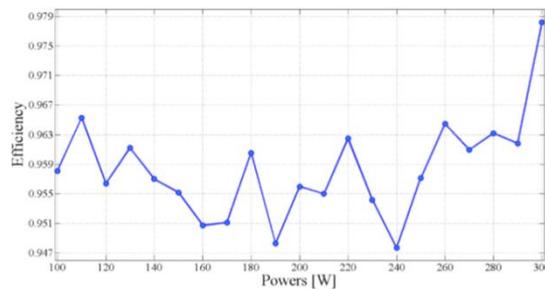


Figura 3.48 Evoluzione dell'efficienza totale del convertitore PFC Interleaved al variare del carico.

L'ultimo indice preso in considerazione è quello relativo all'efficienza del sistema, in particolare tale parametro è il rapporto tra la potenza erogata ai morsetti d'uscita P_o e quella assorbita in ingresso P_{IN} , come indicato in (3.107).

$$\eta = \frac{P_o}{P_{IN}} \quad (3.107)$$

I risultati di tale analisi sono riportati in Figura 3.48, nel quale degli ottimi valori di efficienza (circa 96%) si sono ottenuti su tutte le condizioni di carico imposte durante le prove. In particolare, il miglior risultato si ottiene a potenza nominale, dove l'efficienza è pari 97.8%. Tale dato conferma le affermazioni precedenti e sottolineano che questa configurazione ben si presta ad operare ad elevate potenze.

3.5.2 Prove condotte

Le prove condotte sono state eseguite in conformità della [86] e il set-up sperimentale, utilizzato nelle prove, è ben riassunto in Figura 3.49. La corretta esecuzione delle prove ha richiesto l'utilizzo della LISN (Schaffner NNB42) capace sia di disaccoppiare il convertitore AC-DC dalla rete, sia di fornire ai morsetti di ingresso del convertitore sempre la stessa impedenza di rete. Il carico in uscita al convertitore è stato efficacemente regolato tramite l'utilizzo del carico elettronico precedentemente citato. Il ricevitore EMI/Analizzatore di spettro (Rohde & Schwarz ESIB7) è stato connesso alla LISN in modo da poterne misurare le emissioni condotte in rete, mentre un computer è stato utilizzato sia per il settaggio dei parametri del convertitore che per la susseguente elaborazione dei dati ottenuti durante le prove.

Diversi test sono stati eseguiti modificando di volta in volta il carico in uscita dal I-PFC-B, nel range tra 100 W ÷ 300 W, nello specifico per ogni prova si sono effettuate delle misurazioni delle emissioni condotte nella gamma di frequenza da 150 kHz a 30 MHz. I risultati sono stati riassunti in Figura 3.50.

Riferendoci alla gamma di frequenze 150-450 kHz, si può notare che i livelli di emissione misurati durante le prove siano superiori al limite di valor medio imposto in [86], in particolare tale problematica è predominante con un funzionamento a basso carico. Tuttavia, è bene far notare che i livelli riscontrati non raggiungono mai la soglia di quasi-picco (66 dB nel range 150-450 kHz), di conseguenza, in tale range di frequenze, non si avranno seri problemi legati alla compatibilità elettromagnetica dovute al I-PFC-B.

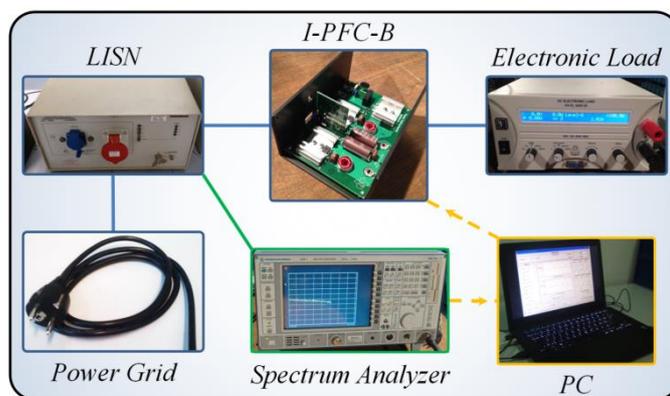


Figura 3.49 Set-up sperimentale utilizzato durante le prove condotte.

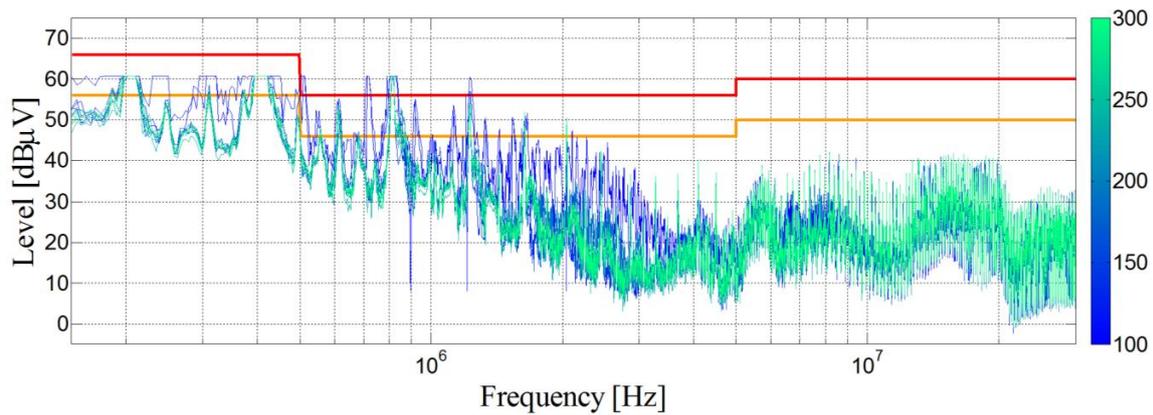


Figura 3.50 Livelli delle emissioni condotte in rete.

Focalizzando l'attenzione sulla gamma di frequenze 450 kHz-5 MHz, si nota come le emissioni misurate superino sia il limite imposto sul valor medio che quello di quasi picco. In particolare, questo avviene in modo significativo a 500 kHz, 700 kHz, 830 kHz e 1.2 MHz. Possiamo quindi considerare l'I-PFC-B sotto test come fonte EMI non intenzionale, in particolare nel range di frequenze da 500 kHz a 2 MHz.

Una situazione molto diversa si verifica su tutta la gamma di frequenze che va dai 5 MHz ai 30 MHz, in corrispondenza del quale i livelli delle emissioni condotte sono abbondantemente sotto le soglie imposte dalla [86], è quindi possibile affermare che non si avranno problematiche di tipo EMI in questo intervallo di frequenze.

3.6 Test sperimentali sui semiconduttori al carburo di silicio

I vantaggi delle tipologie circuitali interleaved possono essere ulteriormente incrementati grazie all'utilizzo di nuovi componenti a semiconduttore, come quelli al carburo di silicio. Per valutare appieno i vantaggi della tecnologia SiC, precedentemente presentati nel primo capitolo, sono stati effettuati numerosi test sperimentali su dei prototipi di prova del convertitore flyback. In particolare, sono state eseguite una serie di misure allo scopo di determinare l'efficienza totale del convertitore e il comportamento dello stesso in termini di compatibilità elettromagnetica. Nello specifico i prototipi di prova presentano come front end un raddrizzatore a diodi non controllato con filtro capacitivo, seguito da un convertitore DC-DC flyback. Lo schema completo di tale convertitore è stato riportato in Figura 3.51.

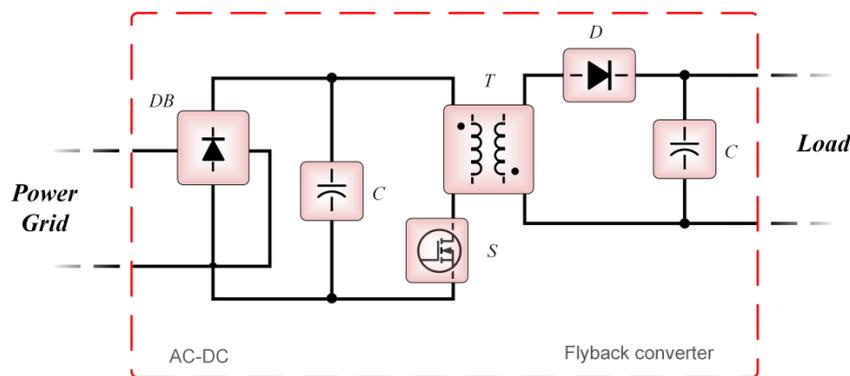


Figura 3.51 Schema circuitale di un AC-DC basato su un convertitore DC-DC Flyback.

Tabella 3.34

Componenti	Codice	Tipo
MOSFET	STW4N150	Si
	C2M1000170D	SiC
DIODO	VS-ETX0806-M3	Si
	STPSC10H065	SiC

Tale schema circuitale è sicuramente la topologia oggi giorno più utilizzata in applicazioni di bassa potenza, questo è dovuto principalmente alle sue caratteristiche circuitali. Infatti il flyback è caratterizzato da una configurazione semplice, per via del ridotto numero di elementi. Tale convertitore garantisce l'isolamento galvanico dalla rete mediante accoppiamento trasformatorico ad alta frequenza, consente di ottenere configurazioni multi-uscita e/o multi-ingresso e non necessita di particolari accorgimenti legata alla circuiteria di controllo (non necessita di alcuna alimentazione sospesa per il driver di comando dell'unico interruttore di potenza). Vista la presenza di un ponte di raddrizzamento, durante il normale funzionamento il controllo dovrà far fronte sia alle variazioni di carico in uscita che alle variazioni di tensione in ingresso. Il controllo sarà quindi chiamato a variare continuamente il duty cycle in modo da fornire in uscita una tensione costante con valore pari alla tensione scelta come riferimento. Ciò lo porterà a operare, sia in modalità di funzionamento continuo, che discontinuo. Vista la diffusione di tale topologia e i punti di forza appena elencati, è stata scelta quest'ultima per la realizzazione di una board test avente lo scopo di confrontare tra loro i componenti a semiconduttore realizzati con tecnologia classica e quelli di nuova generazione al Carburo di Silicio (SiC). Nello specifico per valutare appieno i vantaggi della tecnologia SiC rispetto ai Si sono stati effettuati numerosi test sperimentali su dei prototipi di prova del convertitore flyback. Nello specifico, in Tabella 3.34 vengono riportati i codici dei componenti utilizzati nei test sperimentali.

Al fine di confrontare tra loro le diverse tecnologie di semiconduttori, sono state eseguite una serie di misure allo scopo di determinare l'efficienza totale del convertitore e il comportamento dello stesso in termini di compatibilità elettromagnetica. In particolare, i prototipi di prova presentano, come front end, un raddrizzatore a diodi con filtro capacitivo di uscita. Mentre il secondo stadio di conversione presenta un convertitore DC-DC flyback capace di garantire al carico una tensione controllata pari a 12 V. In Tabella 3.35 vengono riportate le caratteristiche generali della piastra di test utilizzata durante le prove sperimentali.

Al fine di eseguire un confronto coerente tra le varie tecnologie di semiconduttori Si e SiC, sono stati scelti due MOSFET le quali tensioni massime applicabili tra drain e source, correnti di drain e le caratteristiche di ingresso fossero pressoché identiche. Allo stesso modo sono stati scelti dei diodi di potenza che presentavano, tensione inversa e correnti dirette di giunzione comparabili tra loro. Inoltre al fine di rendere confrontabili le due tecnologie dal punto di vista dalla

Tabella 3.35

	Valore	Unità
Tensione di Ingresso	220	V
Frequenza di Rete	50	Hz
Tensione di Uscita	12	V
Potenza di Uscita	40	W
Frequenza di Commutazione	100	kHz

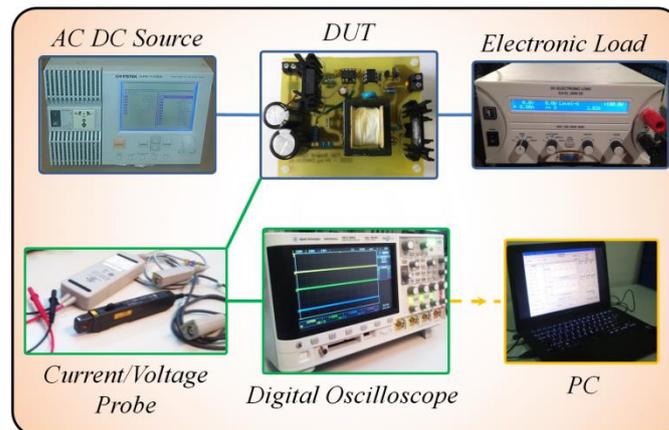


Figura 3.52 Set-up sperimentale utilizzato durante i test.

dissipazione di calore, si è equipaggiato ogni componente sotto test con lo stesso dissipatore di calore. Si è quindi cercato di ricreare lo stesso set-up per ogni board di prova, sia che si stessero utilizzando dispositivi basati sulla tecnologia al silicio, sia nel caso si stessero adoperando quelli basati sul carburo di silicio. In questo contesto, sono stati realizzati quattro prototipi di convertitore AC-DC: un prototipo è stato realizzato con componenti tradizionali, ossia con un diodo ed uno switch con tecnologia Si, mentre un secondo prototipo è stato realizzato con un diodo ed un interruttore statico in SiC. Inoltre, sono state testate altre due configurazioni rispettivamente dotate di switch Si e diodo SiC e switch SiC e diodo Si.

Il set-up relativo alle misure di efficienza del convertitore è stato allestito come riportato in Figura 3.52. Nello specifico, il convertitore è stato alimentato con due differenti tensioni sinusoidali (220V - 50Hz e 110V - 60Hz) tramite l'alimentatore APS 1102A. In uscita al convertitore AC-DC è stato connesso il carico elettronico EA-EL 3400-25, che ha permesso di effettuare diverse misure di efficienza a differenti valori del carico di uscita del convertitore elettronico di potenza. In particolare, il carico in uscita al convertitore è stato fatto variare in un range di potenza compreso tra 1 W e 40 W, in cui 40 W rappresentano la potenza nominale del convertitore Flyback. Durante i test, tensione e corrente in ingresso ed uscita sono state acquisite attraverso l'oscilloscopio digitale Agilent MSOX3054A mediante le seguenti sonde di tensione e corrente N2790A e N2893A.

I risultati dei confronti, riguardanti i test di efficienza totale del convertitore, eseguiti a tensione di ingresso pari a 110V e 220V, sono riportati in Figura 3.53 e Figura 3.54. Queste mostrano, per entrambe le tensioni di alimentazione, un andamento del rendimento al variare della potenza d'uscita abbastanza simile per tutte le configurazioni sotto test. Come atteso il rendimento scende drasticamente a bassa potenza dove, ausiliari e circuito di clamp dissipano una cospicua fetta di potenza. Per potenze di uscita superiori a 20 W si ottengono invece le efficienze massime, che si attestano intorno al 70%. Tali valori sono dovuti principalmente al fatto che si sta analizzando il rendimento dell'intero convertitore AC-DC, compreso di ausiliari, circuiteria di controllo e circuito di clamp. In particolare quest'ultimo con il compito di contrastare gli effetti della induttanza di dispersione del trasformatore in alta frequenza (circa il 3%). Ciò non va comunque ad inficiare il risultato ottenuto, dato che ogni board test è stata realizzata con i medesimi componenti.

Focalizzando l'attenzione sulle differenti configurazioni adottate, si può vedere come la board equipaggiata con MOSFET e diodo al silicio presenti i valori di efficienza minori rispetto alle

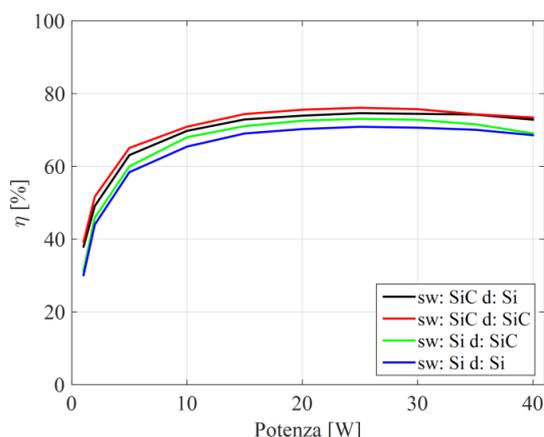


Figura 3.53 Rendimento del convertitore a 110 V, 60 Hz per i diversi prototipi di prova.

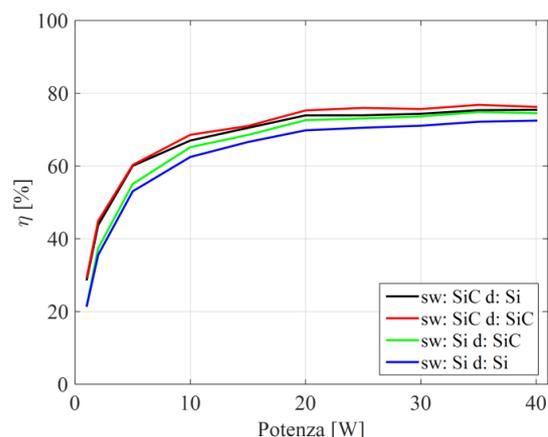


Figura 3.54 Rendimento del convertitore a 220 V, 50 Hz per i diversi prototipi di prova.

restanti configurazioni. Infatti, i valori massimi di efficienza raggiunti da tale configurazione sono di circa 72.5 % e 71 %, rispettivamente per valori le tensioni di alimentazione di 220 V e 110 V. La configurazione che ha raggiunto i massimi valori di efficienza, anche nel caso si andasse ad operare a basse potenze, è quella relativa alla configurazione equipaggiata con interruttori di potenza e diodi al carburo di silicio. Nello specifico tale configurazione ha raggiunto la massima efficienza di 76.8 % a 220 V in ingresso e 76.1 % a 110 V. Le configurazioni miste, MOSFET al silicio e diodo SiC e viceversa, hanno presentato un'efficienza entro i limiti delineati dalle due configurazioni precedentemente citate. I corrispettivi valori, per tutte le configurazioni a confronto sono state riportate in Tabella 3.36 e Tabella 3.37, nello specifico in Tabella 3.36 sono stati riportati i dati relativi ai test eseguiti con una alimentazione di 220 V. Mentre in Tabella 3.37 sono presenti i risultati ottenuti applicando al convertitore elettronico di potenza una tensione di ingresso pari a 110 V ad una frequenza di 60 Hz.

Si sono inoltre valutate le caratteristiche dinamiche delle due tipologie a semiconduttore, in particolare si voleva valutare l'effetto dei componenti parassiti che caratterizzano tali dispositivi, con particolare riguardo al reverse recovery del diodo.

Tabella 3.36

Output Power [W]	1	2	5	10	15	20	25	30	35	40
Sw: Si ; D: Si	21.30	35.54	53.06	62.50	66.61	69.83	70.54	71.09	72.19	72.49
Sw: Si ; D: SiC	21.47	37.38	55.08	65.19	68.56	72.62	73.10	73.64	74.85	74.54
Sw: SiC ; D: Si	28.56	43.74	60.07	67.02	70.49	73.94	73.96	74.37	75.37	75.47
Sw: SiC ; D: SiC	29.22	44.88	60.30	68.59	71.02	75.30	75.99	75.68	76.82	76.28

Tabella 3.37

Output Power [W]	1	2	5	10	15	20	25	30	35	40
Sw: Si ; D: Si	29.83	44.01	58.42	65.45	69.06	70.27	70.90	70.65	70.08	68.59
Sw: Si ; D: SiC	31.09	45.89	60.02	68.03	71.09	72.57	73.10	72.82	71.57	69.08
Sw: SiC ; D: Si	37.68	49.14	63.12	69.78	72.92	73.96	74.64	74.46	74.25	72.86
Sw: SiC ; D: SiC	39.00	51.71	65.09	70.92	74.40	75.59	76.13	75.74	74.34	73.45

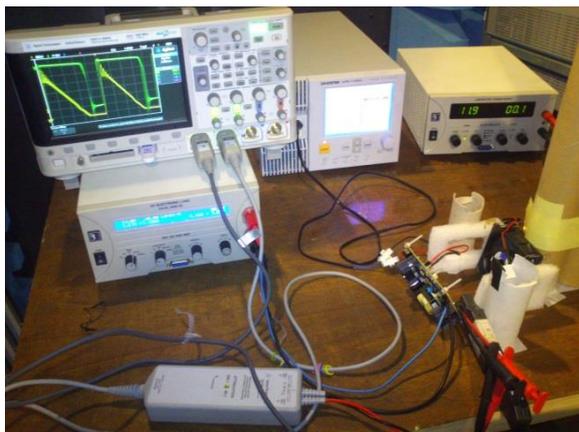


Figura 3.55 Set-up sperimentale.

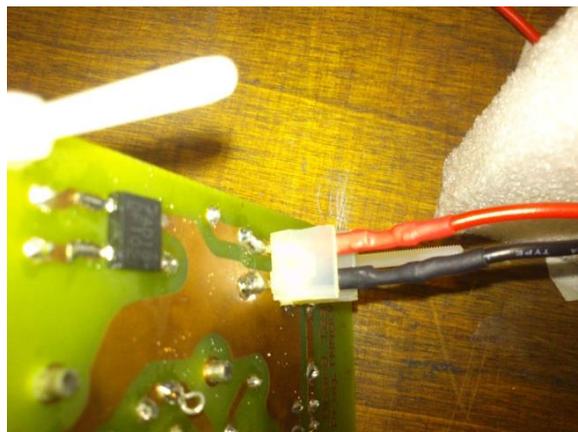


Figura 3.56 Dettaglio della connessione in continua.

Tali test hanno richiesto una lieve, ma significativa, modifica rispetto al set-up presentato in Figura 3.52. Infatti, il bisogno di tenere il più possibile un duty cycle costante, ha portato ad alimentare direttamente il flyback con una tensione continua. Ciò è stato possibile grazie all'utilizzo un alimentatore in DC (APS 1102A) connesso a valle del ponte a diodi non controllato. In Figura 3.55 e Figura 3.56 vengono mostrati il set-up utilizzato durante le prove e il dettaglio del punto di connessione in continua a valle del ponte di raddrizzamento. Quest'ultima soluzione ha permesso di bypassare il ponte di diodi permettendo di alimentare con una tensione perfettamente continua il solo convertitore Flyback.

In Figura 3.57 e Figura 3.58 vengono mostrate le evoluzioni di corrente e tensione sull'interruttore elettronico di potenza e sul diodo, lungo tutto il periodo di commutazione. In entrambi i casi si nota una leggera variazione del duty cycle legata al controllo, si deve comunque far notare che tale variazione non influisce sulla dinamica al Turn-ON e Turn-OFF di interruttore e diodo di potenza. In particolare esaminando la tensione sul MOSFET si nota come queste siano pressoché identiche, le due forme d'onda differiscono durante il Turn-OFF dove la tecnologia SiC presenta una tensione maggiormente smorzata. Inoltre tale tecnologia mostra una minore tensione di conduzione, figlia di una minore resistenza di conduzione dei componenti al SiC, ciò porta a delle minori potenze perse in tale stato. Il confronto delle correnti per le due tecnologie mostra una minore oscillazione durante il Turn-ON per la tecnologia che sfrutta il carburo di silicio, in particolare è evidente un minore picco della corrente in corrispondenza della commutazione dell'interruttore elettronico di potenza.

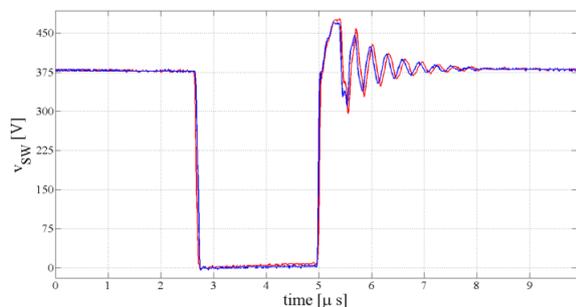


Figura 3.57 Evoluzione della tensione ai capi dell'interruttore elettronico di potenza per il MOSFET al Si (rosso) e per quello in SiC (blu).

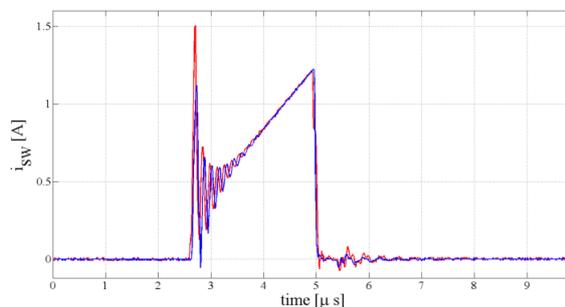


Figura 3.58 Evoluzione della corrente sull'interruttore elettronico di potenza per il MOSFET al Si (rosso) e per quello in SiC (blu).

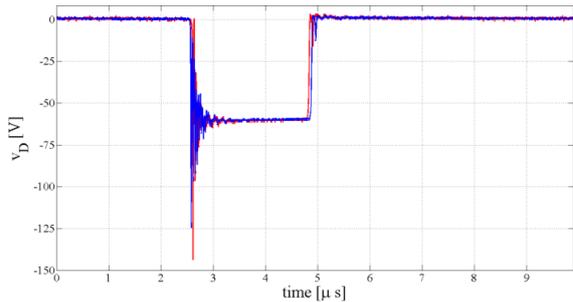


Figura 3.59 Evoluzione della tensione ai capi del diodo di potenza per il MOSFET al Si (rosso) e per quello in SiC (blu).

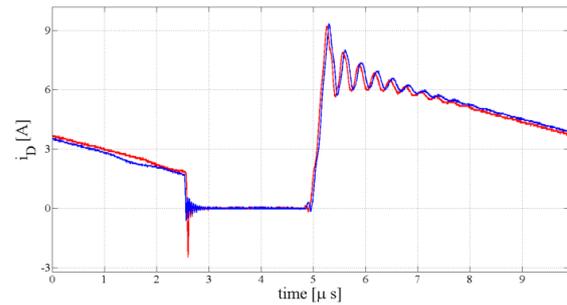


Figura 3.60 Evoluzione della corrente del diodo di potenza per il MOSFET al Si (rosso) e per quello in SiC (blu).

Di notevole interesse è l'analisi delle evoluzioni di tensione e corrente sul diodo di potenza (Figura 3.59 e Figura 3.60). In tale convertitore si ha infatti che il diodo è sottoposto a un notevole stress in corrente, per tale motivo l'evoluzione di tale grandezza sarà esaminata di dettaglio.

L'analisi delle correnti sul diodo (Figura 3.60) mostrano chiaramente che la tecnologia SiC ha un reverse recovery praticamente nullo e che le oscillazioni presenti sono dovute solo in parte ai componenti parassiti che caratterizzano il diodo di potenza in analisi. L'effetto del reverse recovery si riflette in particolar modo sulla tensione del diodo, infatti è possibile notare delle oscillazioni della tensione durante il Turn-ON notevolmente ridotte sul diodo al SiC, rispetto a quelle presenti ai capi del diodo di potenza al Si.

In Figura 3.61 viene riportato un ingrandimento del Turn-OFF del diodo sia per il componente che utilizza la tecnologia SiC che per quello che sfrutta la tecnologia classica. Si nota come la corrente di reverse recovery, nel caso del diodo classico, presenti un picco di poco superiore ai 2.5 A con un tempo di recupero inverso di circa 44 ns. Alla fine di tale picco di corrente si presenta un andamento oscillatorio smorzato dovuto ai componenti induttivi, capacitivi e resistivi che caratterizzano le piste e i componenti sotto test. Diversamente dalla tecnologia classica, il reverse recovery che caratterizza il diodo SiC è quasi inesistente e l'evoluzione della corrente durante il Turn-OFF è fortemente legata alle oscillazioni di corrente dovuti ai componenti parassiti presenti nel convertitore Flyback.

Viste le caratteristiche dei componenti al carburo di silicio si sono condotte una serie di misure delle emissioni elettromagnetiche condotte sui cavi di alimentazione dei prototipi equipaggiati sia con componenti classici al silicio che con componenti al SiC. I prototipi dei due convertitori switching sono stati connessi ad una LISN che ha permesso di effettuare le prove in conformità alla normativa [86] nel range di frequenza compreso tra 150 kHz e 30 MHz. Inoltre sono state

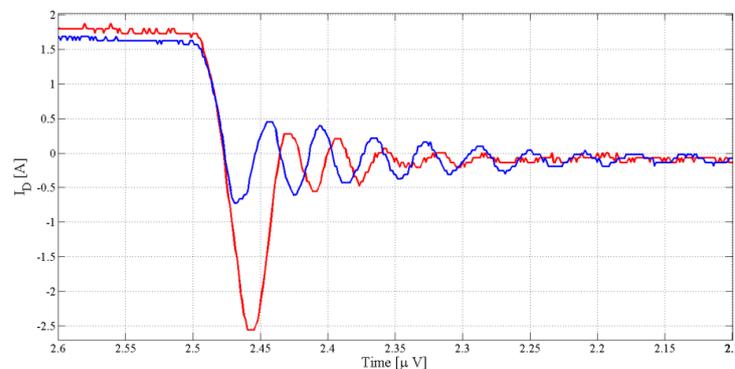


Figura 3.61 Dettaglio della corrente di reverse recovery sul diodo di potenza al Si (rosso) e al SiC (blu).

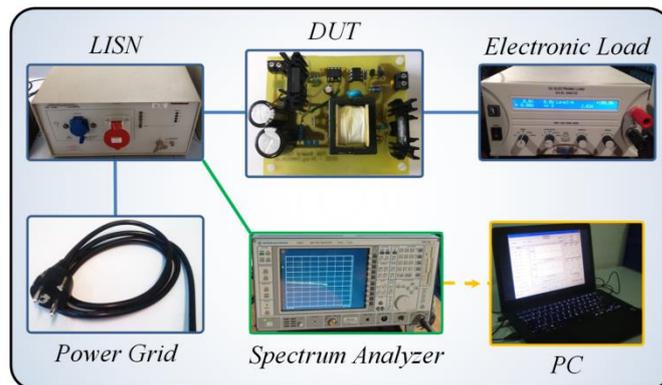


Figura 3.62 Set-up sperimentale utilizzato durante le prove condotte.

effettuate una serie di test con differenti carichi di uscita in modo caratterizzare il convertitore in un range operativo che va da 2 W a 40 W nominali.

Il set-up sperimentale utilizzato durante le prove è ben riassunto in Figura 3.62. In particolare, la corretta esecuzione delle prove ha richiesto l'utilizzo della LISN (Schaffner NNB42) capace sia di disaccoppiare il convertitore AC-DC dalla rete e di fornire ai morsetti di ingresso del convertitore sempre la stessa impedenza di rete. Il carico in uscita al convertitore è stato efficacemente regolato tramite l'utilizzo del carico elettronico EA-EL 3400-25. Come mostrato in Figura 3.62, il ricevitore EMI/analizzatore di spettro (Rohde & Schwarz ESIB7) è stato connesso alla LISN in modo da poterne misurare le emissioni condotte in rete.

I risultati ottenuti durante questa campagna di misure sono stati riportati in Figura 3.63, per quanto riguarda le board di prova dei soli componenti al silicio e in Figura 3.64 per i soli componenti innovativi al carburo di silicio.

Si nota che entrambi i convertitori equipaggiati con le diverse tecnologie di semiconduttori superino sia i limiti di valor medio che quelli di quasi picco, in particolare quest'ultimo nel range di frequenze che va da 500 kHz ai 3 MHz. Il confronto tra le due tecnologie mostra come a basso e medio carico il convertitore equipaggiato con semiconduttori SiC presenti dei livelli di disturbo inferiori a quelli con i soli dispositivi al Si. Mentre ciò risulta meno marcato a carico nominale in cui si nota un abbassamento dei livelli delle emissioni condotte per frequenze oltre i 3 MHz.

Il convertitore elettronico di potenza equipaggiato con componenti al carburo di silicio presenta quindi un minore livello dei disturbi condotti, in particolar modo medio e basso carico. Si deve comunque far notare che questo non gli ha impedito di superare i limiti di quasi picco, il

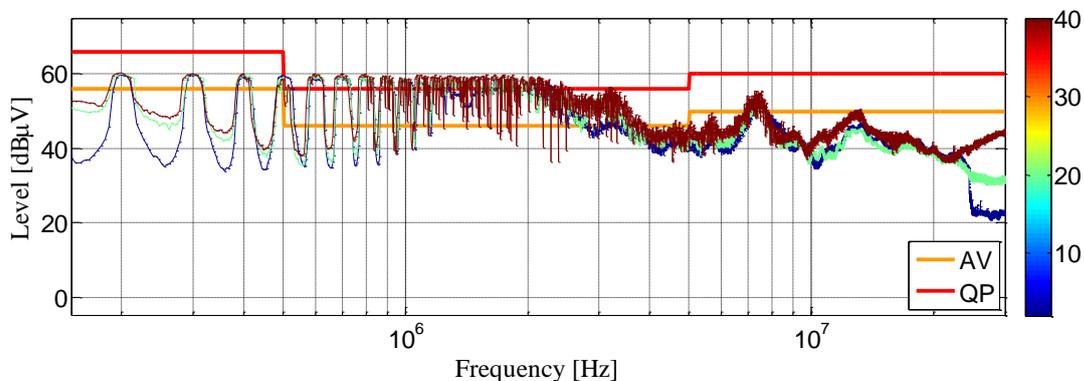


Figura 3.63 Risultati della prova condotta per la board test equipaggiata con componenti classici al Si.

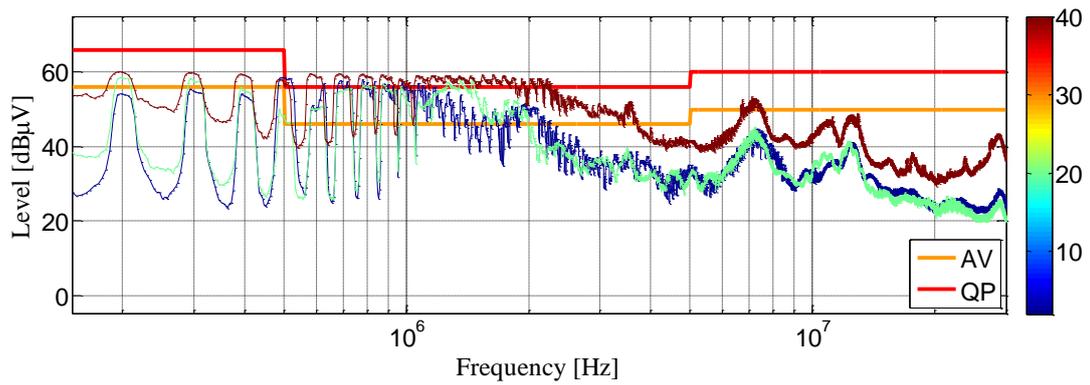


Figura 3.64 Risultati della prova condotta per la board test equipaggiata con componenti al SiC.

che costringe comunque il progettista a dotare tale convertitore di un filtro EMI, capace di abbattere tale emissioni riportandole al disotto dei livelli massimi prescritti dalle norme tecniche precedentemente citate.

Conclusioni

In questa tesi di dottorato sono state affrontate le problematiche inerenti la modellistica, la progettazione e le verifiche sperimentali di convertitori elettronici di potenza. In particolare si è preso come riferimento la topologia circuitale del convertitore DC-DC Boost sia nella sua forma base che negli schemi da esso derivati, come il nel PFC interleaved bifase.

Nello specifico si sono introdotti i convertitori DC-DC andando a richiamare in modo sintetico il loro funzionamento, gli schemi circuitali di base e le loro connessioni serie e parallelo (interleaved), nonché le problematiche di base inerenti la loro progettazione.

Il proseguo della tesi ha riguardato la modellizzazione matematica dei convertitori DC-DC (capitolo 2), in cui si è sviluppato un nuovo modello ai valori medi basato sulla rappresentazione in termini di variabili di stato. L'introduzione di tre particolari segnali equivalenti e l'utilizzo di un nuovo modello dell'induttore hanno permesso di rendere il modello ai valori medi di un convertitore Boost dipendente dalla frequenza di commutazione dell'interruttore, senza comunque andare a perdere i vantaggi portati da tali rappresentazioni matematiche, come la rappresentazione ripple-free delle grandezze di tensione e corrente del convertitore. Rispetto ai modelli classici ai valori medi, si è evidenziato come tale modello riesca a tener conto sia degli effetti delle commutazioni dei dispositivi a semiconduttore, sia del ripple di corrente sull'induttore. In particolare l'introduzione delle potenze dissipate sull'induttore hanno mostrato un notevole miglioramento della rappresentazione energetica del sistema in presenza di elevati ripple di corrente (funzionamento a basse frequenze di commutazione o nel caso si utilizzi un induttore caratterizzato da un basso valore di induttanza), in qualsiasi modalità di funzionamento del convertitore elettronico di potenza. Ciò ha fatto sì che il modello proposto stimasse con buona precisione le potenze dissipate su ogni componente del convertitore, sia in modalità di funzionamento continua che discontinua, suggerendone un possibile utilizzo come strumento a supporto della progettazione e dell'ottimizzazione dei convertitori DC-DC. L'efficacia e la validità del modello proposto è stata verificata tramite diversi studi in simulazione eseguiti in ambiente Matlab/Simulink e SIMetrix/SIMPLIS, che hanno permesso di impostare lo studio in simulazione sia tramite i dati tecnici forniti dai costruttori sia attraverso i modelli dei componenti a semiconduttore forniti dalle librerie dei costruttori.

L'aumento costante delle frequenze di commutazione e delle densità di potenze richiede nuove ed efficienti soluzioni, sia dal punto di vista circuitale sia dei semiconduttori di potenza. Per tale motivo nel terzo capitolo si è riportata l'attività di ricerca che ha riguardato i convertitori PFC Boost e i nuovi semiconduttori al carburo di silicio disponibili sul mercato. Nello specifico si è focalizzata l'attenzione sugli schemi Boost interleaved applicati ai convertitori PFC, per uno dei quali è stata effettuata una completa caratterizzazione. Questa ha rivelato un basso livello di inquinamento armonico in rete e un eccellente risultato in termini di efficienza, in particolar modo a carico nominale. Tale tipologia di convertitore ben si presta ad applicazioni in media ed elevata potenza. Si deve comunque sottolineare una forte dipendenza dal sistema di controllo, in

particolare modo a bassa potenza di funzionamento. Efficienze, frequenze di commutazione e temperature di lavoro, anche in queste topologie circuitali, sono fortemente dipendenti dai componenti utilizzati. Per tale motivo è stato affrontato uno studio sperimentale sui semiconduttori al carburo di silicio il quale ha previsto il dimensionamento e la realizzazione di diverse board test per tali componenti. La ridotta dissipazione di potenza e il basso impatto dei componenti parassiti che caratterizzano tali dispositivi a semiconduttore, rispetto a quelli classici, ne fanno un'interessante soluzione nella realizzazione di sistemi di conversione dell'energia compatti ed estremamente efficienti.

In conclusione la crescente richiesta di sistemi di alimentazione elettronici sempre più compatti, economici, caratterizzati da elevate densità di potenza e bassi livelli di rumore stanno portando la ricerca verso lo studio e lo sviluppo di nuove topologie circuitali basate su componenti a semiconduttori più efficienti ed affidabili. In tale contesto modelli matematici generalizzati, con una diretta connessione con la frequenza di commutazione ed un'efficace rappresentazione energetica del convertitore elettronico possono essere un valido strumento di ottimizzazione dell'intero sistema di conversione energetica dal punto di vista dell'hardware di potenza, controllo e sistema di dissipazione del calore. In particolare in tale campo di ricerca hanno certamente suscitato notevole interesse i modelli matematici ai valori medi, i quali sono tutt'oggi oggetto di studio da parte del mondo scientifico.

Bibliografia

- [1] M. H. Rashid: "Power Electronics handbook - 3rd Edition", *Butterworth-Heinemann*, 2011.
- [2] M. K. Kazimierczuk: "Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters", *John Wiley & sons Inc*, 2008.
- [3] Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins: "Power electronics – Converters, Applications and Design - 3rd Edition", *John Wiley & sons Inc*, 2003.
- [4] P. Grbovic: "Interface DC-DC Converters", *Wiley-IEEE Press*, 2014.
- [5] J. Millan, P. Godignon, X. Perpina, A. Perez-Tomas, J. Rebollo: "A Survey of Wide Bandgap Power Semiconductor Devices", *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 29, no. 5, pp. 2155 - 2163, May. 2014.
- [6] R.W. Erickson, D. Maksimovic: "Fundamentals of Power Electronics, 2nd Edition", *Kluwer Academic Publishers*, 2001.
- [7] D. Maksimovic, A.M. Stanković, V.J. Thottuvelil, G.C. Verghese, "Modeling and simulation of power electronic converters", *Proc. IEEE*, vol. 89, no. 6, pp. 898-912, Jun. 2001.
- [8] S. Chiniforoosh, J. Jatskevich, A. Yazdani, V. Sood, V. Dinavahi, J. A. Martinez, A. Ramirez, "Definitions and Applications of Dynamic Average Models for Analysis of Power Systems", *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 25, no. 4, pp. 2655-2669, Oct. 2010.
- [9] E. Van Dijk, N. J. Spruijt, D. M. O'Sullivan, J.B. Klaassens: "PWM-switch modeling of DC-DC converters", *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 10, no. 6, pp. 659 - 665, Nov. 1995.
- [10] N. Girish, N. Mohan, "A new, large-signal average model for single-switch DC-DC converters operating in both CCM and DCM", in *Proc. 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC 2001)*, Vancouver (Canada), Jun. 17-21, 2001, vol. 3, pp. 1736-1741.
- [11] J. Mahdavi, A. Emaadi, M.D. Bellar, M. Ehsani: "Analysis of power electronic converters using the generalized state-space averaging approach", *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Fundam. Theory Appl.*, vol.44, no. 8, pp. 767-770, Aug. 1997.
- [12] A. Davoudi, J. Jatskevich, T. De Rybel: "Numerical state-space average-value modeling of PWM DC-DC converters operating in DCM and CCM", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 4, pp. 1003-1012, July 2006.
- [13] M. Plesnik: "Use of the State-Space Averaging Technique in Fast Steady-State Simulation Algorithms for Switching Power Converters", *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, (CCECE '06)*, Ottawa (Canada), May 7-10, 2006, pp. 2224 - 2227.
- [14] F. Vasca, B. Iannelli, M. K. Camlibel, R. Frasca: "A New Perspective for Modeling Power Electronics Converters: Complementarity Framework", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 2, pp. 456-468, Feb. 2009.

- [15] S. Ben-Yaakov, D. Adar: "Average models as tools for studying the dynamics of switch mode DC-DC converters",. In *Proc. 25th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC '94)*, Taipei (China), Jun. 20-25, 1994, pp. 1369-1376.
- [16] A. Davoudi, J. Jatskevich, P. L. Chapman: "Computer-Aided Average-Value Modeling of Fourth-Order PWM DC-DC Converters", *IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS 2007)*, 2007, New Orleans (USA), May 27-30, 2007, pp. 793-796.
- [17] A. Davoudi, J. Jatskevich, P. L. Chapman: "Computer-Aided Dynamic Characterization of Fourth-Order PWM DC-DC Converters", *IEEE Transactions on Circuits and Systems II*, vol. 55, no 10, pp. 1021-1025, Oct. 2008.
- [18] C. Jingquan, R. W. Erickson, D. Maksimovic: "Predictive digital current programmed control" *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 1, pp. 411-419, Jan 2003.
- [19] H.Y. Kanaan, G. Sauriol, K. Al-Haddad, "Small-signal modelling and linear control of a high efficiency dual boost single-phase power factor correction circuit", *IET Power Electronics*, vol. 2, no. 6, pp.665-674, Nov. 2009.
- [20] M. Aoun, M. El-Maalouf, N. Rouhana, H.Y. Kanaan, K. Al-Haddad, "Average Modeling and Linear Control of a Buck-Boost KY converter", in *Proc. 5th International Symposium on Communications Control and Signal Processing (ISCCSP)*, Beijing (China), May 2-4, 2012, pp. 5.
- [21] A.W.N. Husna, S.F Siraj, M.Z. Ab Muin, "Modeling of DC-DC Converter for Solar Energy System Spplications", in *Proc. IEEE Symposium on Computers Informatics (ISCI)*, Penang (Malaysia), Mar. 18-20, 2012, pp. 125-129.
- [22] K.I. Hwu, Y.T. Yau, "A KY Boost Converter", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 11, pp. 2699-2703, Nov. 2010.
- [23] H. Y. Kanaan, K. Al-Haddad: "A Novel Averaged-Model-Based Control of a SEPIC Power Factor Corrector Using the Input/Output Feedback Linearization Technique", *IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference (PESC '05)*, Recife (Brazil), Jun. 16-16, 2005, pp. 565-571.
- [24] Yan-Fei Liu, P. C. Sen: "A general unified large signal model for current programmed DC-to-DC converters", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 9, no. 4, pp. 414-424, Jul. 1994.
- [25] T. Pavlovic, T. Bjazic, Z. Ban: "Simplified Averaged Models of DC-DC Power Converters Suitable for Controller Design and Microgrid Simulation", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 7, pp. 3266-3275, Jul. 2013.
- [26] Yingyi Yan, F. C. Lee, P. Mattavelli: "Analysis and Design of Average Current Mode Control Using a Describing-Function-Based Equivalent Circuit Model", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 10, pp. 4732-4741, Oct. 2013.
- [27] Yuancheng Ren, Xiehua Wu, Zhaoming Qian, K. Ruan: "A novel unified average model for single switch DC-DC converter", *15th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC 2000)*, New Orleans (USA), Feb. 6-10, 2000, pp. 263-268.
- [28] L. Galotto, C. A. Canesin, R. Cordero, C. A. Quevedo, R. Gazineu: "Non-linear controller applied to boost DC-DC converters using the state space average model", *Power Electronics Conference (COBEP '09)*, Bonito-Mato Grosso do Sul (Brazil), Set. 27-Oct. 1, 2009, pp. 733-740.
- [29] C. Basso: "Designing Control Loops for Linear and Switching Power Supplies: A Tutorial Guide", *Artech House*, 2012.

- [30] B. Oraw, R. Ayyanar: "Large signal average model for an Extended Duty Ratio and conventional Buck", *IEEE 30th International Telecommunications Energy Conference (INTELEC 2008)*, San Diego (USA), Set. 14-18, 2008, pp. 8.
- [31] D. Czarkowski, M. K. Kazimierczuk: "Circuit models of PWM DC-DC converters", *Proceedings of the IEEE 1992 National Aerospace and Electronics Conference (NAECON 1992)*, Dayton (USA), May 18-22, 1992, pp. 407-413.
- [32] B. L. Narasimharaju, S. P. Dubey, S.P. Singh: "Parasitic effect considerations in modeling of CI-BDC converter and its voltage controller", *Joint International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES) & 2010 Power India*, New Delhi (India), Dec. 20-23, 2010, pp. 6.
- [33] J. Kovar, Z. Kolka, D. Biolek, "Symbolic analysis of DC-DC converters using generalized averaged model of PWM switch", in *Proc. 16th International Conference on Mixed Design of Integrated Circuits Systems (MIXDES'09)*, Lodz (Poland), Jun. 25-27, 2009, pp. 577-580.
- [34] A. Davoudi, J. Jatskevich, "Parasitics Realization in State-Space Average-Value Modeling of PWM DC-DC Converters Using an Equal Area Method", *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers*, vol. 54, no. 9, pp. 1960-1967, Sept. 2007.
- [35] S. Yang, K. Goto, Y. Imamura, M. Shoyama, "Dynamic characteristics model of bi-directional DC-DC converter using state-space averaging method", in *Proc. IEEE 34th International Telecommunications Energy Conference (INTELEC 2012)*, Scottsdale (USA), Sept. 30-Oct. 4, 2012, pp. 5.
- [36] S. A. Akbarabadi, H. Atighechi, J. Jatskevich: "Corrected state-space averaged-value modeling of second-order flyback converter including conduction losses", in *Proc. 26th Annual IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE)*, Regina (Canada), May 5-8, 2013, pp. 4.
- [37] G. Gatto, I. Marongiu, A. Mocci, A. Serpi, I.L. Spano, "A novel continuous-time equivalent circuit for boost DC-DC converters", in *Proc. 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2013)*, Vienna (Austria), Nov. 10-13, 2013, pp. 262-267.
- [38] G. Gatto, I. Marongiu, A. Perfetto, A. Serpi: "Modelling and Predictive Control of a Buck-Boost DC-DC Converter", in *Proc. 20th International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM 2010)*, Pisa (Italy), Jun. 14-16, 2010, pp. 1430-1435.
- [39] S. Amini Akbarabadi, M. Sucu, H. Atighechi, J. Jatskevich: "Numerical average value modeling of second order flyback converter in both operational modes", in *Proc. IEEE 14th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, Salt Lake City (USA), June 23-26, 2013, pp. 6.
- [40] K. Gorecki, J. Zarebski: "Calculations Of Nonisothermal Characteristics Of DC-DC Converters With The Average Models Taken Into Account", *Proceedings of the International Conference Mixed Design of Integrated Circuits and System (MIXDES 2006)*, Gdynia (Poland), June 22-24, 2006, pp. 607-611.
- [41] A. Reatti: "Steady-state analysis including parasitic components and switching losses of buck and boost DC-DC PWM converters under any operating condition", *International Journal of Electronics*, vol. 5, no. 5, pp. 679-701, 1994.
- [42] H. Mahmood, K. Natarajan: "Parasitics and voltage collapse of the DC-DC boost converter", in *Proc. Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE 2008)*, Niagara Falls (USA), May 4-7, 2008, pp. 000273-000278.

- [43] K. Gorecki, J. Zarebski, R. Zarebski: "Investigations of usefulness of average models for calculations characteristics of the boost converter at the steady state", in *Proc. International Conference on Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science*, Lviv-Slavsko (Ukraine), Feb. 19-23, 2008, pp. 163-166.
- [44] C. Rim, G. Joung, G. Cho: "A state-space modeling of nonideal DC-DC converters", in *Proc. 19th Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC 1988)*, Kyoto (Japan), Apr. 11-14, 1988, vol. 2, pp. 943-950.
- [45] C. Rim, G. Joung, G. Cho: "Practical switch based state-space modeling of DC-DC converters with all parasitics", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 6, no. 4, pp. 611-617, Oct. 1991.
- [46] A. Ammous, K. Ammous, M. Ayedi, Y. Ounajjar, F. Sellami: "An advanced PWM-switch model including semiconductor device nonlinearities", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 5, pp. 1230-1237, Sept. 2003.
- [47] O. Al-Naseem, R. W. Erickson, P. Carlin, P: "Prediction of switching loss variations by averaged switch modeling", in *Proc. 15th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC 2000)*, New Orleans (USA), Feb. 6-10, 2000, pp. 242-248.
- [48] S.A. Akbarabadi, H. Atighechi, J. Jatskevich: "Circuit-averaged and state-space-averaged-value modeling of second-order flyback converter in CCM and DCM including conduction losses", in *Proc. 4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG)*, Istanbul (Turkey), May 13-17, 2013, pp. 995-1000.
- [49] S. Akkihal, M. W. Thompson: "Generalized switched inductor model (GSIM): accounting for conduction losses", *IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems*, vol. 38, no. 2, pp. 681-687, Apr. 2002.
- [50] A. Davoudi, J. Jatskevich: "State-space averaging of switched-inductor-cell for PWM dc-dc converters considering conduction losses in both operational modes", in *Proc. IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS 2006)*, Island of Kos (Greek), May 21-24, 2006, pp. 827-830.
- [51] M. K. Kazimierzuk, D. Czarkowski: "Application of the principle of energy conservation to modeling the PWM converters", in *Proc. 2nd IEEE Conference on Control Applications, Vancouver (Canada)*, Set. 13-16, 1993, pp. 291-296.
- [52] D. Czarkowski, M.K. Kazimierzuk, "Energy-conservation approach to modeling PWM DC-DC converters", *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 29, no 3, pp. 1059-1063, Jul. 1993.
- [53] V. Vorperian, "A ripple theorem for PWM DC-to-DC converters operating in continuous conduction mode", in *Proc. 35th IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC 04)*, Aachen (Germany), June 20-26, 2004, vol. 1, pp. 28-35.
- [54] A. Davoudi, J. Jatskevich, "Realization of parasitics in state-space average-value modeling of PWM DC-DC converters", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 4, pp. 1142-1147, July 2006.
- [55] G. T. Kostakis, S. N. Manias, N. I. Margaritis: "A generalized method for calculating the RMS values of switching power converters", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 15, no. 4, pp. 616-625, Jul. 2002.
- [56] F.L. Luo, H. Ye, "Energy factor and mathematical modelling for power DC/DC converters", *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, vol.152, no. 2, pp. 191-198, March 2005.

- [57] Fang Lin Luo, Hong Ye: "Small Signal Analysis of Energy Factor and Mathematical Modeling for Power DC-DC Converters", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 1, pp. 69-79, Jan. 2007.
- [58] F.L. Luo, "Small signal investigation of energy factor and mathematical modeling for power DC/DC converters", in *Proc. 7th International Power Engineering Conference (IPEC)*, Singapore, Nov. 29-Dec. 2, 2005, vol. 2, pp.821-826.
- [59] J. Sun, D.M. Mitchell, M.F. Greuel, P.T. Krein, R. M. Bass, "Averaged Modeling of PWM Converters Operating in Discontinuous Conduction Mode", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 16, no. 4, pp. 482-492, July 1991.
- [60] N. Femia, V. Tucci: "On the modeling of PWM converters for large signal analysis in discontinuous conduction mode", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 9, no. 5, pp. 487-496, Sept. 1994.
- [61] M. U. Iftikhar, P. Lefranc, D. Sadarnac, C. Karimi: "Theoretical and experimental investigation of averaged modeling of non-ideal PWM DC-DC converters operating in DCM", in *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC 2008)*, Rhodes (France), June 15-19, 2008, pp. 2257-2263.
- [62] Ren-Xi Gong Ling-Ling Xie ; Kuang Wang, Cun-Dai Ning: "A Novel Modeling Method of Nonideal Buck-Boost Converter in DCM", in *Proc. 3rd International Conference on Information and Computing (ICIC)*, Wuxi (China), June 4-6, 2010, vol. 3, pp. 182-185.
- [63] A. Luchetta, S. Manetti, M. C. Piccirilli, A. Reatti, M. K. Kazimierczuk: "Effects of parasitic components on diode duty cycle and small-signal model of PWM DC-DC buck converter in DCM", in *Proc. IEEE 15th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC)*, Rome (Italy), June 10-13, 2015, pp. 772-777.
- [64] A. Reatti, M. K. Kazimierczuk: "Small-signal model of PWM converters for discontinuous conduction mode and its application for boost converter", *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 50, no. 1, pp. 65-73, Jan. 2003.
- [65] G. Zhu, L. Shiguo, C. Iannello, I. Batarseh, "Modeling of conduction losses in PWM converters operating in discontinuous conduction mode", in *Proc. IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS 2000)*, Geneva (Switzerland), May 28-31, 2000, vol. 3, pp. 511-514.
- [66] A. Reatti, L. Pellegrini, M. K. Kazimierczuk: "Impact of boost converter parameters on open-loop dynamic performance for DCM", in *Proc. IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS 2002)*, Arizona (USA), May 26-29, 2002, vol. 5, pp. 513-516.
- [67] A. Reatti, M. Balzani: "PWM switch model of a buck-boost converter operated under discontinuous conduction mode", in *Proc. 48th Midwest Symposium on Circuits and Systems*, Covington (USA), Aug. 7-10, 2005, vol. 1, pp. 667-670.
- [68] O. Christopher: "A New Core Loss Model For Iron Powder Material", *Switching Power Magazine*, pp. 28-30, Spring, 2002.
- [69] SIMetrix, SPICE and Mixed Mode Simulation, User's Manual. <http://www.simetrix.co.uk/Files/manuals/7.0/UsersManual.pdf>.
- [70] R. Wang, J. Liu, P. Zhang, J. Hou, "Study and engineering practice of modeling IC controllers for switch mode power supplies in SIMPLIS environment", in *Proc. 21th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Dallas (USA), March. 19-23, 2006, pp.5.

- [71] Wei-Bing Bao, Jian-Yu Bao, "Modeling and simulation of multilevel current source inverter based on SIMetrix/SIMPLIS", in *Proc. International Conference on Computer Application and System Modeling (ICCASM)*, Taiyuan (China), Oct. 22-24, 2010, vol.4, pp. 466-470.
- [72] A. Fernandez, J. Sebastian, M. M. Hernando, P. Villegas, J. Garcia: "Helpful hints to select a power-factor-correction solution for low- and medium-power single-phase power supplies", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 1, pp. 46-55, Feb. 2005.
- [73] Jianyou Yang, Junming Zhang, Xinke Wu, Zhaoming Qian, Ming Xu: "Performance comparison between buck and boost CRM PFC converter", in *Proc. IEEE 12th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, Boulder (USA), June 28-30, 2010, pp. 5.
- [74] K. Masumoto, K. Shi, M. Shoyama, S. Tomioka: "Comparative study on efficiency and switching noise of bridgeless PFC circuits", in *Proc. IEEE 10th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, Kitakyushu (Japan), Apr. 22-25, 2013, pp. 613-618.
- [75] F. Musavi, M. Edington, W. Eberle, W G. Dunford: "Evaluation and Efficiency Comparison of Front End AC-DC Plug-in Hybrid Charger Topologies", *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 3, no. 1, pp. 413-421, Mar. 2012.
- [76] Yun-Sung Kim, Byoung-Kuk Lee, J. W. Lee: "Topology characteristics analysis and performance comparison for optimal design of high efficiency PFC circuit for telecom", in *Proc. IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, Amsterdam (Holland), Oct. 9-13, 2011, pp. 7.
- [77] X. Xin, J. Zeng, H. Ye, Aibinqiu, J. Ying, "PFC Design for High Power Density Application", in *Proc. 28th Annual International Telecommunications Energy Conference (INTELEC 2006)*, Providence (USA), Sept. 10-14, 2006, 5 pp.
- [78] F. Beltrame, L. Roggia, L. Schuch, J.R. Pinheiro, "A comparison of high power single-phase power factor correction pre-regulators", in *Proc. IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT 2010)*, Vina del Mar (Chile), Mar. 14-17, 2010, pp. 625-630.
- [79] B.A. Miwa, D.M. Otten, M.F. Schlecht, "High efficiency power factor correction using interleaving techniques", in *Proc. 7th Conference of Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC '92)*, Boston (USA), Feb. 23-27, 1992, pp. 557-568.
- [80] J.S.A. Rahavi, T. Kanagapriya, R. Seyezhai, "Design and analysis of Interleaved Boost Converter for renewable energy source", in *Proc. International Conference on Computing, Electronics and Electrical Technologies (ICCEET)*, Kumaracoil (India), Mar. 21-22, 2012, pp. 447-451.
- [81] G.-Y. Choe, J.-S. Kim, H.-S. Kang, B.-K. Lee, "An Optimal Design Methodology of an Interleaved Boost Converter for Fuel Cell Applications", *Journal of Electrical Engineering & Technology*, vol. 5, no. 2, pp. 319-328, 2010
- [82] L. Balogh, R. Redl, "Power-factor correction with interleaved boost converters in continuous-inductor-current mode", in *Proc. 8th Applied Power Electronics and Exposition Conference (APEC '93)*, San Diego (USA), Mar. 7-11, 1993, pp. 168-174.
- [83] J.R. Pinheiro, H.A. Grundling, D.L.R. Vidor, J.E. Baggio, "Control strategy of an interleaved boost power factor correction converter", in *Proc. IEEE 30th Power Electronics Specialists Conference (PESC'99)*, Charleston (USA), June 27-Jul. 01, 1999, vol. 1, pp. 137-142.
- [84] P. Kong, S. Wang, F.C. Lee, "Common Mode EMI Noise Suppression for Bridgeless PFC Converters", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 1, pp. 291-297, Jan. 2008.

- [85] CEI EN 61000-3-2, “Electromagnetic Compatibility (EMC) – Part 3-2: Limits – Limits for Harmonic Current Emissions (Equipment input current ≤ 16 A per Phase)”, 2007.
- [86] CEI EN 55022, “Information Technology Equipment – Radio Disturbance Characteristics – Limits and Methods of Measurement”, 2014.
- [87] A. Sanna: “Studio e progettazione di un prototipo di convertitore PFC Boost Interleaved” *Tesi di laurea magistrale*, A.A. 2013-2014.
- [88] S. Maniktala “Switching Power Supply Design and Optimization” *National Semiconductors Corp. Usa*, 2005.
- [89] S. Maniktala “Troubleshooting Switching Power Converters” *Elsevier INC.*, 2008.

Publicazioni

- [1] G. Gatto, I. Marongiu, **A. Mocci**, A. Serpi, I. L. Spano: "An improved averaged model for boost DC-DC converters" *39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2013)*, Vienna (Austria), Nov. 10-13, 2013, pp. 412 - 417.
- [2] G. Gatto, I. Marongiu, **A. Mocci**, A. Serpi, I. L. Spano: "A novel continuous-time equivalent circuit for boost DC-DC converters" *39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2013)*, Vienna (Austria), Nov. 10-13, 2013, pp. 262 - 267.
- [3] **A. Mocci**, A. Serpi, I. Marongiu, G. Gatto: "A suitable inductor modeling for DC-DC converters" *10th Conference on Ph.D. Research in Microelectronics and Electronics (PRIME 2014)*, Grenoble (France), June 30 - July 3, 2014, pp.4.
- [4] **A. Mocci**, A. Serpi, I. Marongiu, G. Gatto: "Enhanced Modeling of DC-DC Power Converters by means of Averaging Technique" *40th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2014)*, Dallas (USA), Oct. 29 2014-Nov. 1, 2014, pp. 5101 - 5107.
- [5] I. L. Spano, **A. Mocci**, A. Serpi, I. Marongiu, G. Gatto: "Performance and EMC Analysis of an Interleaved PFC Boost Converter Topology" *49th International Universities Power Engineering Conference (UPEC 2014)*, Cluj-Napoca (Romania), Sept. 2-5, 2014, pp. 6.
- [6] **A. Mocci**, A. Lai, A. Serpi, I. Marongiu, G. Gatto: "Inductor Losses Estimation in DC-DC Converters by Means of Averaging Technique" *Journal of Energy and Power Engineering*, vol. 9, no. 11, Nov. 30 2015, pp. 998-1007.

