



ISFOA

ISTITUTO SUPERIORE di FINANZA e di ORGANIZZAZIONE AZIENDALE

LIBERA e PRIVATA UNIVERSITÀ TeLEMATICA A DISTANZA
di DIRITTO INTERNAZIONALE

ENTE di RICERCA SENZA SCOPO DI LUCRO e di INTERESSE GENERALE

GIAMPIETRO CAPODACQUA

TECNOLOGIE E PROGETTAZIONE
DC DC CONVERTER
PER USO INDUSTRIALE

ISFOA

EdIZIONI AccADEMICHE SCIENTIFICHE INTERNAZIONALI DIGITALI

Giampietro Capodacqua

Facoltà di Ingegneria Industriale di ISFOA Libera
e Privata Università di Diritto Internazionale
Diploma di Laurea Magistrale in
INGEGNERIA ELETTRONICA
Specializzazione
Elettronica Analogica e Digitale

Dedico questa Tesi

alla mia famiglia

A mio Padre e mia Madre

Che hanno sempre creduto in me

A mio Figlio Lorenzo al quale

Ho sempre detto nella vita c'è

*sempre da Imparare qualcosa di
nuovo*

Alla mia Compagna Fabiola che

*Ogni giorno mi dà la forza per
raggiungere nuovi obiettivi*

*A tutti i miei amici al quale voglio
un mondo di Bene*

Revisione Accademica & Scientifica: Stefano Masullo e Vincenzo Mallamaci

Marketing & Comunicazione: Golf People Club Magazine e Golf People ASD

Contatti & Collaborazioni: Golf People Club Magazine www.golfpeople.eu Bastioni
Porta Volta 13 - 20121 Milano - Telefono 02 3311404 r.a. info@golfpeople.eu

Tutti i diritti di riproduzione sono riservati.

Avvertenze e rischi generali

Questo e-book non costituisce in alcun modo consulenza o sollecitazione al pubblico risparmio. La presente pubblicazione ha esclusivamente finalità didattiche.

Operare in borsa comporta notevoli rischi economici e chiunque la svolga lo fa sotto la propria ed esclusiva responsabilità.

Il lettore dichiara di possedere una buona esperienza in materia di investimenti in strumenti finanziari azionari e di comprendere le logiche che determinano il valore di uno strumento azionario o derivato e la rischiosità ad essi connessa.

A seguito delle riportate avvertenze l'Editore e l'Autore declinano ogni responsabilità su possibili inesattezze dei dati riportati, non garantiscono alcuno risultato legato ai contenuti pubblicati, ovvero non si assumono alcuna responsabilità, in ordine all'esito delle eventuali operazioni finanziarie eseguite da parte del cliente, né ad eventuali danni diretti o indiretti relativamente a decisioni di investimento prese dal lettore.

Tutti i marchi citati sono registrati dai legittimi proprietari.

ATTENZIONE: Tutti i diritti sono riservati a norma di legge. Nessuna parte di questo libro può essere riprodotta con alcun mezzo senza l'autorizzazione scritta dell'Autore e dell'Editore. È espressamente vietato trasmettere ad altri il presente libro, né in formato cartaceo né elettronico, né per denaro né a titolo gratuito. Le analisi riportate in questo libro sono frutto di anni di studi e specializzazioni, quindi non è garantito il raggiungimento dei medesimi risultati di crescita personale o professionale. Il lettore si assume piena responsabilità delle proprie scelte, consapevole dei rischi connessi a qualsiasi forma di esercizio. Il libro ha esclusivamente scopo informativo.

Sommario

Prefazione	7
Capitolo 1.....	8
1 Elettronica di Potenza DC DC Converter	8
1.1 Presentazione Generale	8
1.2 Tipologie DC-DC Converter	11
1.3 Circuito di controllo DC-DC converter	14
1.4 Schematizzazione DC-DC converter non isolati	18
1.5 Modalità di funzionamento CCM/DCM	20
1.6 Analisi di progetto DC-DC Converter	21
Capitolo 2.....	27
2 Schematizzazione equivalente DC DC Converter di potenza	27
2.1 Introduzione	27
2.2 DC-DC Converter Boost	29
2.3 Analisi di Funzionamento Modello ideale	30
2.4 Modalità di funzionamento CCM	31
2.5 Circuiti di Commutazione dispositivi a semiconduttore	32
2.6 Modello circuitale Induttore per DC-DC Converter Boost	36
2.7 Modalità di funzionamento DCM	37
2.8 Descrizione DC DC Converter Boost	40
Capitolo 3.....	41
3 Progetto DC DC Converter PFC	41
3.1 Introduzione	41
3.2 PFC Power Factor Correction	42
3.3 PFC Boost Interleaved	44
3.4 Dimensionamento DC DC Converter PFC Boost	48

3.5	DC DC Flyback con Tecnologia SiC	74
3.6	Test DC DC Converter Flyback applicazione in ambito Aerospaziale	79
	Conclusioni.....	135

Prefazione

Attualmente gli alimentatori elettronici, sia gli AC-DC che i DC-DC, sono di largo uso e vengono ampiamente impiegati in una vasta tipologia di applicazioni. Queste spaziano dai sistemi ferroviari a quelli stradali, dal settore aereospaziale a quello navale fino ad arrivare alle sofisticatissime apparecchiature elettromedicali ed elettronica di consumer.

I dispositivi di conversione richiesti possono essere di un ampio range di potenze, che vanno da pochi milliwatt a diversi chilowatt, cambiando così la tipologia circuitale e la componentistica associata.

È fondamentale quindi, avere nuovi componenti e nuove tecnologie che ci consentono in fase progettuale di ottimizzare le potenze in gioco.

In particolar modo le tipologie circuitali devono soddisfare le seguenti caratteristiche Efficienza, elevata frequenza di commutazione, dimensioni, peso e relativo costo.

Il presente lavoro di tesi è stato quindi suddiviso in tre capitoli nei quali verranno trattate le tematiche delle varie tipologie di convertitori e gli aspetti progettuali.

Capitolo 1. Presenta una panoramica dei convertitori elettronici di potenza e del loro utilizzo. Viene evidenziata l'attenzione sulle varie problematiche riguardanti schemi e analisi di progettazione. Inoltre ci si soffermerà sulle problematiche relative alle potenze dissipate sui componenti che costituiscono il convertitore DC-DC.

Capitolo 2. In questo capitolo verranno presentati vari modelli e si andranno ad analizzare gli effetti degli elementi parassiti che caratterizzano i componenti del convertitore in analisi. Il primo modello presentato in questo capitolo andrà a rappresentare un convertitore elettronico di potenza del tipo ideale, per poi analizzare un modello con variabili reali tenendo conto sia delle commutazioni nei semiconduttori che della generazione del ripple di corrente sugli induttori.

Capitolo 3. Terzo capitolo Si passa a studiare il funzionamento e la progettazione di un particolare convertitore AC-DC monofase. Questo convertitore è basato sul funzionamento DC-DC Boost, che permette di ridurre l'inquinamento armonico in rete, contenere lo stress in corrente sui dispositivi a semiconduttore e ridurre le potenze dissipate sul convertitore. Inoltre misure di test funzionale su DC DC Converter Flayback con nuovi componenti a semiconduttore, per applicazioni Aerospaziali.

Capitolo 1

1 Elettronica di Potenza DC DC Converter

1.1 Presentazione Generale

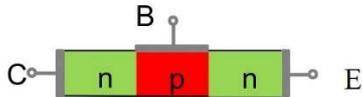
Nel corso degli anni il progresso tecnologico e la crescente richiesta di utilizzo dell'energia elettrica nelle molteplici forme, ha modificato il settore energetico basando le richieste in funzione ai carichi elettrici. Tale compito è stato affidato, in maniera crescente, all'elettronica di potenza e quindi, a tutti quei dispositivi elettronici che utilizzano sia componenti passivi quali resistenze, induttanze, trasformatori, condensatori, che componenti attivi a semiconduttore, i quali possono essere gestiti con specifici processori e varie tecniche di controllo. Il sistema di uso più comune sono i convertitori elettronici di potenza che con un opportuno sistema di filtraggio, commutazione, protezione e dissipazione di calore, effettuano una conversione energetica sia statica che dinamica richiesta dal carico. Questi sistemi di alimentazione sono molto efficienti nel loro funzionamento e questo deriva soprattutto dall'uso di componenti attivi a semiconduttore come interruttori statici a differenza degli alimentatori lineari che hanno una notevole dissipazione di potenza dimensioni notevoli e rendimento molto basso. Tali componenti hanno segnato una svolta nel settore dell'elettronica di potenza, in particolare l'era degli alimentatori a commutazione è iniziata utilizzando diodi e tiristori di potenza a partire dagli anni 60. Da allora, questo settore, è passato in una rapida espansione e continua crescita. Infatti negli anni a seguire si è passati ad utilizzare interruttori al silicio come transistor bipolari (BJT, Bipolar junction transistor), transistor di potenza di tipo (MOSFET, Metal oxide semiconductor Fieldeffect transistor) e transistor bipolari a gate isolato (IGBT, Insulated gate bipolar transistor). L'incredibile salto tecnologico in questo settore si è ottenuto grazie anche alla microelettronica ed ai microprocessori, impiegati attualmente negli alimentatori elettronici di potenza. Tali tecnologie hanno permesso di convertire, e gestire un enorme quantità di dati in tempi ridotti, consentendo di controllare la conversione energetica in modo sempre più efficiente e precisa. Queste innovazioni tecnologiche nel settore dell'elettronica di potenza hanno consentito una riduzione delle dimensioni e dei costi ampliando il campo di applicazione di potenza dal micro watt al megawatt e range di tensione e corrente che caratterizzano questi convertitori da alcuni volt fino a centinaia di kilovolt, con correnti tra alcuni nanoampere e centinaia di kiloampere, determinando così un'esponenziale utilizzo e diffusione, che quasi certamente, avrà una crescita importante nel prossimo futuro.

Struttura di principio e simbolo dei principali componenti elettronici di potenza

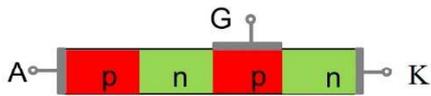
A = anodo, K = catodo, C = collettore, D drain, E = emettitore, S = source, B = base, G = gate



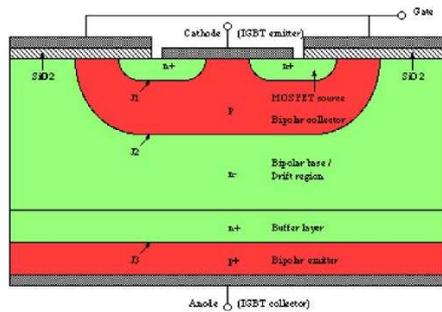
Diodo



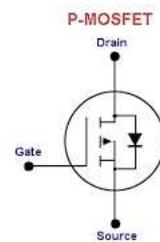
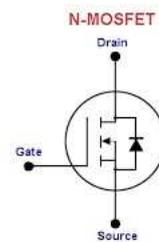
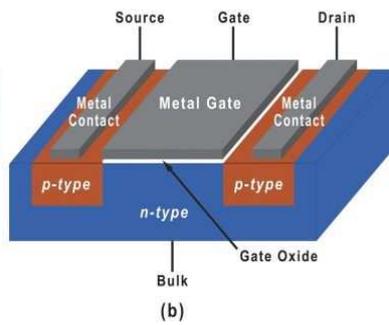
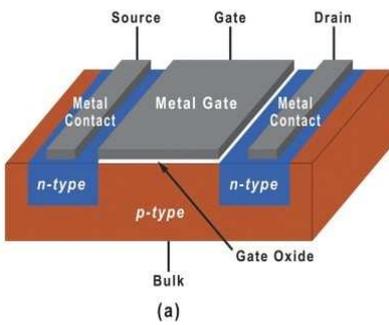
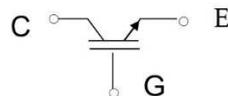
BJT n-p-n



Tiristore



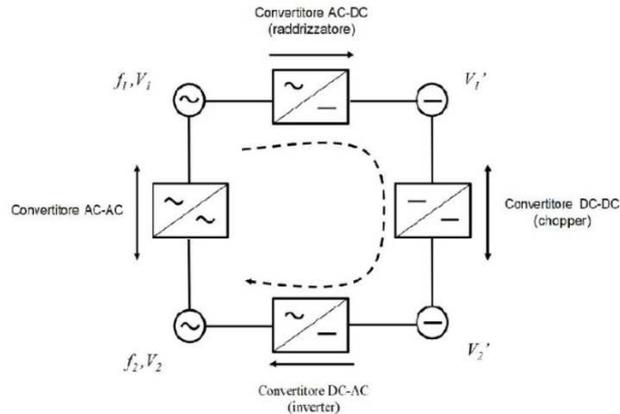
IGBT



Viste le sorgenti di alimentazione elettrica attualmente in uso più comune è possibile suddividere gli alimentatori elettronici di potenza in quattro gruppi fondamentali. Tali sistemi vengono classificati in convertitori elettronici:

AC-DC, DC-DC,

DC-AC 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 i convertitori elettronici AC-DC adattano sorgenti in tensione alternata, sia trifase che monofase, a dei carichi che necessitano di un'alimentazione in continua. A tale famiglia di convertitori appartengono i raddrizzatori controllati denominati power factor correction (PFC). I convertitori DC-AC, comunemente chiamati invertor, svolgono invece un compito opposto ai convertitori AC-DC. 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. Detto ciò, è facile capire come tali sistemi vengano utilizzati in una moltitudine di applicazioni che vanno dall'industria aerospaziale ai trasporti terrestri e navali, sia in ambito civile che militare. Inoltre tali sistemi di alimentazione hanno un largo utilizzo anche nel campo della generazione e distribuzione dell'energia elettrica, in particolar modo nel settore delle sorgenti rinnovabili, come il fotovoltaico e l'eolico. I sistemi di alimentazione elettronica sono utilizzati anche per piccole potenze come nei più comuni dispositivi legati all'elettronica di consumo, nonché nei casi in cui si richiede un'elevata affidabilità come nel caso dei sistemi di alimentazione per dispositivi elettromedicali, sia esterni che di tipo impiantabile. Tenendo conto dell'ampio campo di diffusione e delle molteplici tipologie dei convertitori elettronici esistenti, in questa tesi ci si è focalizzati principalmente sui convertitori DC-DC. Allo stato attuale visto il considerevole aumento delle frequenze di commutazione a cui vengono fatti lavorare i dispositivi a semiconduttore la problematica più comune di tali convertitori è legata alla loro dissipazione di potenza. 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, in questo capitolo verrà presentata una 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 Tipologie DC-DC Converter

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 alle richieste di un carico elettrico anch'esso in continua. Questi convertitori 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 funzionamento degli stadi a monte del convertitore in questione, come, mostrato nei tre distinti esempi di conversione energetica rappresentati di seguito

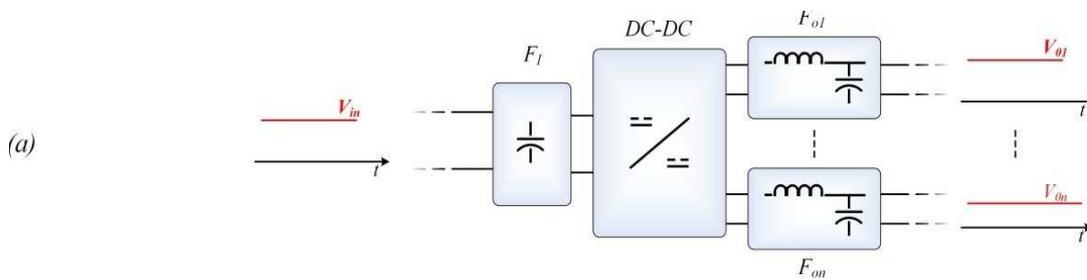


Figura 1.1 Schemi a blocchi DC-DC e AC-DC Converter.

In particolare in Figura 1.1(a) è rappresentato lo schema classico di un alimentatore DC-DC, partendo da una sorgente in continua, che può essere anche una batteria, si può avere un primo stadio di filtraggio (F_I) a seguito di uno stadio di conversione DC-DC che ha il compito di fornire uno o più livelli di tensione in uscita 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_{01}, F_{0n} in cui con n si è indicata l' n -esima uscita del convertitore elettronico di potenza).

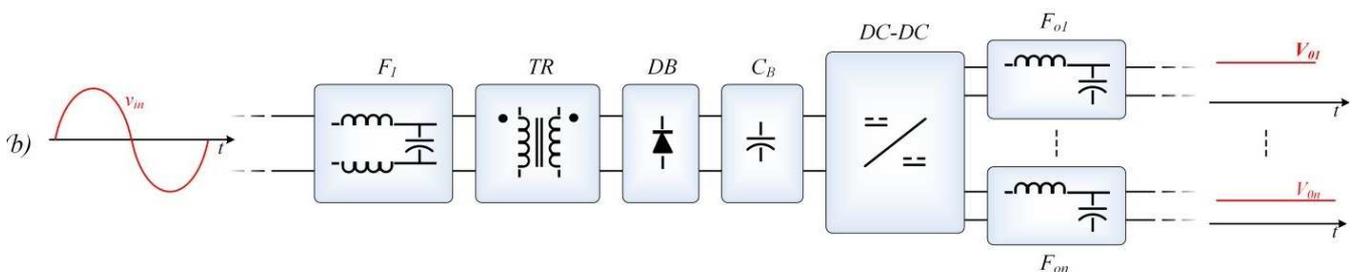


Figura 1.1 Schemi a blocchi DC-DC e AC-DC Converter.

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.

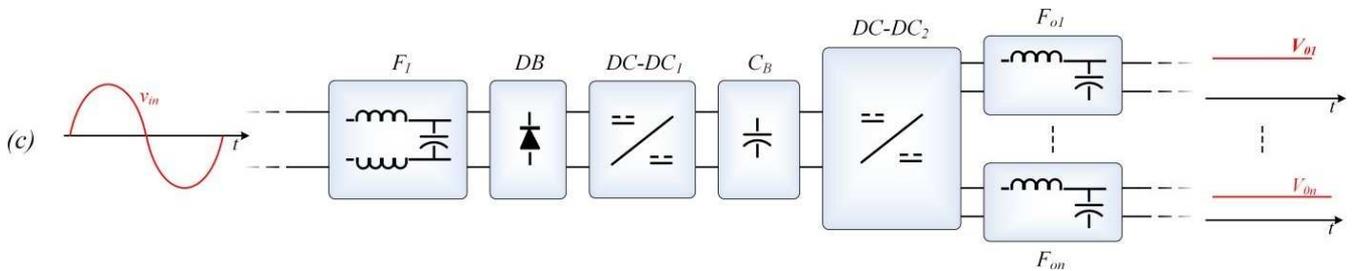


Figura 1.1 Schemi a blocchi DC-DC e AC-DC Converter.

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 tensione fornita 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 anche nei gruppi di continuità UPS, nei sistemi di ricarica delle batterie oppure come front end negli azionamenti elettrici. I convertitori DC-DC possono essere classificati in due grandi famiglie, convertitori lineari e a commutazione chiamati anche switching, come mostrato in Figura 1.2. I primi lavorano in zona lineare in modo da fornire ai carichi a valle una tensione continua caratterizzata da bassissimi livelli di rumore, nel caso in cui però ci si trovi in situazioni di eccessive correnti e notevoli cadute di tensione sia a monte che a valle tali dispositivi non sono più convenienti in quanto lavorano con una bassa efficienza di conversione. I secondi invece lavorano a commutazione utilizzando dispositivi a semiconduttore come interruttori statici e a loro volta possono essere suddivisi in due principali categorie Isolati e non Isolati.

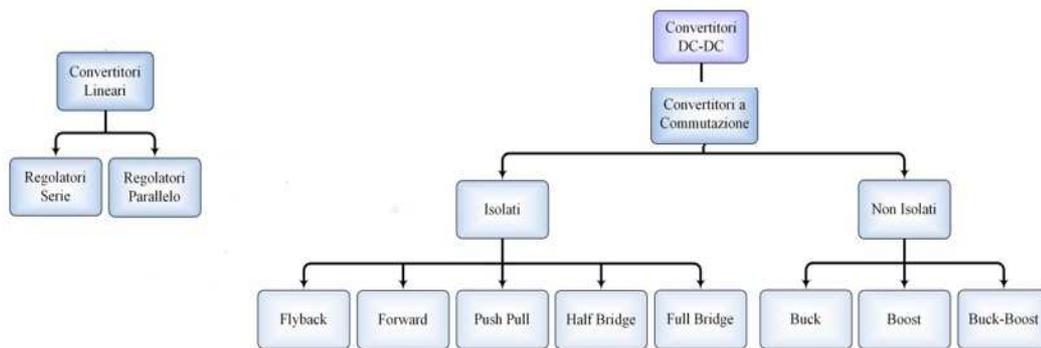


Figura 1.2 Classificazione dei DC-DC Converter.

Quelli isolati sono oggi la soluzione più diffusa e utilizzata, di cui fanno parte configurazioni che prevedono o meno una separazione galvanica

1.3 Circuito di controllo DC-DC converter

I convertitori elettronici di potenza DC-DC si basano principalmente sulla commutazione degli interruttori statici a semiconduttore quali BJT, MOSFET, IGBT. Il funzionamento 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 di seguito nella formula.

$$V_R = \frac{I}{T_S} \int_0^{t_{on}} v_{in} dt = \frac{t_{on}}{T_S} v_{in}$$

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 alla seguente espressione:

$$\bar{\alpha} = \frac{t_{on}}{T_S}$$

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

Ne consegue che il duty cycle dell'interruttore potrà assumere dei valori compresi tra 0 (Quando l'interruttore rimane aperto per tutto il periodo di commutazione) e 1 (Quando l'interruttore rimane chiuso per tutto il periodo di commutazione). In questi due 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 in cui ($\bar{\alpha} = 1$).

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 ha un ruolo fondamentale nel processo di conversione energetico. Tali dispositivi non regolano solamente la

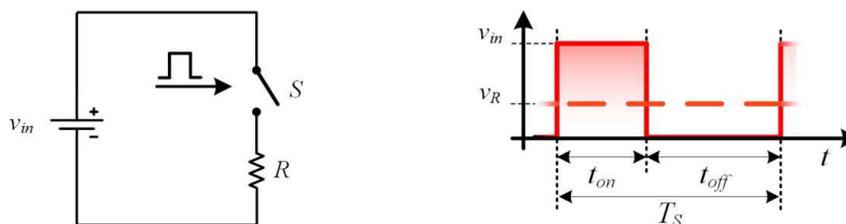
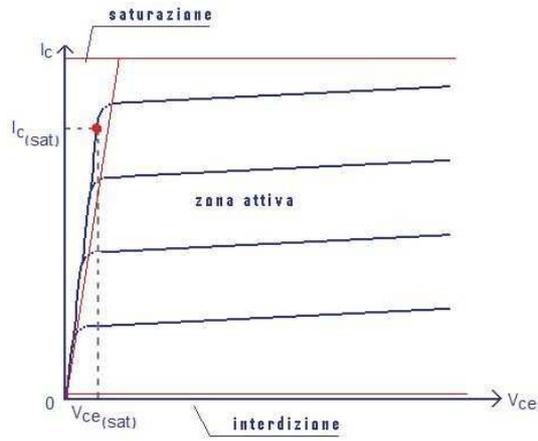
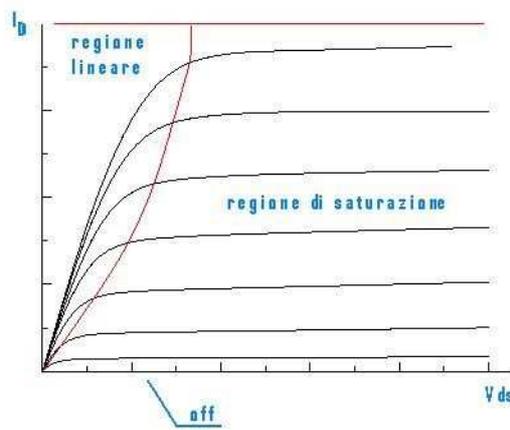


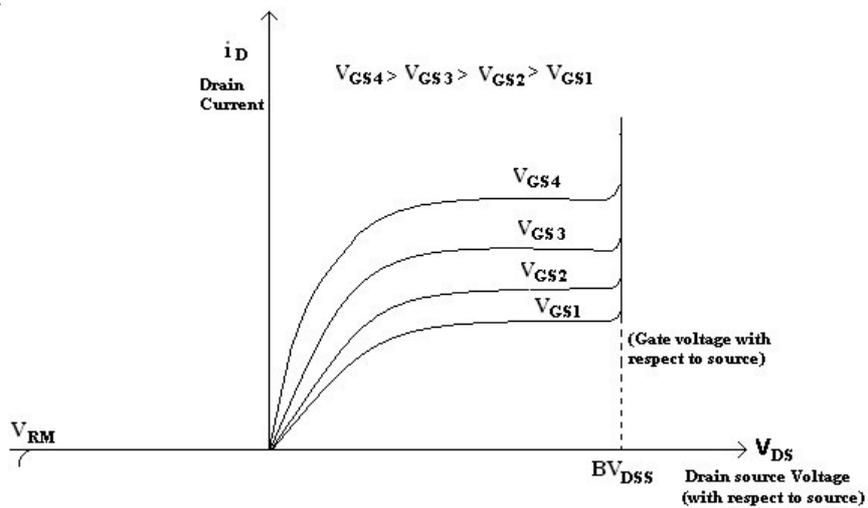
Figura 1.3 Funzionamento di base di un DC-DC Converter.



BJT



MOSFET



IGBT

Figura 1.4 Zone di Interdizione e Saturazione a confronto tra BJT, MOSFET ,IGBT .

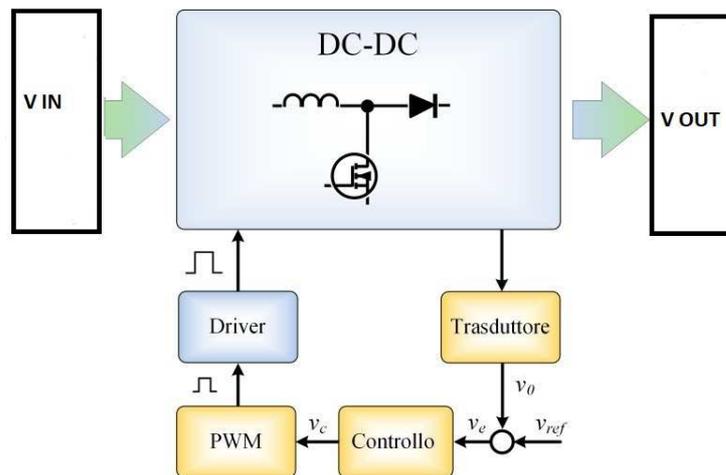


Figura 1.5 Schema a blocchi di un DC-DC Converter con sistema di controllo.

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 1.5. 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 1.6. 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

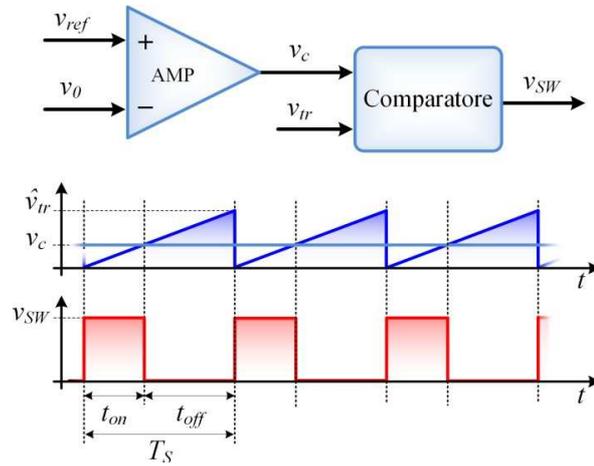


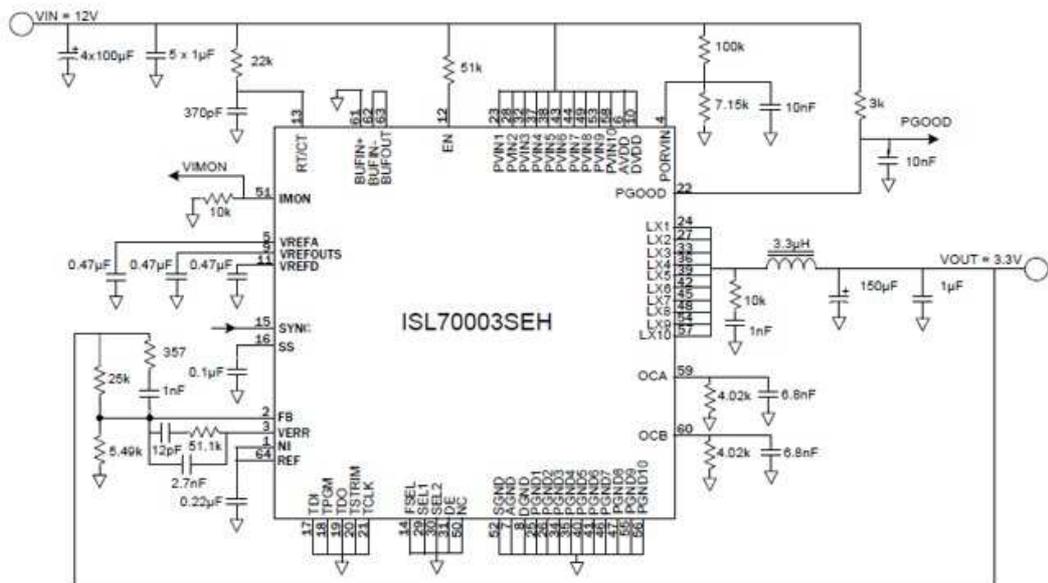
Figura 1.6 Schema a blocchi dei segnali in un modulatore PWM.

duty cycle alle grandezze in ingresso al comparatore, espresso in:

$$\bar{\alpha} = \frac{t_{on}}{T_S} = \frac{v_c}{\hat{v}_{tr}}$$

In cui v_{tr} è il picco del segnale triangolare in ingresso al comparatore.

Esempio di regolatore Switching DC/DC



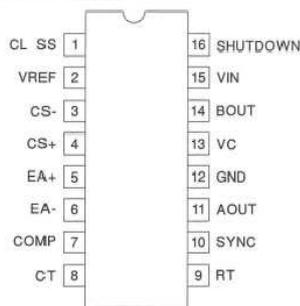
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage	+40V
Collector Supply Voltage	+40V
Output Current, Source or Sink	0.5A
DC	2.0A
Pulse (0.5μs)	-0.3V to +V _{IN}
Error Amp Inputs	-0.3V to +10V
Shutdown Input	-0.3V to +3V
Current Sense Inputs	±10mA
SYNC Output Current	-5mA
Error Amplifier Output Current	50mA
Soft Start Sink Current	5mA
Oscillator Charging Current	1000mW
Power Dissipation at T _A = 25°C (Note 2)	2000mW
Power Dissipation at T _C = 25°C (Note 2)	-55°C to +150°C
Junction Temperature	-65°C to +150°C
Storage Temperature Range	+300°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)	

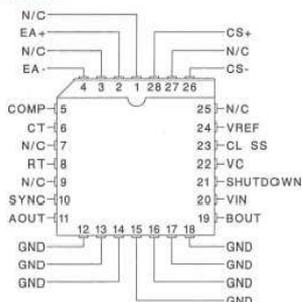
All voltages are with respect to Ground. Currents are positive into, negative out of the specified terminal. Consult packaging section of databook for thermal limitations and considerations of package.

CONNECTION DIAGRAMS

DIL-16, SOIC-16 (Top View)
J or N, DW PACKAGE



PLCC-28 (Top View)
QP PACKAGE



PLCC-20 (Top View)
Q PACKAGE

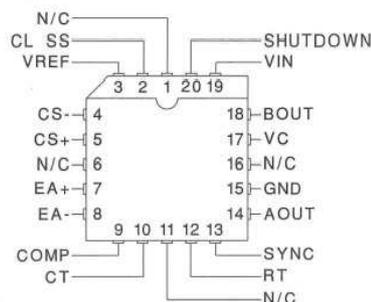


Figura 1.7 UC1856 Circuito di commutazione e Controllo

1.4 Schematizzazione DC-DC converter 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 1.8 (a)), Boost (Figura 1.8 (b)) e Buck-Boost (Figura 1.8(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 (diode e interruttore elettronico). In particolare tutte le topologie circuitali rappresentate in Figura 1.8 presentano un condensatore di filtro in uscita e una cella composta da un interruttore, un diode 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 porta tali topologie circuitali ad assumere due distinti configurazioni circuitali, mostrate sempre in Figura 1.8. 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

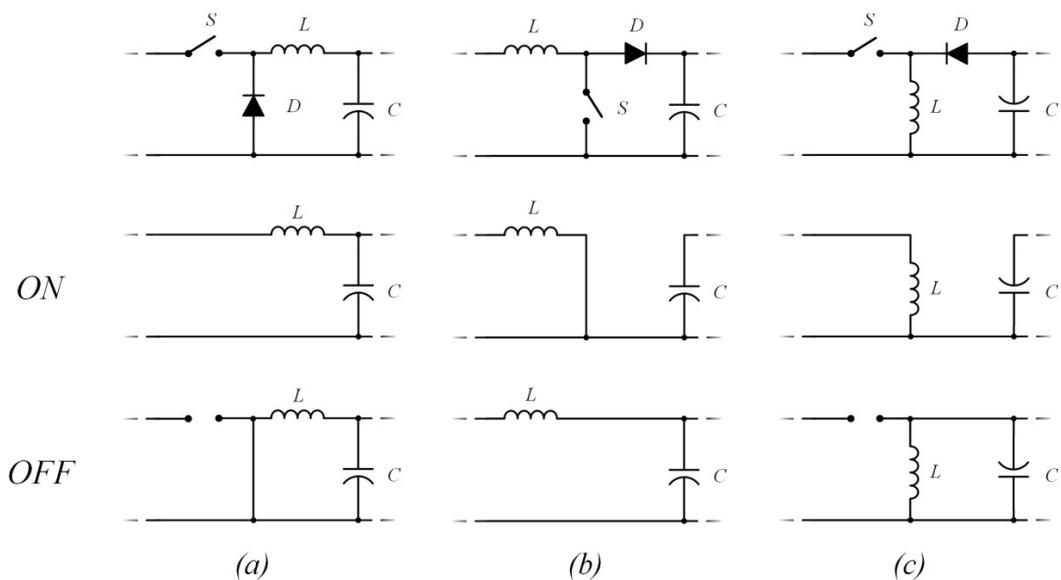


Figura 1.8 Schemi circuitali di base dei convertitori Buck (a), Boost (b) e Buck-Boost (c).

o ridurre il livello di tensione presente ai morsetti di ingresso. Dalla Figura 1.8 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 CCM/DCM

In Figura 1.8 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 1.9 (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 1.9 (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

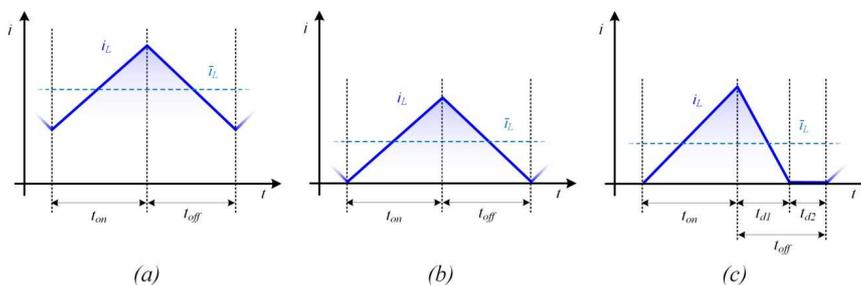


Figura 1.9 Andamento della corrente sull'induttore in CCM (a), BCM (b) e DCM (c).

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 1.9 (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).

1.6 Analisi di progetto DC-DC Converter

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.

I convertitori DC-DC di base sono costituiti da una singola coppia di semiconduttori e da un filtro, come mostrato in Figura 1.10 (a).

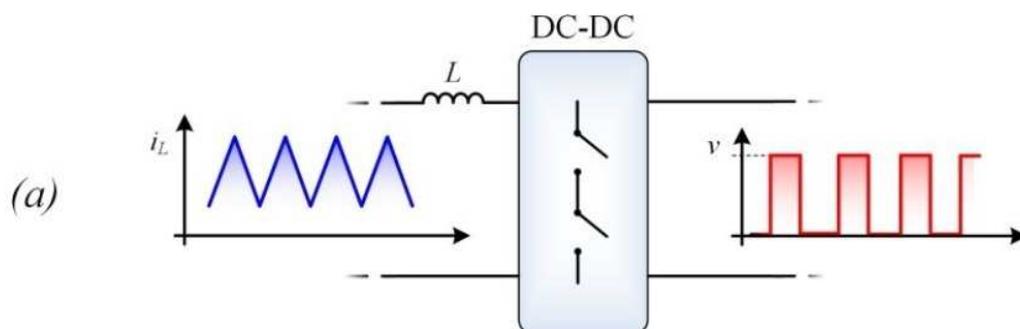


Figura 1.10 Rappresentazione di una cella di conversione DC-DC base (a)

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 1.11 (b)

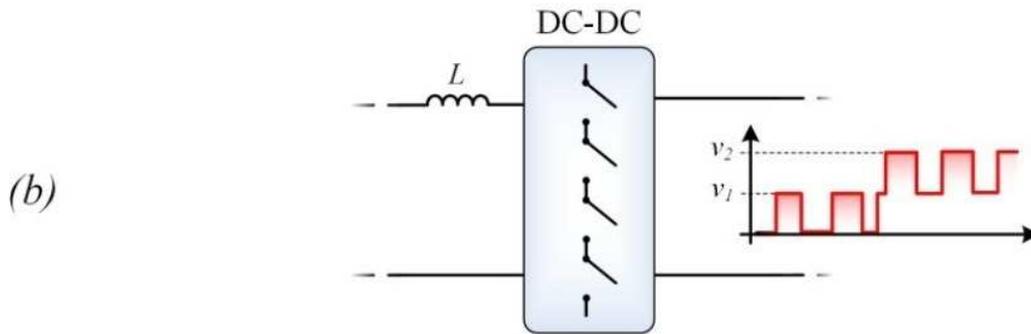


Figura 1.11 Rappresentazione di una cella di conversione DC-DC serie (b)

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 1.12 (c)

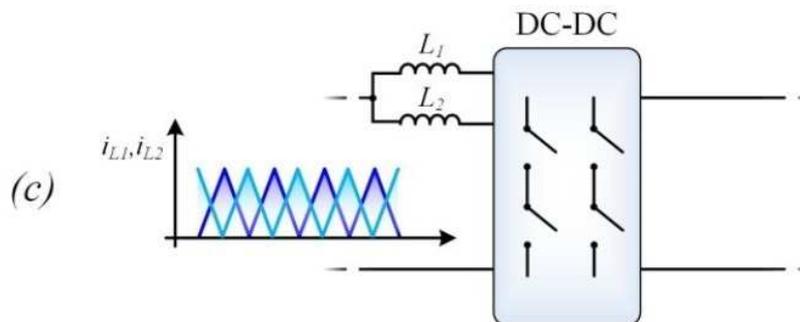


Figura 1.12 Rappresentazione di una cella di conversione DC-DC e parallelo (c).

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. 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 1.13 e 1.14 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 1.13 tecnologie SiC JFET/FET .

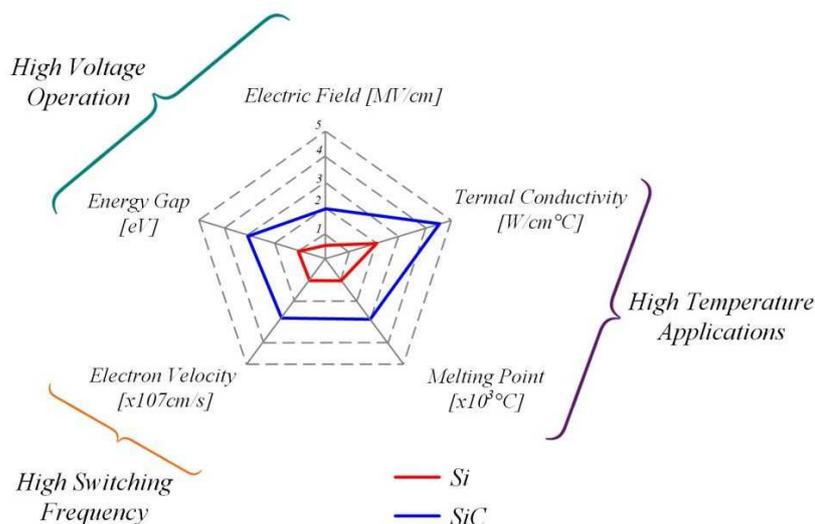


Figura 1.14 Confronto tra le tecnologie Si e SiC .

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 1.14, 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. 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 quantificate

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

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 1.15 caratterizzano qualsiasi cella composta da interruttore, diodo e induttore, di conseguenza queste caratterizzeranno l'interruttore di uno qualsiasi dei convertitori mostrati in Figura 1.8. 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} ,

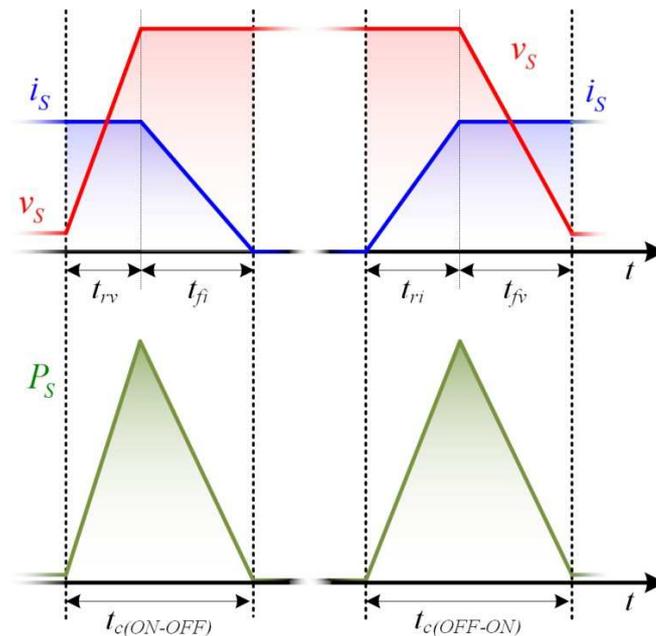


Figura 1.15 Evoluzioni delle tensioni e correnti (in alto) e della potenza sull'interruttore (in basso) per in Turn-OFF (sinistra) e per il Turn-ON (destra).

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 1.15, 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 alla seguente espressione:

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

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 e f_s è la frequenza di commutazione.

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 1.16 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 1.16.

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.

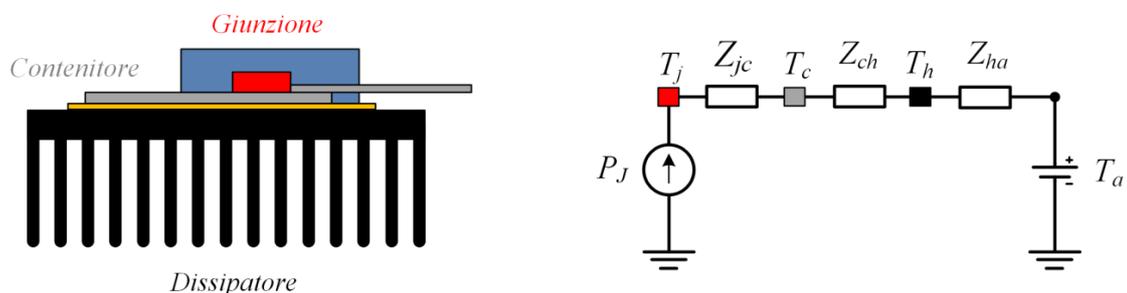


Figura 1.16 Rappresentazione di un dispositivo di dissipazione del calore per un componente a semiconduttore (sinistra) e del circuito termico equivalente (destra).

Capitolo 2

2 Schematizzazione equivalente DC DC Converter di potenza

2.1 Introduzione

Un modello equivalente 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 questo motivo è possibile trovare diversi modelli equivalenti che mirano a rappresentare le principali e fondamentali caratteristiche di questi convertitori. 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 i circuiti a valori medi e modelli matematici che sfruttano la rappresentazione del sistema tramite variabili di stato. Le differenze tra le due tecniche sono 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 matematiche di grandezze di stato nella fase 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. 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.

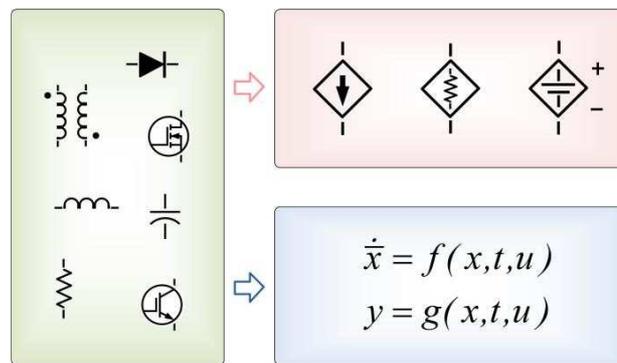


Figura 2.1 Rappresentazione dei convertitori elettronici di potenza tramite i modelli a circuiti medi equivalenti o tramite i modelli medi a variabili di stato.

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, 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, 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 invarianti. 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 DC-DC Converter 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 durante il 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 un'alimentazione d'ingresso in continua, mentre come carico in uscita può essere utilizzato 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 di 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 modalità discontinua 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 paragrafi a seguire. Viste le affermazioni precedenti e, allo scopo di comprendere a pieno il funzionamento di del convertitore, è possibile rimpiazzare gli elementi a semiconduttore S e D con un unico interruttore

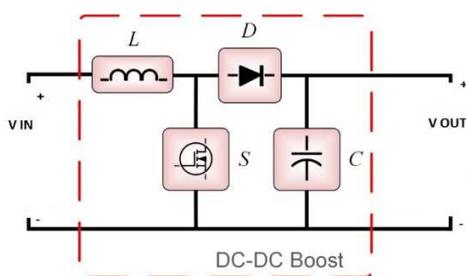


Figura 2.2 DC-DC Converter Boost.

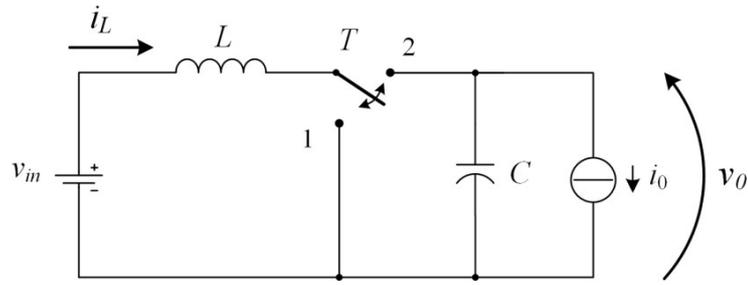


Figura 2.3 Schema circuitale di un DC-DC Converter Boost.

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_o . 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_o . 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 espresso nella formula.

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} = v_{in} \quad t \in [0, t_0]$$

$$i_C = C \frac{dv_C}{dt} = -i_o$$

2.3 Analisi di Funzionamento Modello ideale

Le equazioni, 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

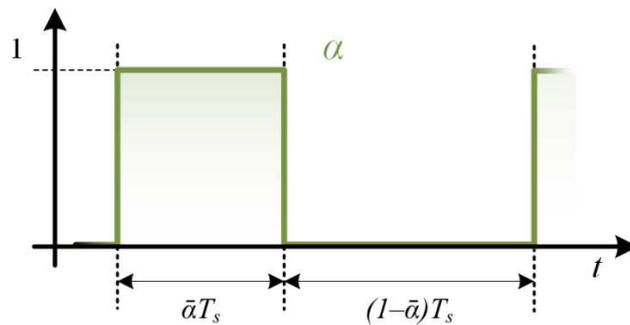


Figura 2.4 Segnale di comando dell'interruttore elettronico di potenza.

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 2.4,

sarà possibile studiare il convertitore Boost in esame come l'alternarsi dei due circuiti lineari mostrati in Figura 2.5. 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 2.5(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 2.5(b).

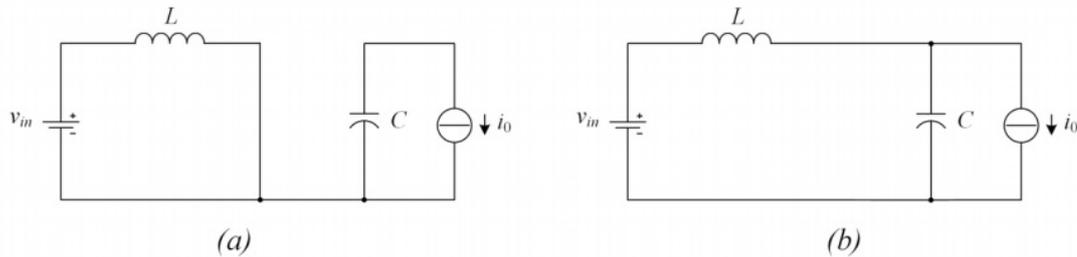


Figura 2.5 Stato di ON (a) e stato di OFF (b) del convertitore Boost.

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.

$$\dot{x} = A_I \cdot x + B_I \cdot u$$

$$y = C_I \cdot x + D_I \cdot u$$

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

2.4 Modalità di funzionamento CCM

L'utilizzo di componenti ideali, nello studio matematico del convertitore, porta,

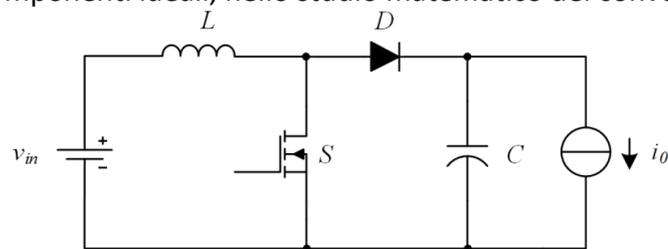


Figura 2.6 Schema circuitale del convertitore Boost.

ovviamente, a dei risultati non coerenti con quelli reali. Certamente il rendimento unitario ne è la prova, ma si pensi che per un duty cycle mediamente pari a 1 il convertitore DC-DC Boost potrebbe erogare una potenza infinita. Nella realtà l'aumento del duty cycle α 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 α 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 2.6. 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 sostituito con un generatore

di corrente costante i_0 . Inoltre, in Figura 2.6 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/OFF del convertitore. La rappresentazione circuitale del convertitore durante tali stati di funzionamento è riportata in Figura 2.7.

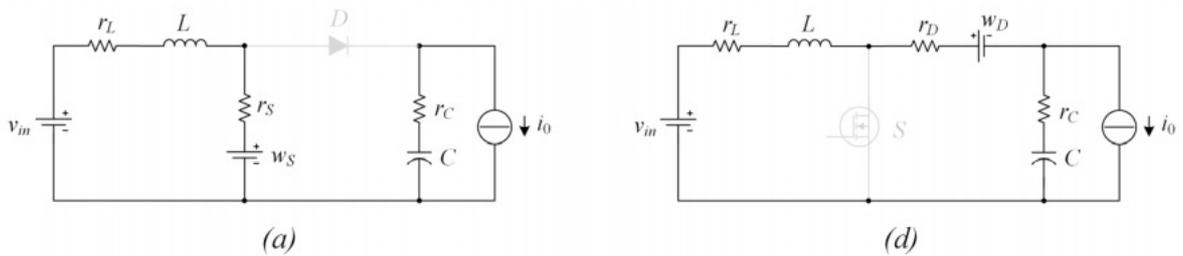


Figura 2.7 Rappresentazione circuitale del convertitore Boost durante lo stato di ON (a) e stato di OFF (b).

Si può notare, in Figura 2.7 che i componenti passivi e quelli attivi riguardanti lo stato di ON vengono schematizzati 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 schematizzare l'interruttore elettronico tramite una caduta di tensione e una resistenza permette di generalizzare il modello proposto. 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 2.7 (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 . 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 non è possibile schematizzare 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 Circuiti di Commutazione dispositivi a semiconduttore

Il modello ai valori medi presentato andrà 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 2.8. Nello specifico in Figura 2.8 (a) e Figura 2.8 (d) si riconoscono gli stati di ON e OFF già visti in precedenza, mentre in Figura 2.8 (b) e Figura 2.8 (c) vengono mostrati i due stati assunti dal convertitore al Turn-OFF. Il Turn-

ON è invece riassunto tramite la Figura 2.8 (e) ed la Figura 2.8 (f). Lo stato di ON mostrato in Figura 2.8 (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.

A. 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 2.8. 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.

B. 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 2.8 con t_{fi} . La fine di tale periodo determina, di fatto, la conclusione del Turn-OFF dell'interruttore elettronico di potenza.

C. 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.

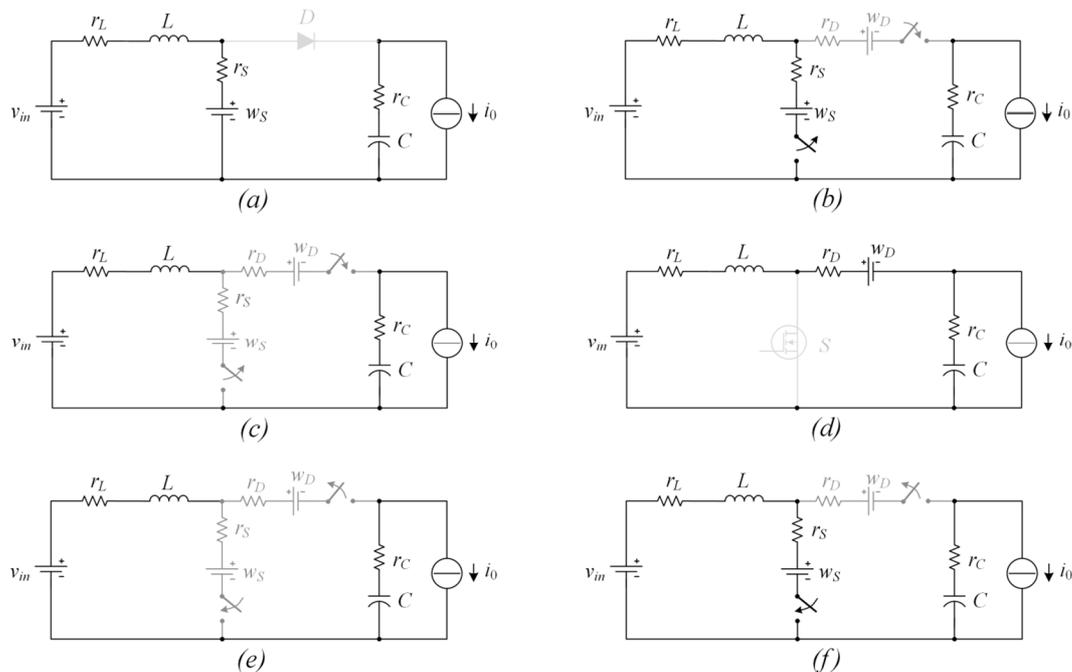


Figura 2.8 Rappresentazioni circuitali del convertitore Boost durante lo Stato di ON (a), Turn-OFF (b e c), stato di OFF (d) e Turn-ON (c e d).

D. 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 2.8.

E. 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.

2.5.1 Calcolo delle potenze

Durante il normale funzionamento di un convertitore elettronico di potenza gli interruttori, di cui è equipaggiato, andranno a dissipare una certa potenza in fase di conduzione che 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. Per fare questo 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.

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 la seguente relazione:

$$\bar{P}_{IN} = \bar{v}_{in} \bar{i}_{in} = \bar{v}_{in} \bar{i}_L \quad ; \quad \bar{P}_0 = \bar{v}_0 \bar{i}_0 = \bar{v}_C \bar{i}_0$$

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, quindi il valore sarà dato dal valore di resistenza per il quadrato della corrente che circola sull' induttore

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

2.5.1.3 Potenza 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.

Di conseguenza il calcolo di tale potenza sarà la somma delle potenze dissipate durante il periodo $T_S = T_{on} + T_{off}$.

2.5.1.4 Potenza dissipata sul diodo

Riferendoci agli andamenti delle tensioni e correnti, è possibile ricavare la potenza media dissipata sul diodo D relativamente al periodo di conduzione.

2.5.1.5 Potenza 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. Quindi è possibile ottenere la potenza media dissipata dall'interruttore tramite il calcolo della potenza media durante il periodo di commutazione .

2.6 Modello circuitale Induttore per DC-DC Converter Boost

La schematizzazione del convertitore DC-DC boost utilizzata in precedenza, rispetto ai modelli classici, mette in risalto una dipendenza con la frequenza di commutazione, dovuta 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 questo 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 legato al ciclo di

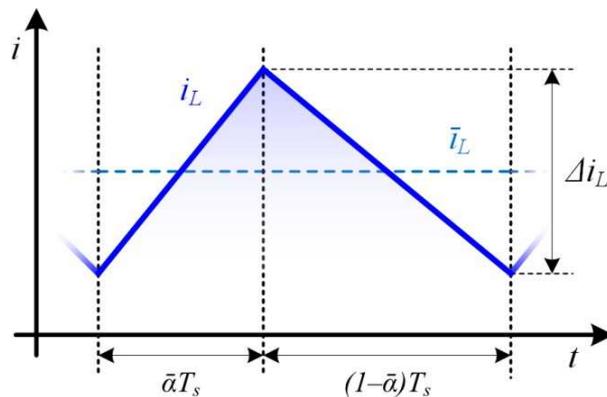


Figura 2.9 Rappresentazione della corrente sull'induttore i_L , con il rispettivo valore medio \bar{i}_L e variazione di corrente picco-picco Δi_L .

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 sugli 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 formula .

$$\frac{di_L}{dt} \cong \frac{v_m}{L}$$

Dalla precedente relazione è possibile affermare che il modello proposto , 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

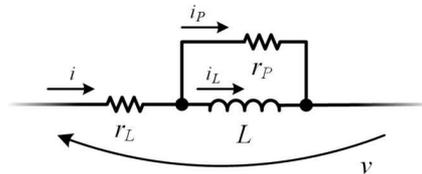


Figura 2.10 Schema circuitale del modello di induttore proposto.

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 2.10.

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.

2.7 Modalità di funzionamento DCM

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 2.11 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,

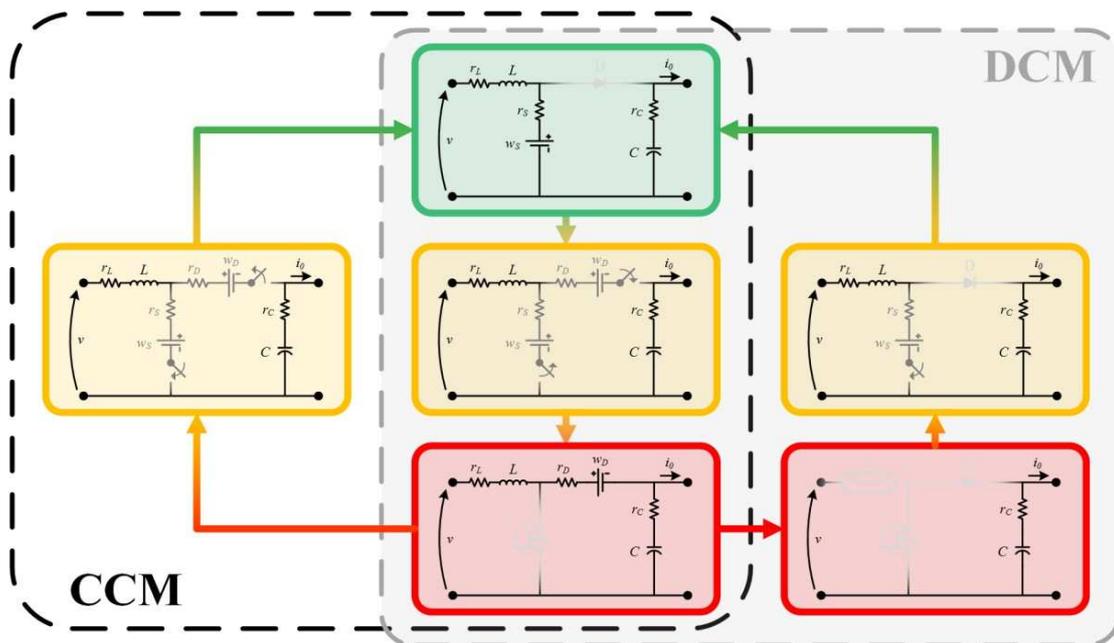


Figura 2.11 Rappresentazione degli stati del convertitore DC-DC Boost: stato di ON (verde), turn-ON e Turn-OFF (giallo), stato di OFF (rosso).

Il generatore connesso in ingresso con il supporto della scarica dell'induttore, carica il condensatore di filtro e alimenta 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 decadere 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 2.11), 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).

2.8 Descrizione DC DC Converter Boost

La validazione dei modelli ai valori medi proposti in precedenza si è basata sul prototipo di convertitore mostrato in Figura 2.12. Nello specifico, tale convertitore è un prototipo di tipologia DC-DC Boost bidirezionale, il quale è caratterizzato dalla presenza di due interruttori elettronici di potenza, come mostrato nello schema circuitale riportato in Figura 2.12. 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 MOSFET del tipo *IRFZ44E*. Tali informazioni sono di vitale importanza considerato il fatto che il diodo è stato utilizzato tenendo conto della 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

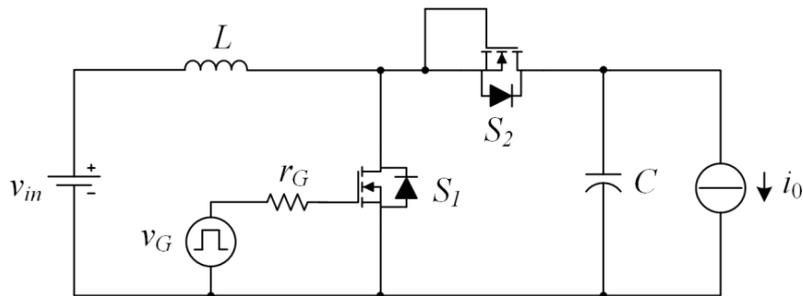


Figura 2.12 Schema rappresentativo del Boost bidirezionale.

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 Temporal	Valore	Unità
Turn-On Delay Time	12	ns
Rise Time	60	ns
Turn-Off Delay Time	70	ns
Fall Time	70	ns

Tabella2

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	-

Capitolo 3

3 Progetto DC DC Converter PFC

3.1 Introduzione

Nel corso degli anni si è assistito a una sempre maggiore diffusione dei convertitori a commutazione 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 distorsione armonica totale) 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 (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 tipologia circuitale e 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 PFC Power Factor Correction

Le tipologie circuitali di PFC possono essere suddivise in due principali categorie: PFC passivi (filtri) e attivi. Nello specifico i primi sono 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 invece 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. Solitamente i PFC attivi, in relazione alla potenza e alle 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 consentendone 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 circuitali, 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

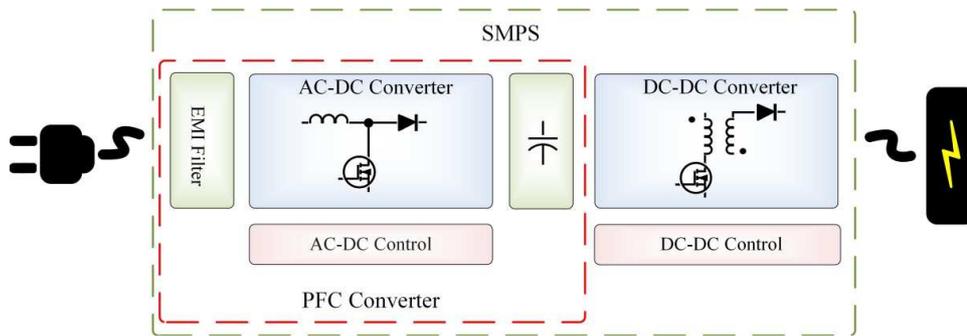


Figura 3.1 Schema a blocchi di un convertitore elettronico di potenza AC-DC.

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 dalla rete elettrica, per tale motivo, alcune volte, tale convertitore necessita di un secondo stadio di conversione. 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 estremamente 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 notevole incremento del livello dei disturbi condotti in rete che rende necessario l'utilizzo di filtri "EMI" passivi.

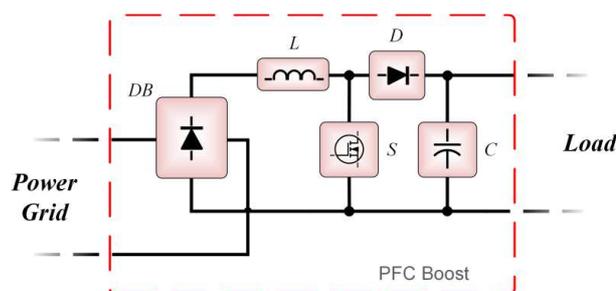


Figura 3.2 Schema circuitale di un convertitore PFC Boost.

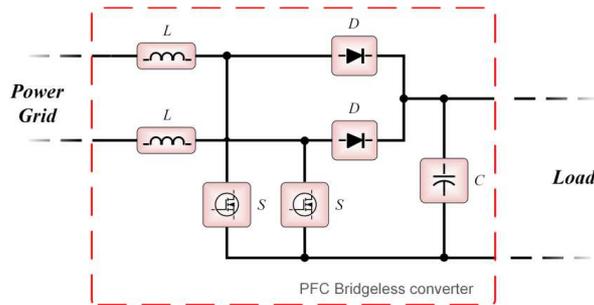


Figura 3.3 Schema circuitale di un PFC Bridgeless.

Un buon mix di tali caratteristiche è raggiunto dal PFC Boost Interleaved, mostrato in Figura 3.3. 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. 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 3.4 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

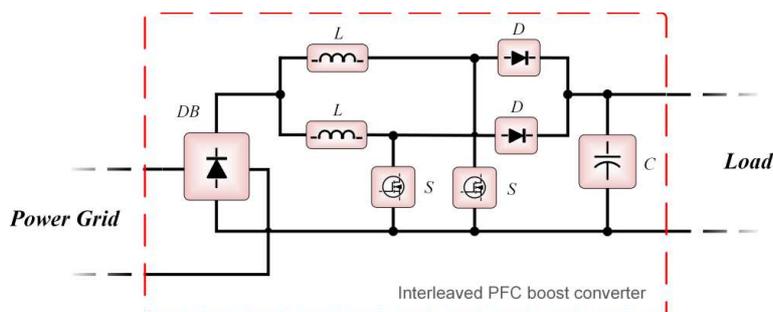


Figura 3.4 Schema circuitale di un convertitore PFC Boost Interleaved.

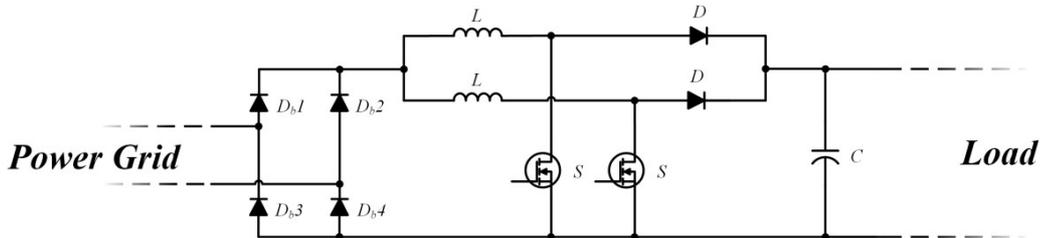


Figura 3.5 Schema circuitale di un convertitore PFC Boost Interleaved.

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 e 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

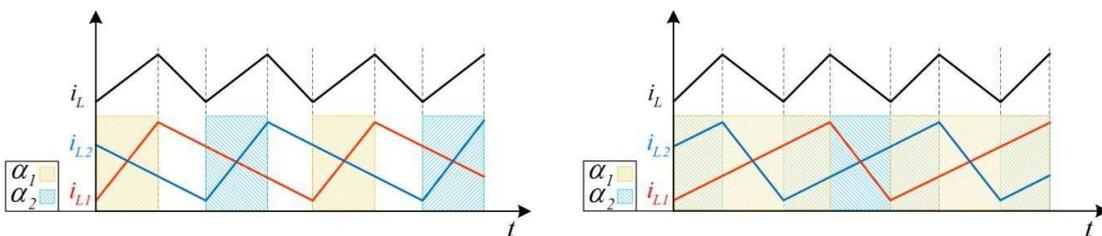


Figura 3.6 Evoluzione delle correnti sui due induttori i_{L1}, i_{L2} e dalla corrente in ingresso i_L per $\alpha < 0.5$ (sinistra), $\alpha > 0.5$ (destra).

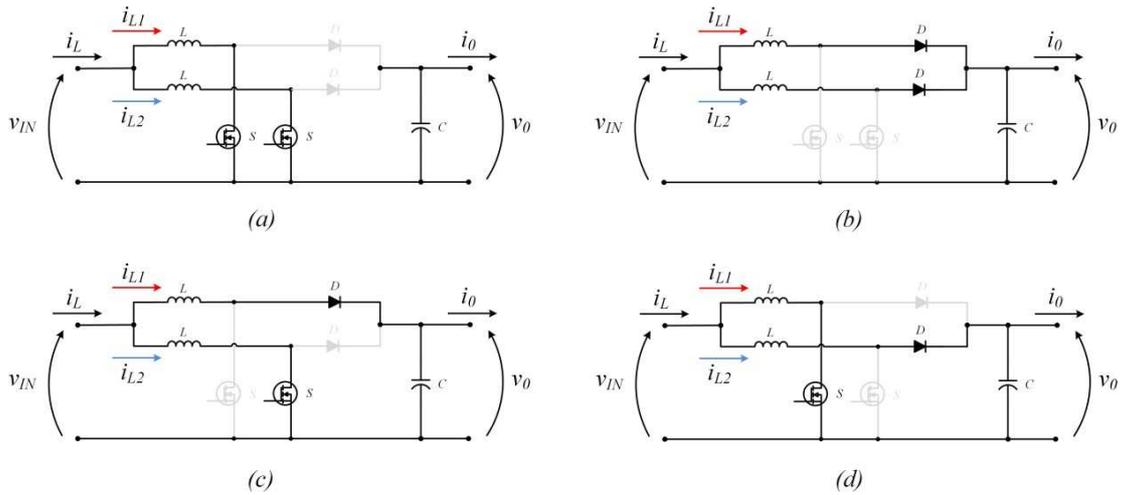


Figura 3.7 Stato ON-ON (a), stato OFF-OFF (b), stato OFF-ON (c) e stato ON-OFF (d) del convertitore Boost Interleaved.

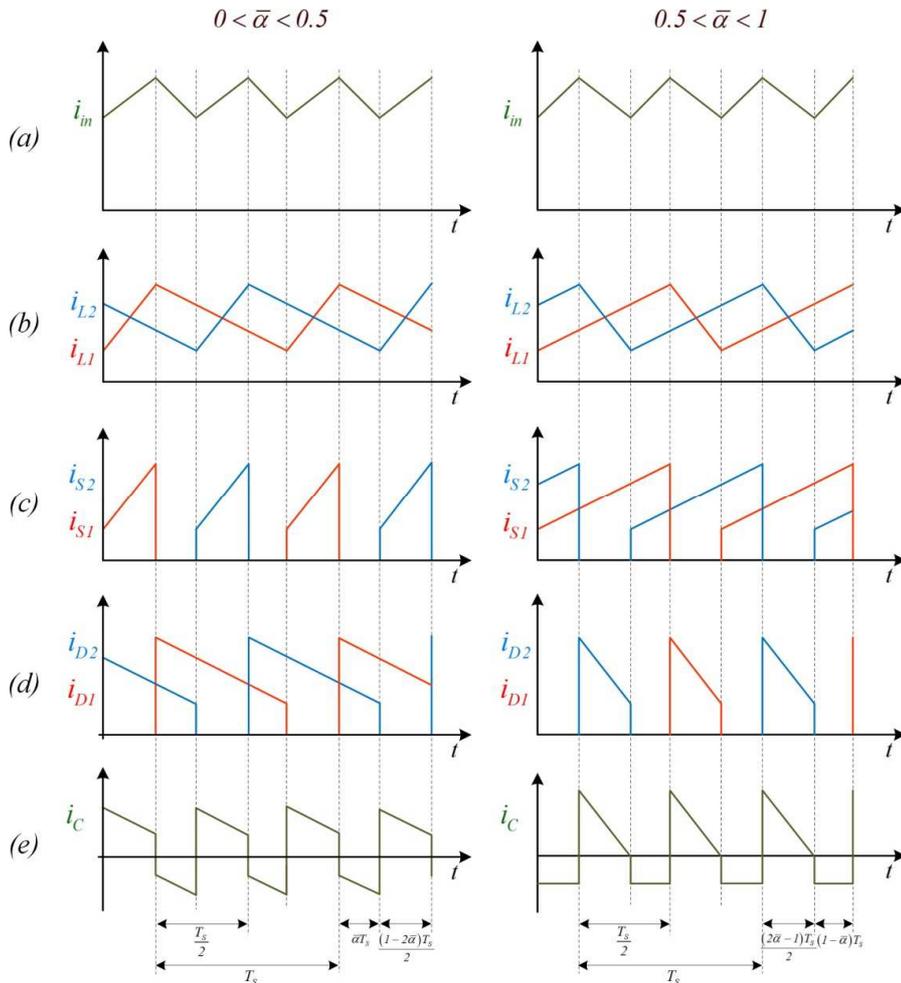


Figura 3.8 Evoluzione delle correnti in ingresso i_L (a), delle correnti sui due induttori i_{L1}, i_{L2} (b), delle correnti sugli interruttori i_{S1}, i_{S2} (c), delle correnti sui diodi i_{D1}, i_{D2} (d) e della corrente sul condensatore di uscita i_C (e), per $\alpha < 0.5$ (sinistra) e $\alpha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

3.4 Dimensionamento DC DC Converter PFC Boost

In questo paragrafo è riportato il dimensionamento di un convertitore PFC Boost Interleaved caratterizzato da due stadi di boost connessi in parallelo. Inoltre, tale convertitore utilizza dispositivi a semiconduttore innovativi, come MOSFET e diodo di potenza realizzati con tecnologia al carburo di silicio oggi presenti sul mercato. Questi componenti aumentano l'efficienza totale del convertitore PFC abbassando 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 V_o ;
- 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 è tenuto conto della variazione della tensione efficace presente in rete, questa può infatti 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 questo convertitore alimenterà 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. In particolare tutte le alimentazioni ausiliarie verranno prese in carico da un convertitore AC-DC che utilizzerà un

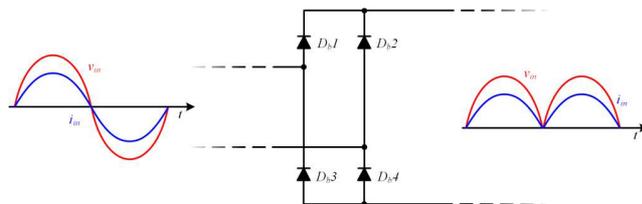


Figura 3.9 Evoluzioni della tensione e corrente in ingresso e uscita dal ponte di diodi.

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 .

3.4.1 Ponte di diodi

Il ponte di diodi 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 3.9 .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 3.9, 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:

$$\bar{i}_{DB} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{P_{in}}{V_{in_min}} = 1.26 A$$

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

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:

$$\Delta I_{in} = 0.15\sqrt{2} \frac{P_{in}}{V_{in}} = 0.595 A$$

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

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

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	mΩ
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:

$$P_{J,DB} = 2w_{DB}\bar{i}_{DB} + 2r_{DB}i_{DB,RMS}^2 = 2.3 \text{ W}$$

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 3.10. 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 dalla 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 formula:

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

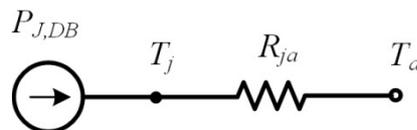


Figura 3.10 Circuito termico riguardante il ponte di diodi non controllato.

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 Induttori

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. 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 sarà possibile ottenere la variazione totale di corrente sull'induttore, come riportato di seguito.

$$\Delta I_L = 0.714 \Delta I_{in} = 0.83 \text{ A}$$

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.

$$L = \frac{\sqrt{2} V_m \alpha}{\Delta I_L f_s} = 830 \mu\text{H}$$

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.

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

In cui i_{LRMS} è stata calcolata tramite la

$$i_{LRMS} = \frac{P_m}{2V_{in}} = 1.40 \text{ A}$$

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.

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

3.4.3 Diodi

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 3.11. 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:

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

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

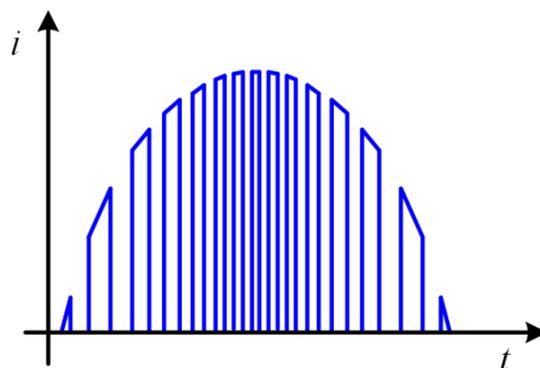


Figura 3.11 Rappresentazione approssimata della corrente su interruttore o diodo di potenza.

Il calcolo della corrente media circolante sullo stesso componente, potrà essere effettuato come in formula

$$\bar{i}_D = \frac{P_0}{2V_0} = 0.625 A$$

Mentre 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	m Ω
Tensione di soglia (w_D)	0.9	V
Capacità parassita	12	pF

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

$$P_{J,D} = 0.87 W$$

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

3.4.4 Interruttori 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. E' possibile ottenere la corrente massima circolante su tale componente, mediante le seguenti formule :

$$\bar{i}_{DB} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{P_{in}}{V_{in_min}} = 1.26 A$$
$$i_{DB\ RMS} = \frac{P_{in}}{\sqrt{2}V_{in_min}} = 1.98 A$$

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.

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

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.

$$P_{Sg(ON)} = \frac{1}{2} Q_S V_{g(ON)} f_S = 0.034 W$$

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_{pt})	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

La 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

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

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 Analisi termica

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 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 3.11 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 formula

$$R_f = \frac{V_{CCf} - V_f}{I_{Def}} = 200 \Omega$$

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	$^{\circ}C/W$
Temperatura massima di giunzione	125	$^{\circ}C$

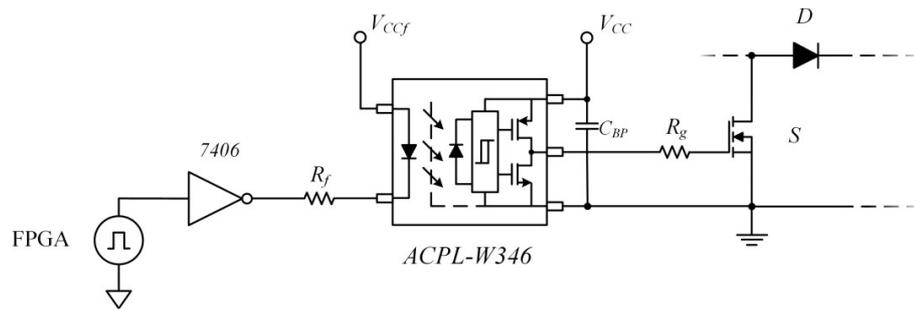


Figura 3.11 Schema circuitale dei circuiti di comando dei driver e del driver di comando dell'interruttore elettronico.

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 3.16.

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.

$$C_{in} = \frac{\Delta I_{in}}{8f_{sw}\Delta V_{in}} = 28.18 \text{ nF}$$

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.

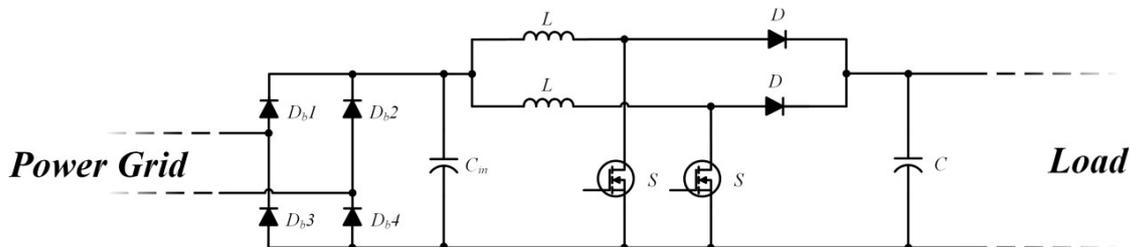


Figura 3.16 Schema circuitale del convertitore PFC Boost Interleaved.

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	$\pm 10\%$	-

I condensatori in uscita, diversamente da quelli di ingresso, dovranno filtrare sia le 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.

$$C = 1.3 \frac{P_0}{2\pi f_{line} \Delta V_0 \bar{V}_0^2} = 185 \mu F$$

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.

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	$\pm 20\%$	-

3.4.8 Limitazione di corrente

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 3.17.

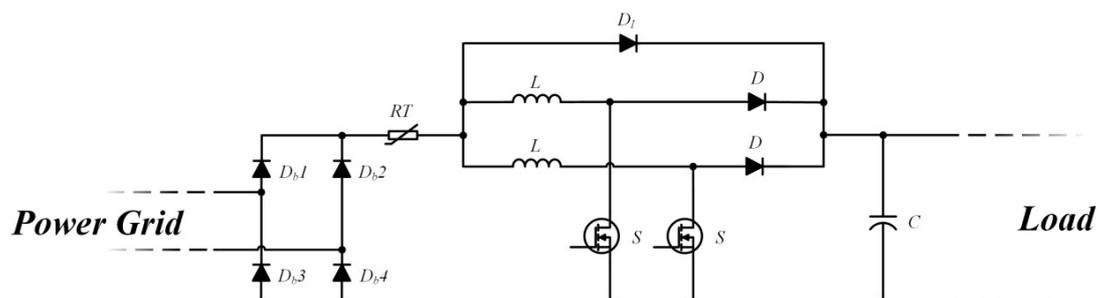


Figura 3.17 Schema circuitale del convertitore PFC Boost Interleaved con protezioni contro le correnti di inserzione.

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.

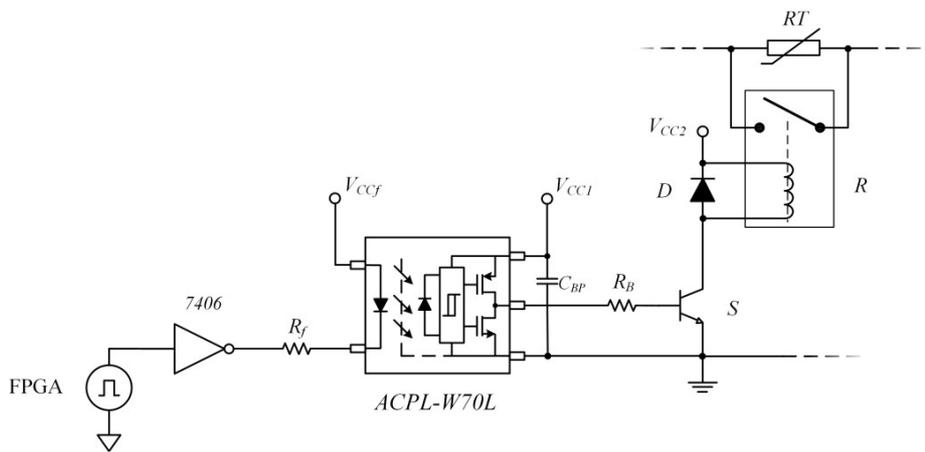


Figura 3.18 Schema circuitale del driver di comando del relè.

L'isolamento galvanico tra il blocco di potenza e quello di segnale si otterrà tramite degli opto- isolatori 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.

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

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:

$$I_R = \frac{V_{CC1}}{R_{Bmin}} = 24.7 \text{ mA}$$

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.

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

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,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 tale elemento è di 100 mΩ i quali andranno a dissipare una potenza calcolabile tramite la relazione

$$P_R = r_R i_{LRMS}^2 = 0.79 W$$

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	°C/W
Resistenza (r_D)	300	m Ω
Tensione di soglia (w_D)	0.7	V
Capacità parassita	10	pF

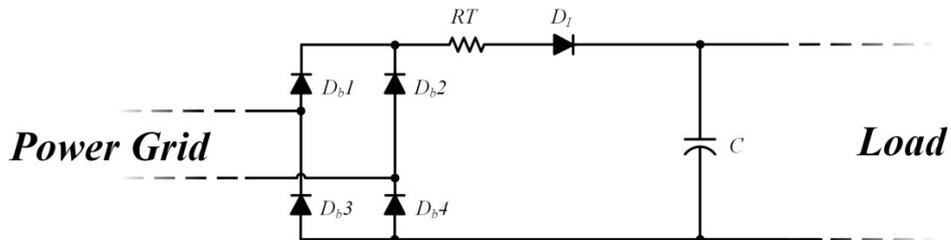


Figura 3.20 Schema circuitale del convertitore durante l'inserzione in rete.

Durante l'inserzione del convertitore in rete e, sino a quando i condensatori di uscita non saranno totalmente carichi, lo schema circuitale di riferimento sar  quello presentato in Figura 3.20.

Il diodo D_I dovr  di conseguenza sopportare una corrente impulsiva pari alla corrente massima, il componente utilizzato 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	Unit�
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	�C/W
Resistenza (r_D)	125	m �
Tensione di soglia (w_D)	0.5	V
Capacit� parassita	145	pF

Dalla tabella   facile affermare che il diodo scelto   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 3.21.

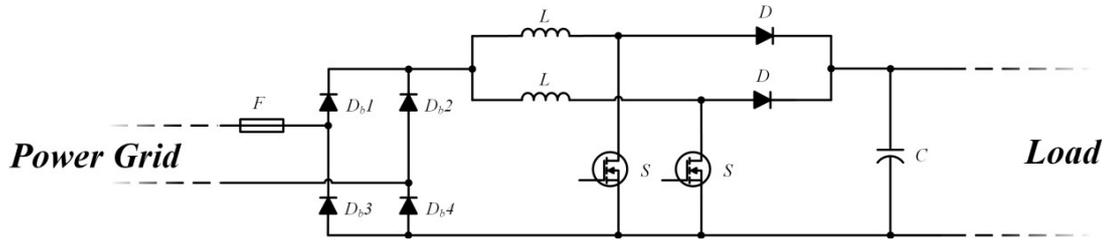


Figura 3.21 Schema circuitale convertitore del PFC con protezione dai cortocircuiti.

Tale componente non deve intervenire né per la normale corrente nominale assorbita dal convertitore, né per la corrente di inserzione che caratterizza il convertitore all'avvio. La corrente nominale che andrà a circolare sul fusibile sarà pari a:

$$i_{in_{RMS}} = \frac{P_{in}}{V_{in_{min}}} = 2.8 A$$

Viene quindi scelto un fusibile a cartuccia modello MCF05G-5A, le quali caratteristiche generali sono state riassunte in Tabella 3.14.

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

3.4.1 Protezione 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 3.22 viene mostrato lo schema circuitale del convertitore

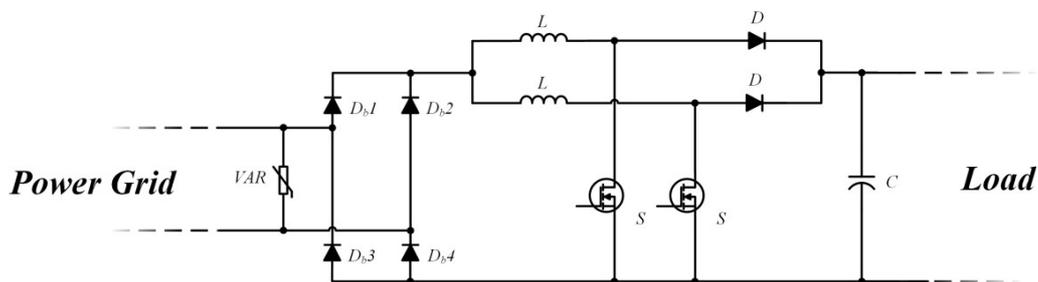


Figura 3.22 Schema circuitale convertitore del PFC con protezione dalle sovratensioni.

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/TKD i quali parametri principali sono riportati nella Tabella 3.15.

Tale componente è quindi idoneo a ricoprire il compito assegnato.

3.4.2 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 3.23 e Figura 3.24. Per le correnti continue si avrà una richiusura in linea retta, dato che questo è il percorso a minore resistenza (Figura 3.23), mentre ad elevata frequenza la corrente andrà a scegliere il percorso a minore

impedenza, che come mostrato in Figura 3.24, sarà il percorso identico a quello di andata della corrente.

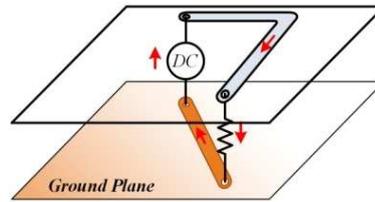


Figura 3.23 Circuito di richiusura della corrente sulle tracce del circuito stampato nel caso di una corrente continua

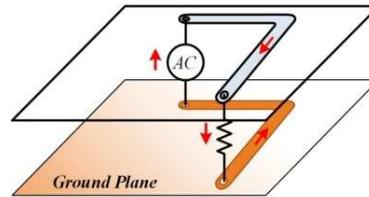


Figura 3.24 Circuito di richiusura della corrente sulle tracce del circuito stampato nel caso di una corrente alternata a elevata frequenza.

Allontanarsi da queste condizioni ottimali porta ad un conseguente incremento delle cadute di tensione e potenze dissipate sulla board, inoltre in alta frequenza 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 3.31 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

Visto ciò che è stato descritto in precedenza, gli elementi parassiti mostrati in Figura 3.25 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

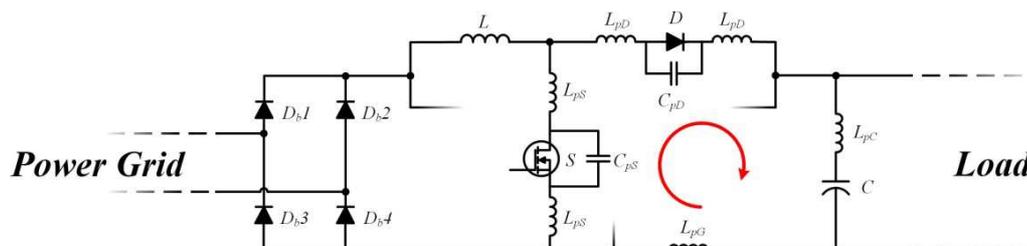


Figura 3.25 Schema circuitale del convertitore PFC con particolare del loop critico.

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.

3.4.3 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 morsettiere 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

3.4.4 Rendimento del PFC

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.

$$\eta = 100 \frac{P_o}{P_{in}} = 96.71 \%$$

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.

3.4.5 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 .

3.4.5.1 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.

$$P_{3.3} = P_{\Sigma-\Delta} + P_{opt} = 163.7 \text{ mW}$$

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.

3.4.5.2 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 correnti 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 i 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 ai componenti precedentemente indicati.

3.4.5.3 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.

$$P_{Lin18} = \Delta V I_C = 148 \text{ mW}$$

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.

$$T_j = R_{ja} P_{J, Lin18} + T_a = 49.63 \text{ } ^\circ\text{C}$$

Possiamo quindi affermare che tale componente rispetta i limiti imposti dal costruttore e allo stesso tempo soddisfa i requisiti imposti da progetto.

3.4.5.4 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 3.26. 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

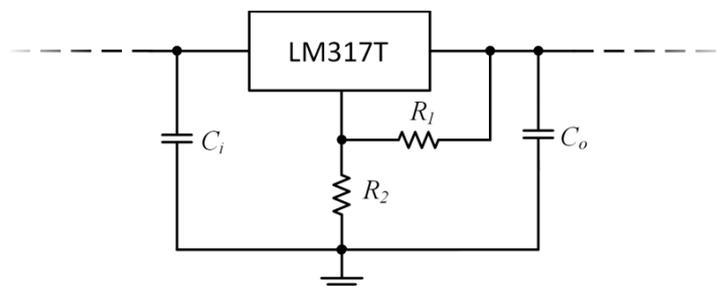


Figura 3.26 Schema circuitale dello stilizzatore lineare di tensione LM317T

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

3.4.5.5 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 3.27.

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 2.52 W a cui corrisponde una corrente di 105 mA.

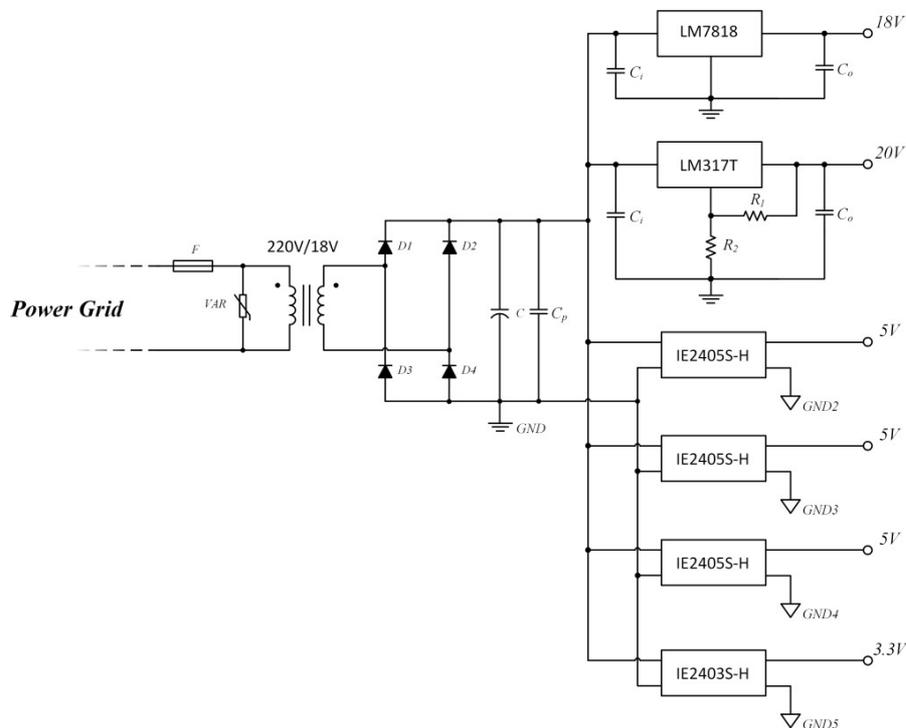


Figura 3.27 Schema circuitale della board delle alimentazioni ausiliarie.

3.4.5.6 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 DC DC Flyback con Tecnologia SiC

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 funzionali su un convertitore flyback per uso Aerospaziale . In particolare, sono state eseguite tutte le misure funzionali con lo scopo di determinare l'efficienza totale del convertitore e il comportamento dello stesso in termini di compatibilità elettromagnetica. Lo schema completo di tale convertitore è stato riportato in Figura 3.28.

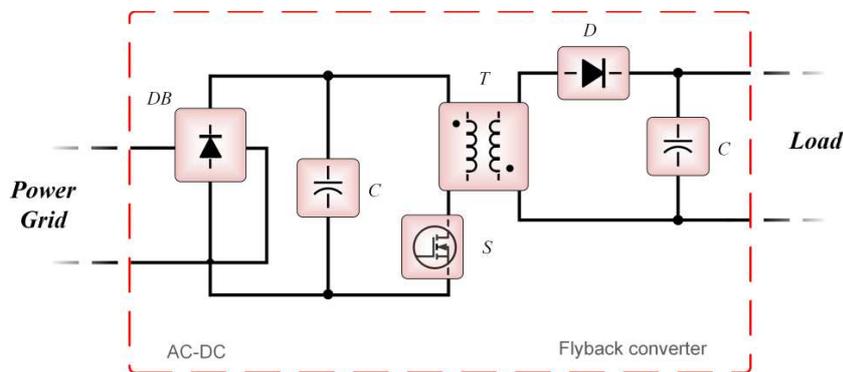


Figura 3.28 Schema circuitale di un DC-DC Converter Flyback

Tale schema circuitale è sicuramente la tipologia oggi 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 con trasformatore ad alta frequenza che consente di ottenere configurazioni multi-uscita e/o multi-ingresso e non necessita di particolari accorgimenti legati alla circuiteria di controllo (non necessita di alcuna alimentazione sospesa per il driver di comando dell'unico interruttore di potenza). 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 fatta la scelta su un DC DC Converter con tecnologia di nuova generazione al Carburo di Silicio (SiC). Nello specifico per valutare appieno i vantaggi della tecnologia SiC rispetto ai Si tradizionali sono stati effettuati numerosi test funzionali del convertitore flyback, allo scopo di determinare l'efficienza totale del convertitore e il comportamento dello stesso in termini di compatibilità elettromagnetica, di seguito riportate

Predisposizione della strumentazione di collaudo secondo i seguenti parametri

VBUS MINIMO 81V

VBUS NOMINALE 100V VBUS MAX 101V

INPUT CURRENT Con VBUS MIN e load max Assorbimento tra 190 e 205mA

INPUT CURRENT Con VBUS MAX e load min Assorbimento tra 75 e 85 mA

Frequenza di Oscillazione FREE RUNNING = 200 Khz +/- 10%

STRUMENTAZIONE UTILIZZATA

DESCRIZIONE	MANUFACTURER	MODELLO	NOTE
oscilloscopio	agilent	Dso-x-3034A	
sonda di corrente	tek	Tcpa300	
multimetro	hp	34401A	
alimentatore	hp	6655A	
alimentatore	elind	328	
Banco CS			
Dummy load			

Regolazione iniziale trimmer di taratura

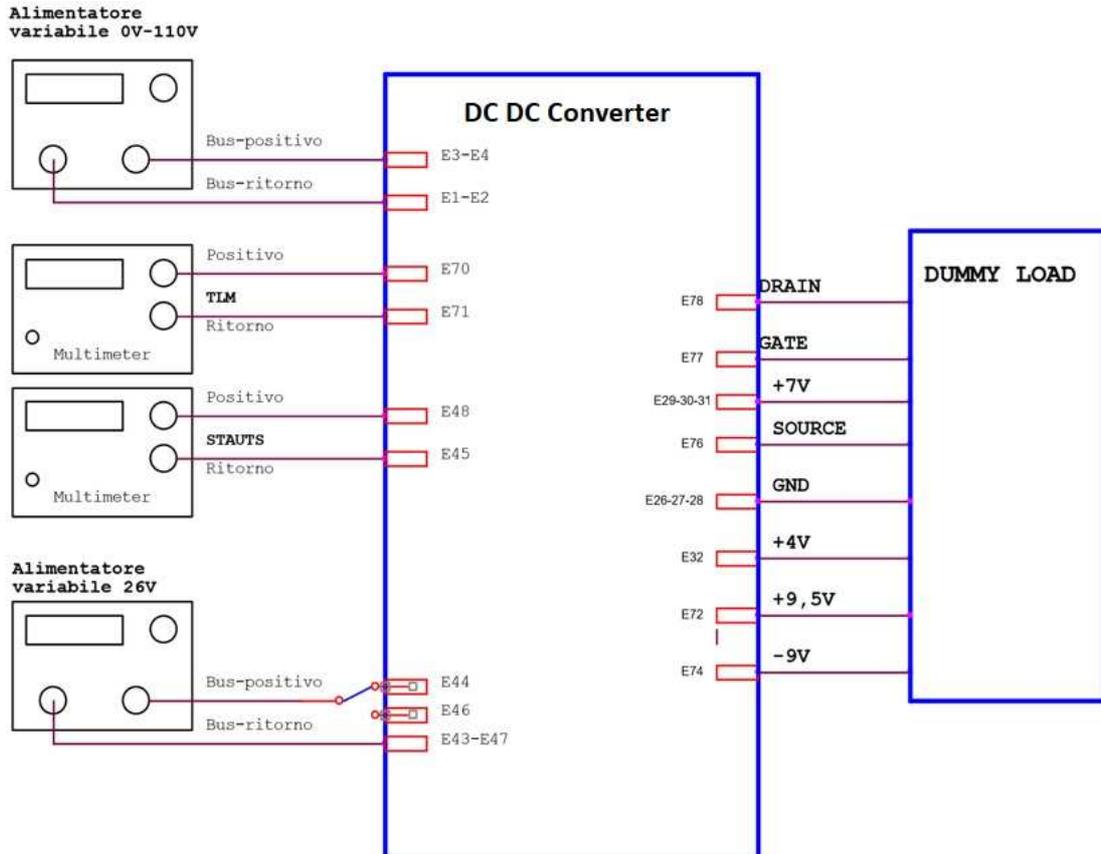
Preregolare i trimmer di taratura secondo la seguente tabella:

FUNCTION	REF	VALUE	NOTE
Undervoltage	R44	1,65 kohm	
HiCup	R50	15 kohm	
Vmain	R93	475 ohm	
Vpr1	R75	909 kohm	
Vpr2+Vpr3	R131	1,62 kohm	

Banco di Test

Il banco di Test si presenta come segue

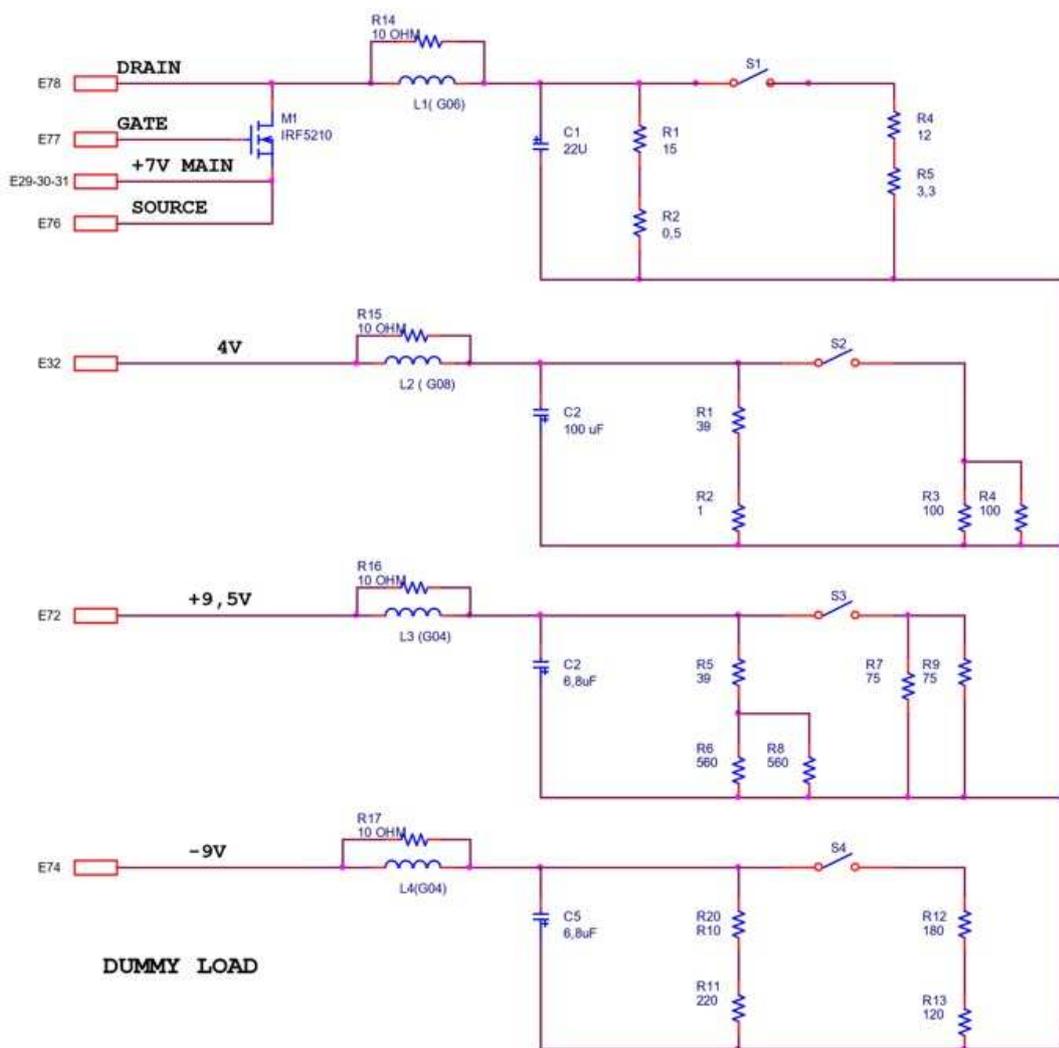
Banco di test



Il circuito dei carichi è stato realizzato con carichi fittizi di resistenze a filo opportunamente fissate su un dissipatore termico.

Dummy Load

Schema elettrico del Dummy Load



3.6 Test DC DC Converter Flyback applicazione in ambito Aerospaziale

Isolamento

Impostare lo strumento high meter secondo i seguenti parametri:

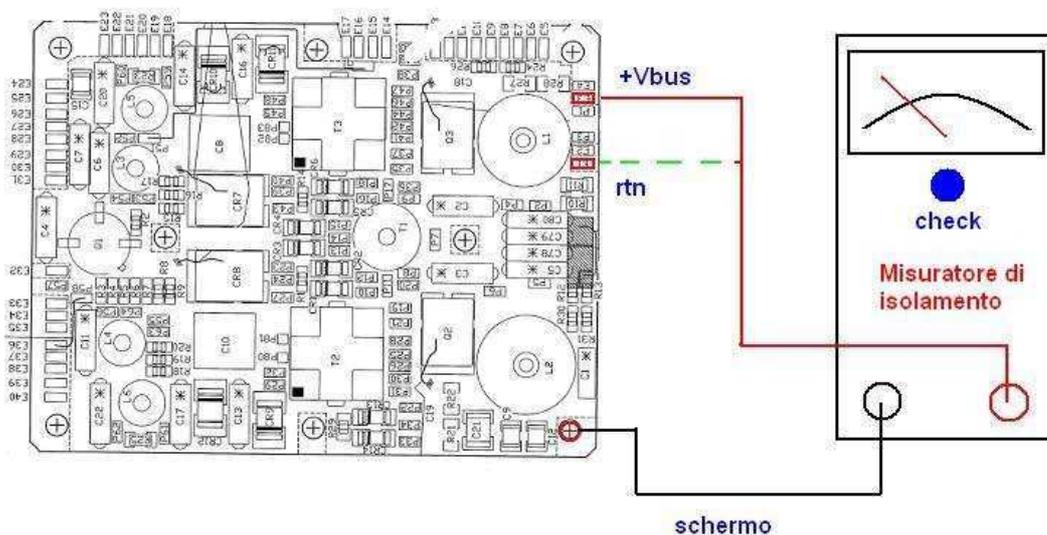
$V_{out}=20V$

$I_{out}=500\mu A$

Verificare l'isolamento tra i seguenti punti:

- a) VBUS POS e chassis (es. viti di fissaggio)
- b) VBUS RTN e chassis (es. viti di fissaggio)

Verificare che i valori d'isolamento siano superiori a 1M Ω



Questa misura serve a verificare il corretto isolamento del circuito d'ingresso delle alimentazioni

Capacità tra Rtn e schermo

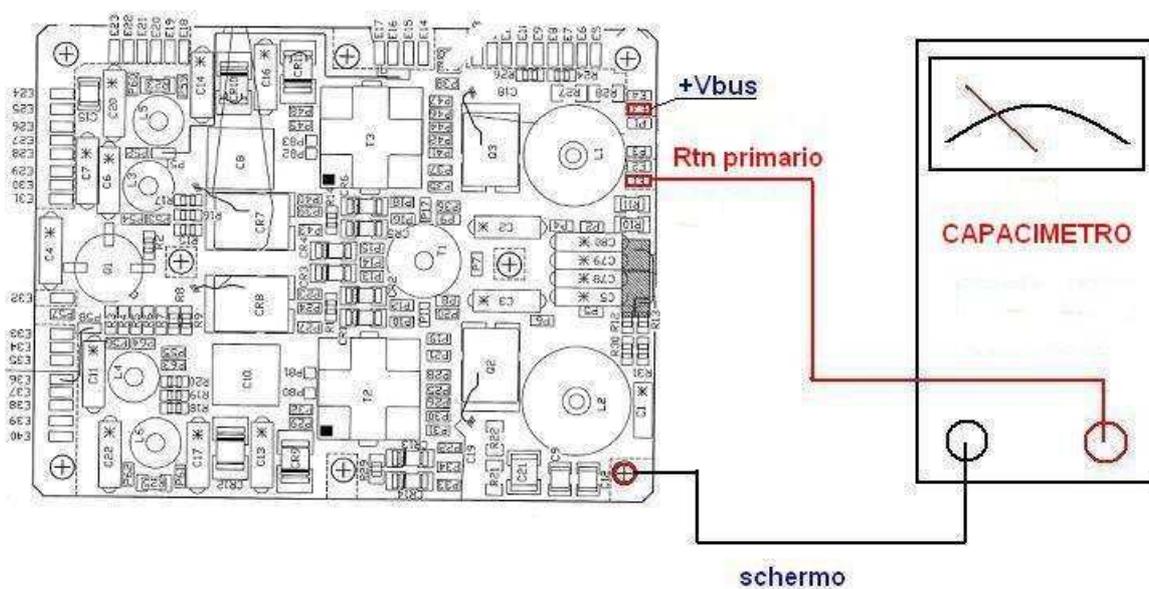
Impostare lo strumento RLC METER secondo i seguenti parametri:

Mode CS (misura di capacità)

Misurare la capacità tra i seguenti punti:

a) VBUS RTN e chassis (es. viti di fissaggio)

Verificare che il valore di capacità sia compreso tra 27nF e 34nF



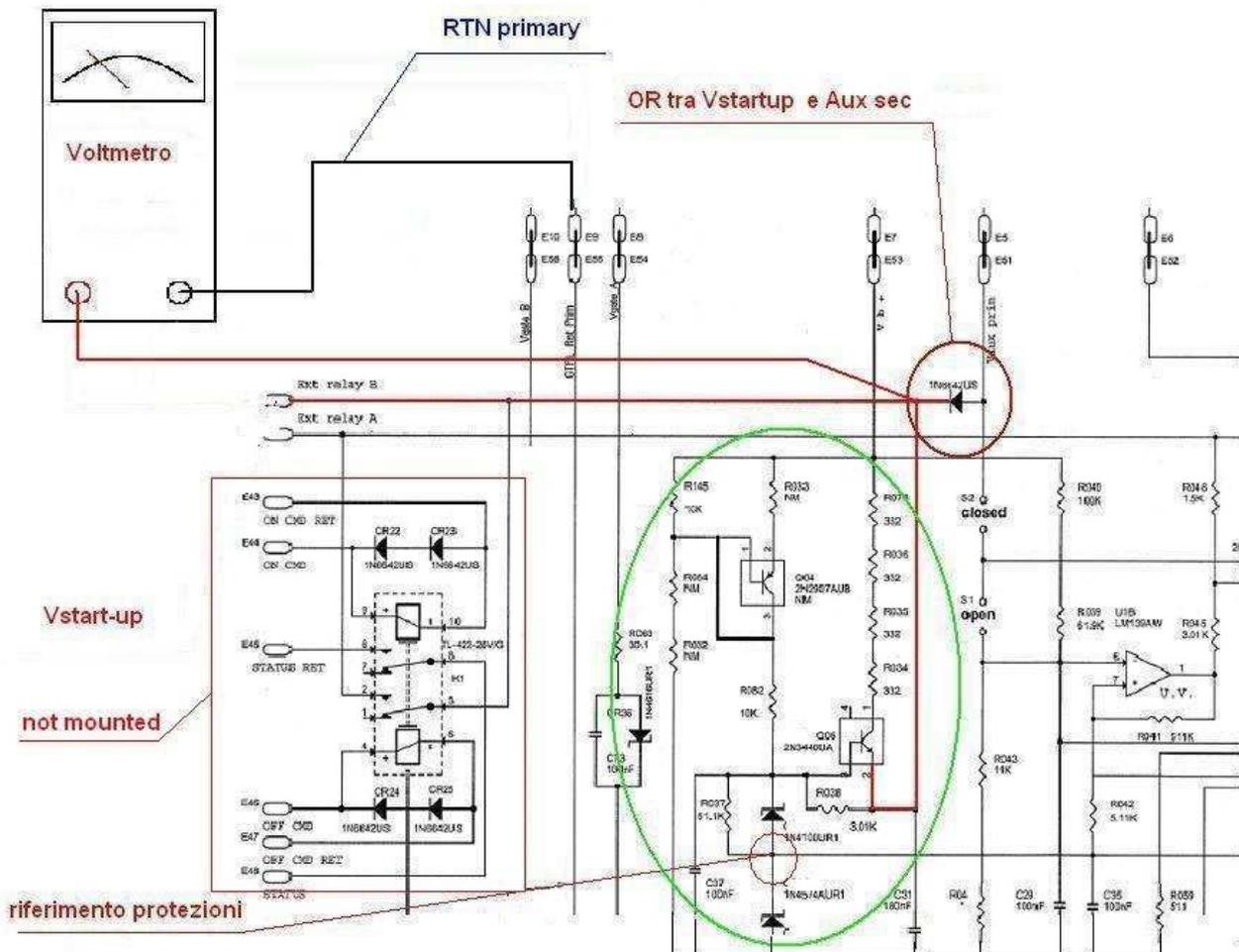
In Questa misura vengono rilevate le corrette capacità che sono inserite tra le alimentazioni e la massa meccanica del DC DC Converter.

Sezione di start-up

(Senza relè)

Portare la tensione del Bus a 19V (1V prima dell'undervoltage "Voff") e verificare i seguenti parametri:

- a) Corrente assorbita sul bus
- b) Tensione di Vstartup e VAux come riferimento schema elettrico



In questa misura viene verificato il circuito di **start-up** che superata la soglia di alimentazione avvia il funzionamento del convertitore .

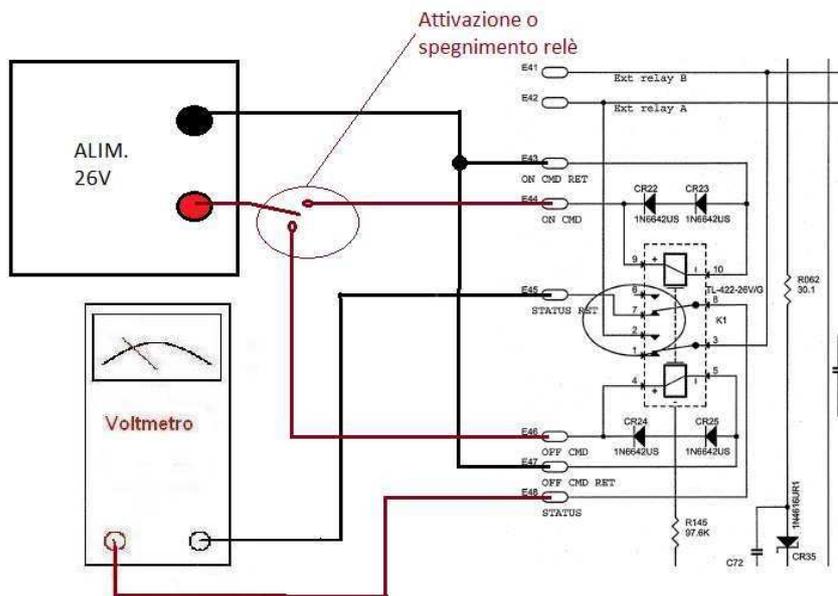
(Con relè)

Verifica CDM relè e Status

Applicare un impulso di ampiezza 26V e durata 50mS, alternativamente ai pin CMD_ON e CMD_OFF del relè (collegare insieme i rispettivi RET-CMD) e verificare l'attivazione dello stesso tramite un multimetro collegato ai pin di STATUS impostato su verifica continuità .

Cmd-on = status closed

Cmd-off=status open

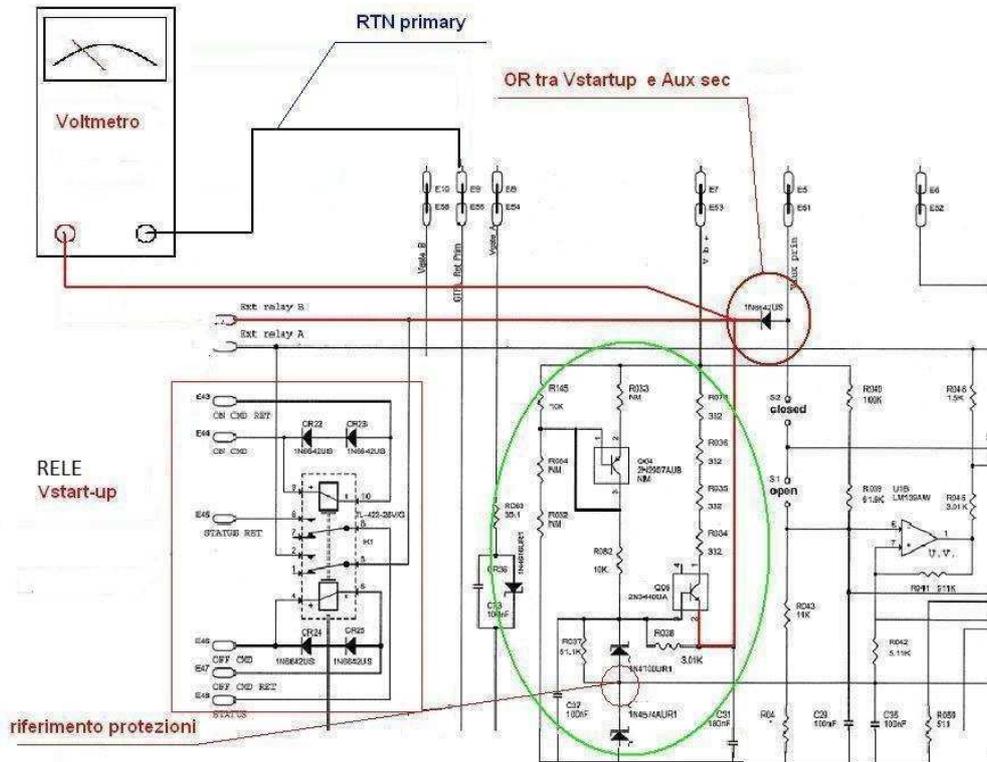


Al termine della verifica lasciare il dc/dc converter in stato di on.

Verifica Vaux e riferimento protezioni

Portare la tensione del Bus a 78V (1V prima dell'undervoltage "Voff") e verificare i seguenti parametri:

- a) Corrente assorbita sul bus (compresa tra 5mA e 6.5mA)
- b) Tensione di Vstartup e Aux sul Catodo di CR19 (compresa tra 13V e 14V)
- c) Tensione di riferimento protezioni su Anodo di CR17 (compresa tra 6.3V e 6.5V)
misura Start-up



Allineamento tensioni in uscita

Porre il Dummy load a carico max

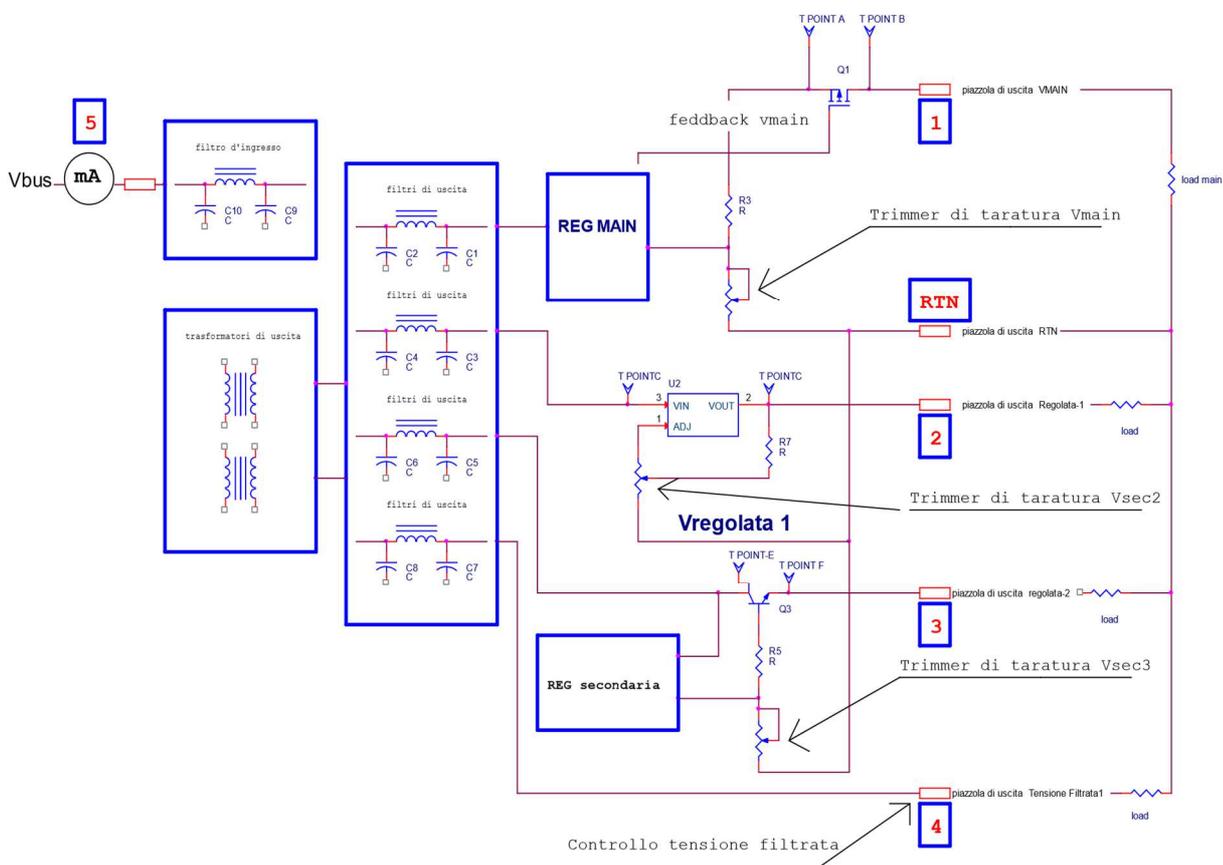
Aumentare la tensione di bus fino a 100V

In questa condizione verificare che ci siano tensioni in uscita sulle Piazzole e tarare secondo disegno allegato preso come esempio:

Vmain piazzola E29-30-31 tensione 7,1 V ; tarare R93

- Tensione secondaria regolata su E32 tarare a 4V mediante R75
- Tensione secondaria regolata 9.5 V tarare con R131
- Tensione secondaria regolata -9 V solo verifica
- Verifica corrente sul Bus nel range 158 mA ÷ 170 mA
- Verifica Vaux compresa tra 15V e 16V su anodo di CR19.

sequenza allineamento tensioni in uscita



Regolate le tensioni in uscita riportare i valori in P7 e montare i nominal definitivi su :

R93 , R75 , R131

Verifica tensioni secondarie ,tlm , Vaux e IBus

Dopo il montaggio dei nominali controllare tutti i valori di tensione/correnti , a Bus nominale(100V) e load min e load max , siano simili ai valori di riferimento PFM (riportati di seguito nella tabella

- a) Vmain piazzola E29-30-31 valore compreso tra 7,05V e 7.15V
- b) Tensione secondaria regolata su E32 valore compreso tra 3.98V e 4.02V
- c) Tensione secondaria regolata su E72 valore compreso tra 9.45V e 9.55V
- d) Tensione secondaria regolata su E74 valore compreso tra -9.045V e -8.95V
- e) Verifica corrente sul Bus con carico massimo nel range 158mA ÷ 170mA
- f) Verifica corrente sul Bus con carico minimo nel range 75mA ÷ 85mA
- g) Verifica Vaux compresa tra 15V e 16V sul anodo di CR19.

Valori di riferimento

Bus Nominale =100V / Load min

Vmain	Vpr1	Vpr2	Vpr3	Vanalogica	Ibus load	Vaux
7,116	4	9,55V	-9V	NA	80mA	14,06V

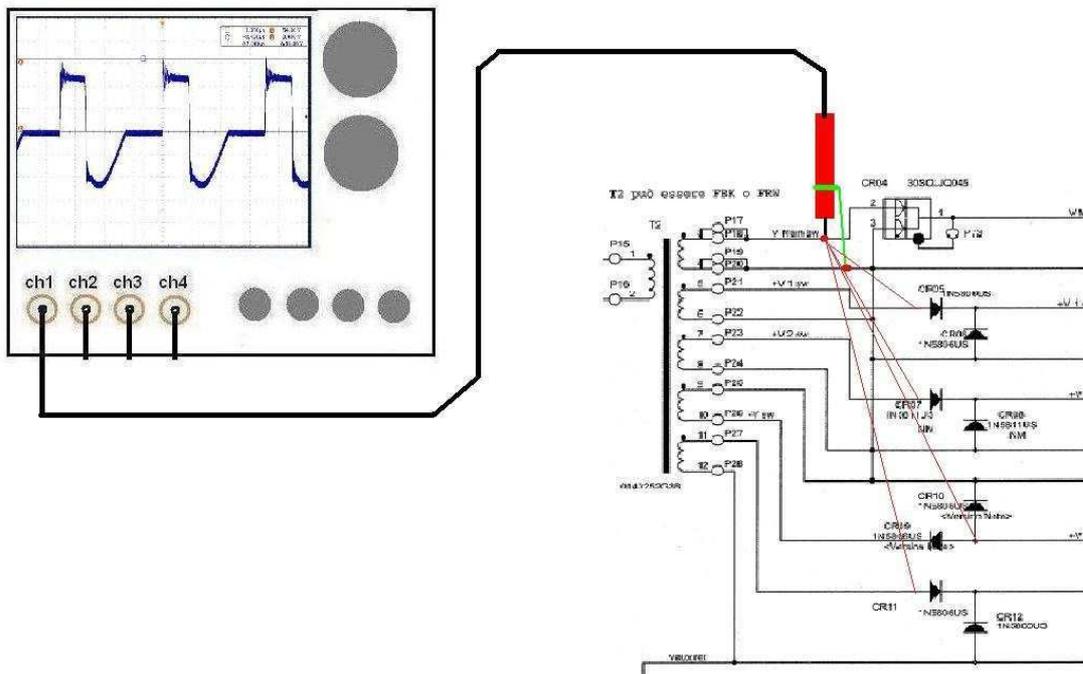
Bus Nominale =100V / Load max

Vmain	Vpr1	Vpr2	Vpr3	Vanalogica	Ibus load	Vaux
7,112	4	9,54V	-9V	NA	164mA	14,3V

Verificare la Vreverse sui diodi di uscita

Effettuare le verifiche con Bus massimo e carico minimo ; verificare la Vreverse dei seguenti diodi di uscita :

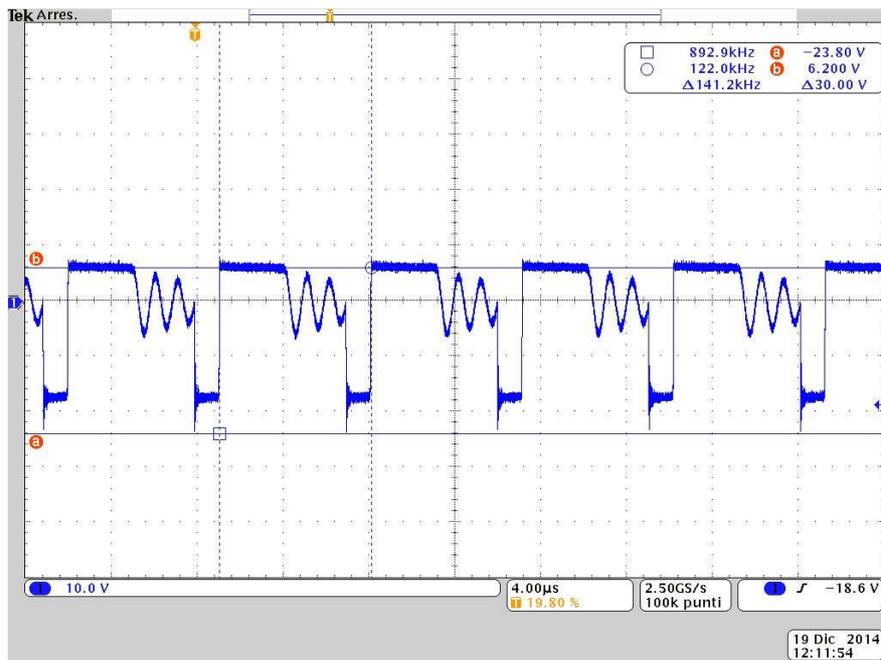
- a) Diodo CR07
- b) Diodo CR09
- c) Diodo CR12
- d) Diodo CR14



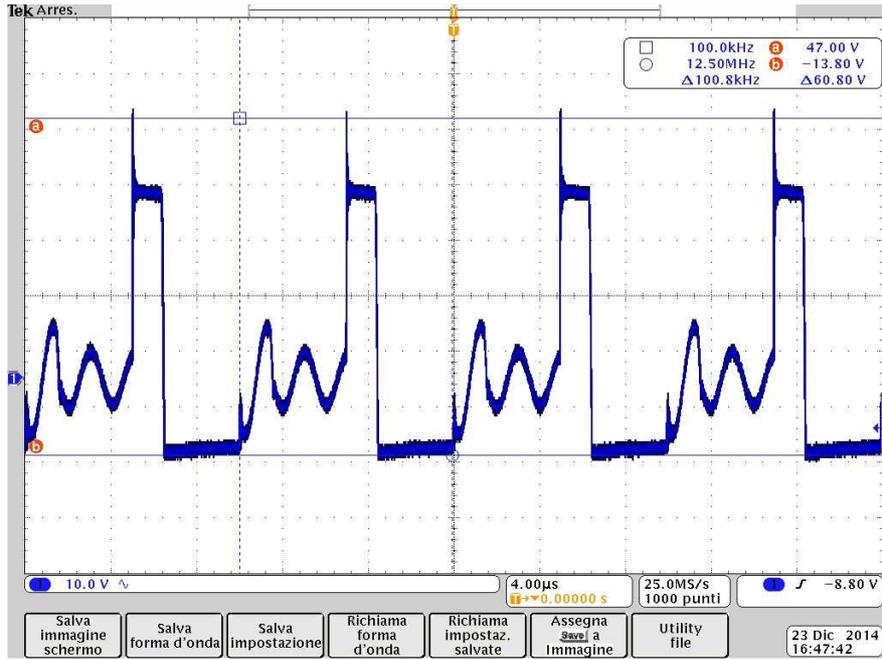
Reverse Diodo CR07



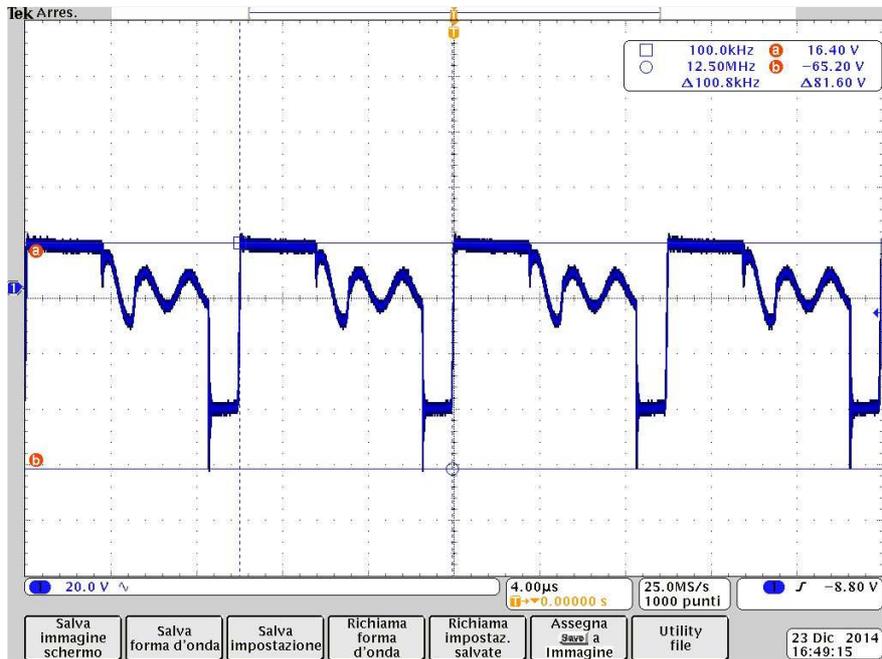
Reverse Diodo CR09



Reverse Diodo CR12



Reverse Diodo CR14



Segnali di controllo e feedback

I segnali di controllo e feedback da verificare sono i seguenti :

- gate presi su Mosfet
- Drain presi su Mosfet
- Current loop primary sul pin 4/U2
- Current loop secondary sull'anodo di CR28
- Costante di tempo del pwm sul pin 1/U2 (#) - Costanti di tempo del reg, Main sul 10/U5 (#) - Ireject (probe current sul bus).
- Frequenza di switching pin 10/U2

(#) = prove fatte accendendo il convertitore mediante undervoltage Von/off.

oppure con attivazione del rele (se presente nel circuito)

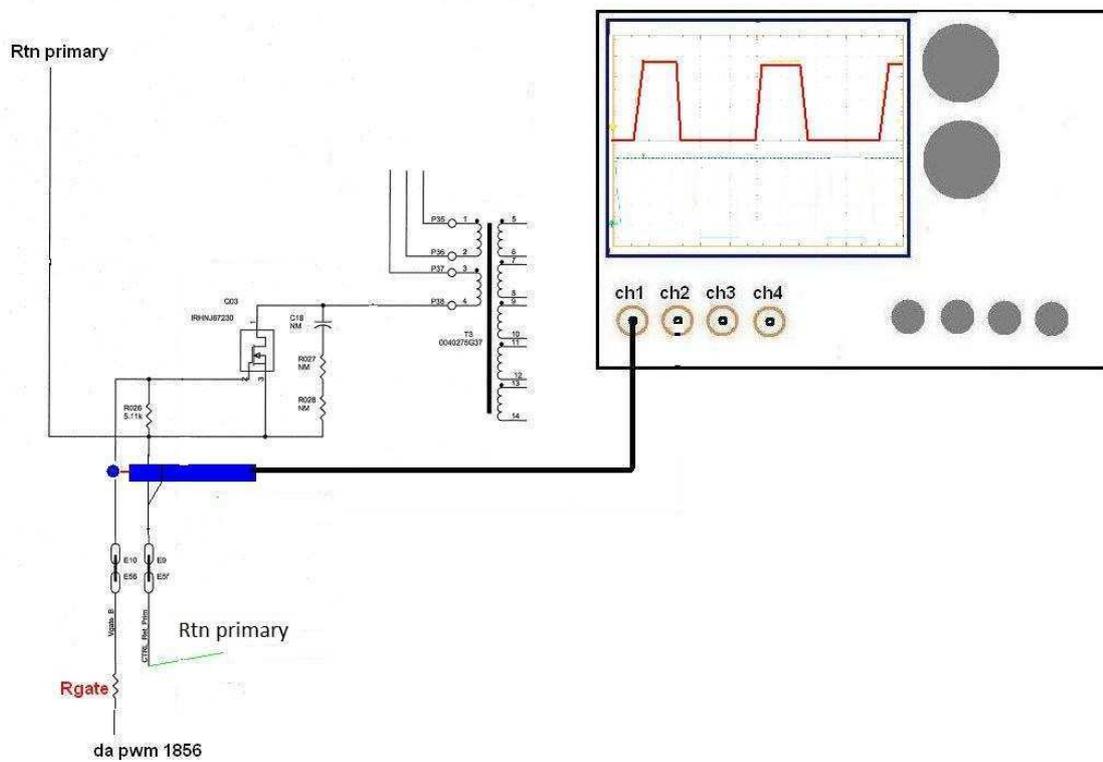
Le condizioni con cui andremo a rilevare le forme d'onda sono le seguenti:

- Bus minimo =81V, Load =max
- Bus nominale =100V, Load =max
- Bus massimo =101V, Load=min

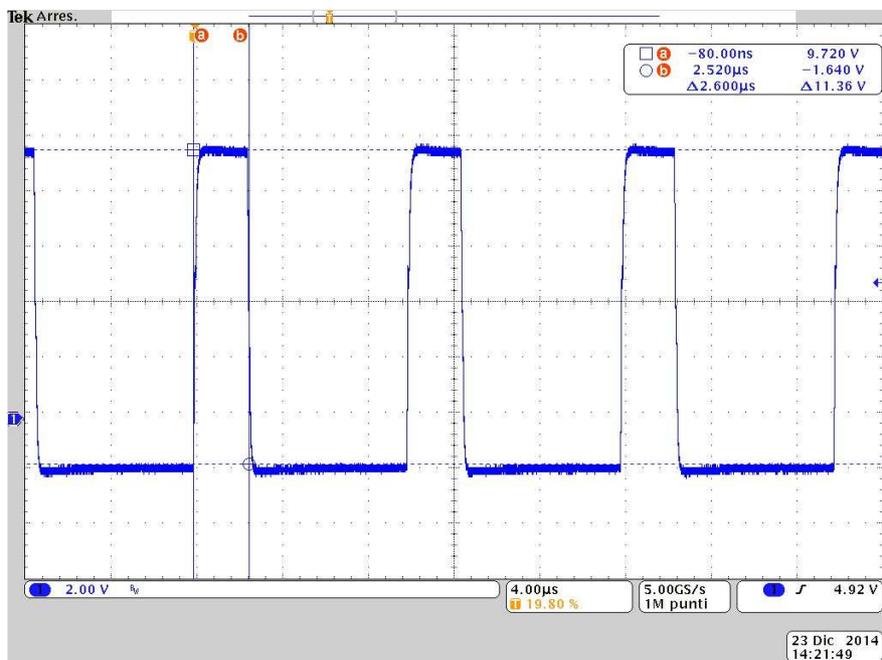
Per ogni condizione verificare che le forme d'onda corrispondano a quelle riportate di seguito

Controllo segnali di Gate N.A.

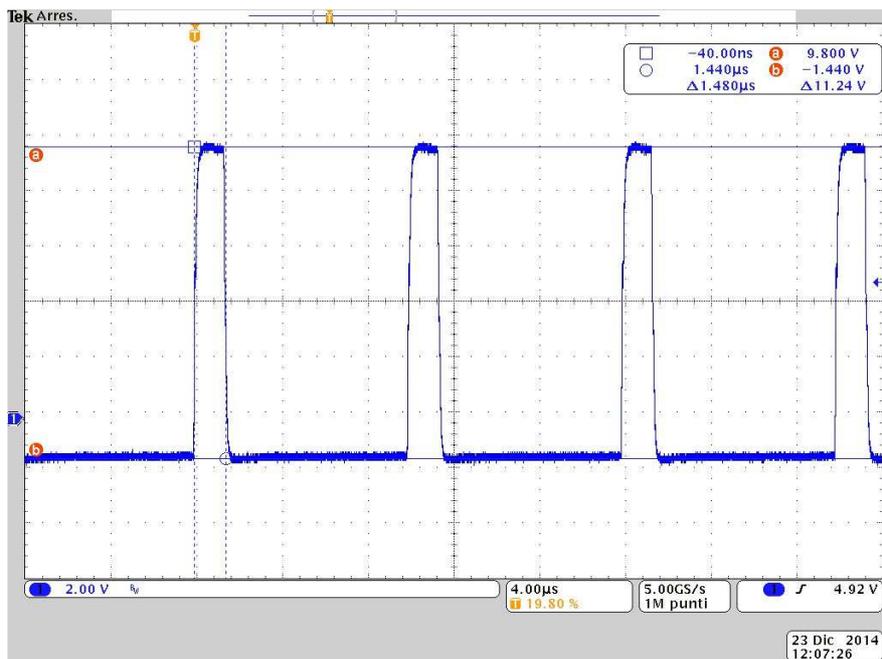
(Convertitore con Singolo Mosfet)



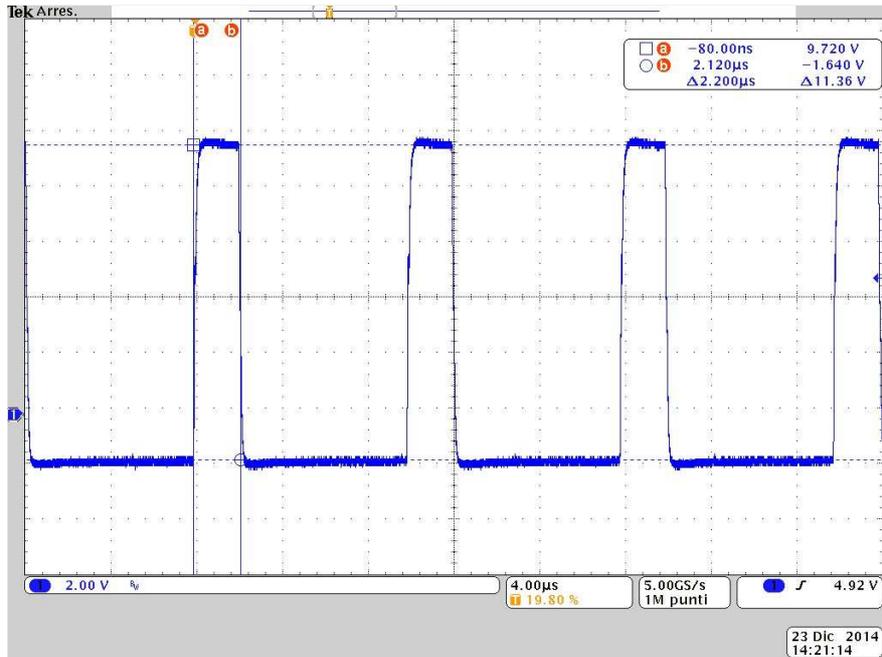
Gate (Bus minimo =81V , Load =max)



Gate (Bus Massimo =101V, Load =min)

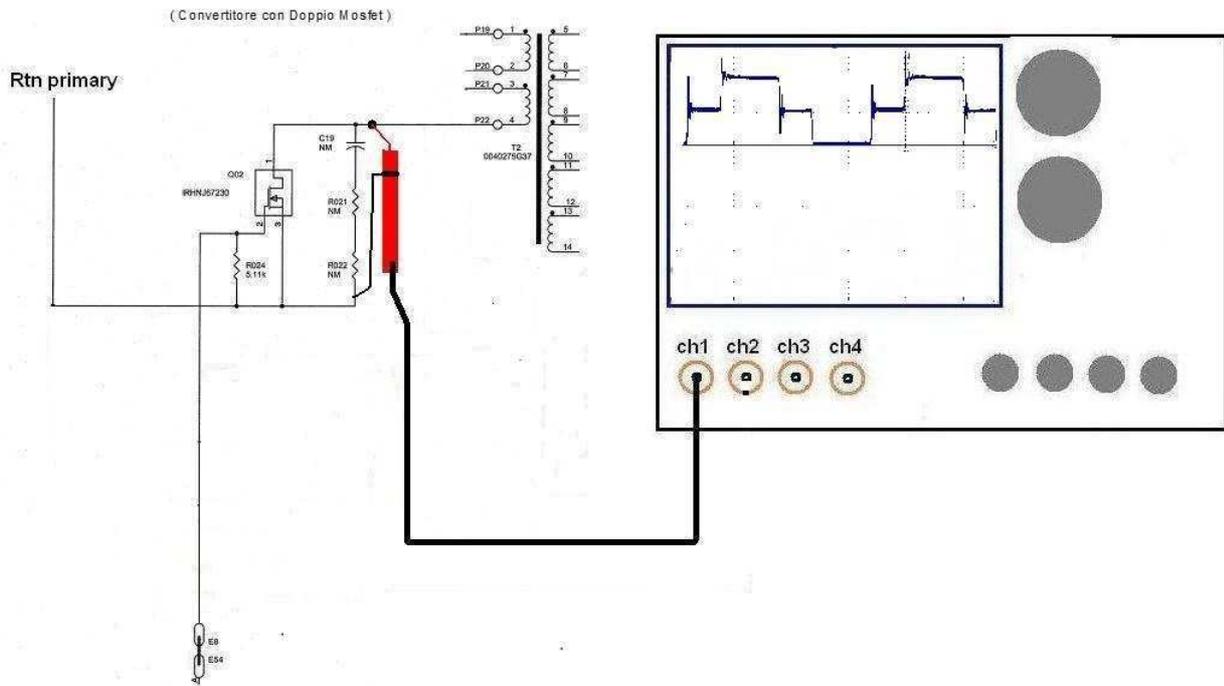


Gate (Bus nominale =100V , Load =max)

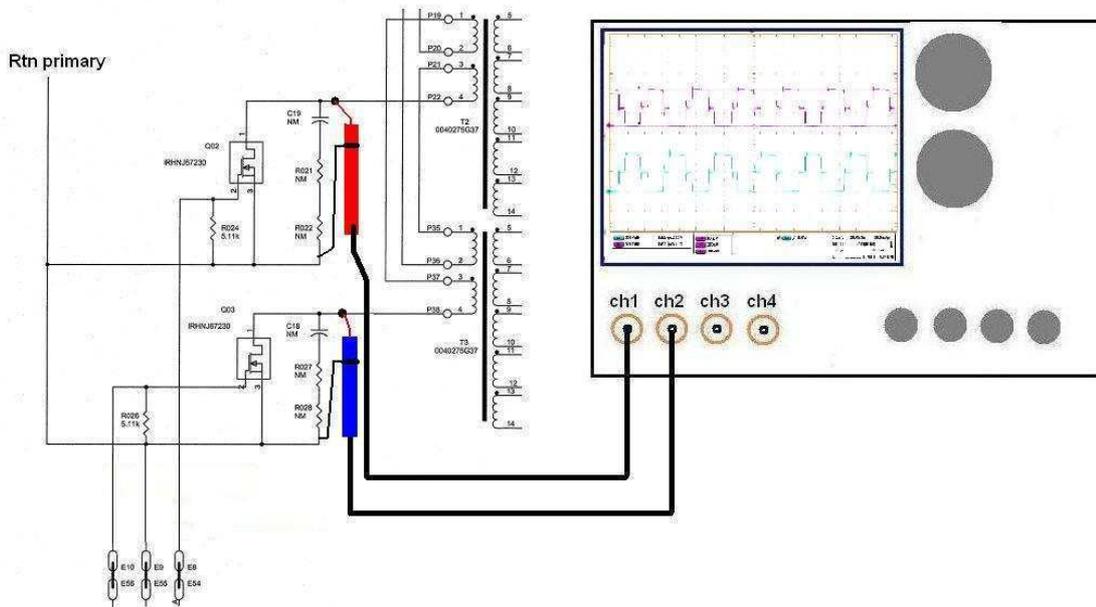


Controllo segnali di Drain

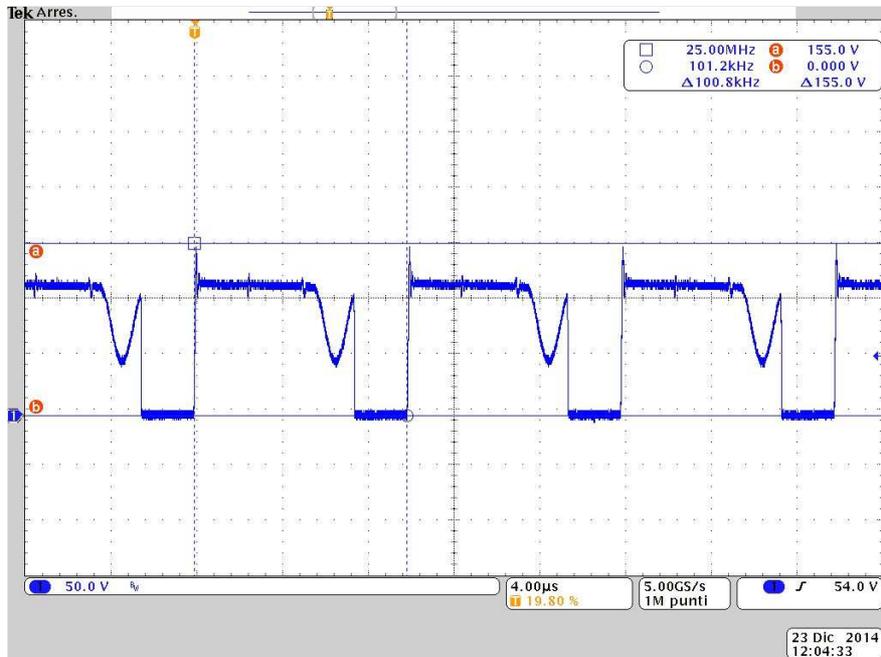
(Convertitore con Singolo Mosfet)



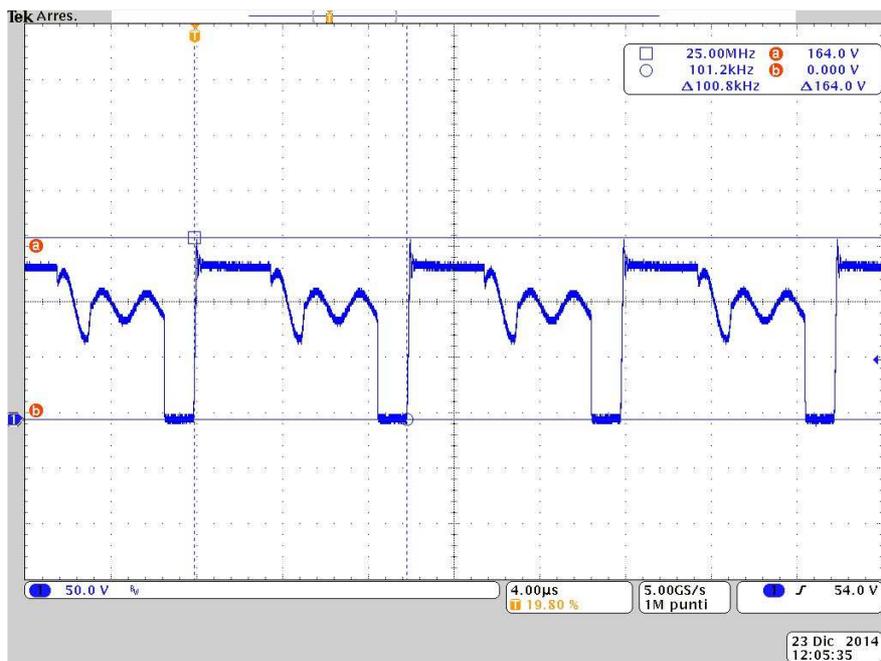
(Convertitore con Doppio Mosfet)



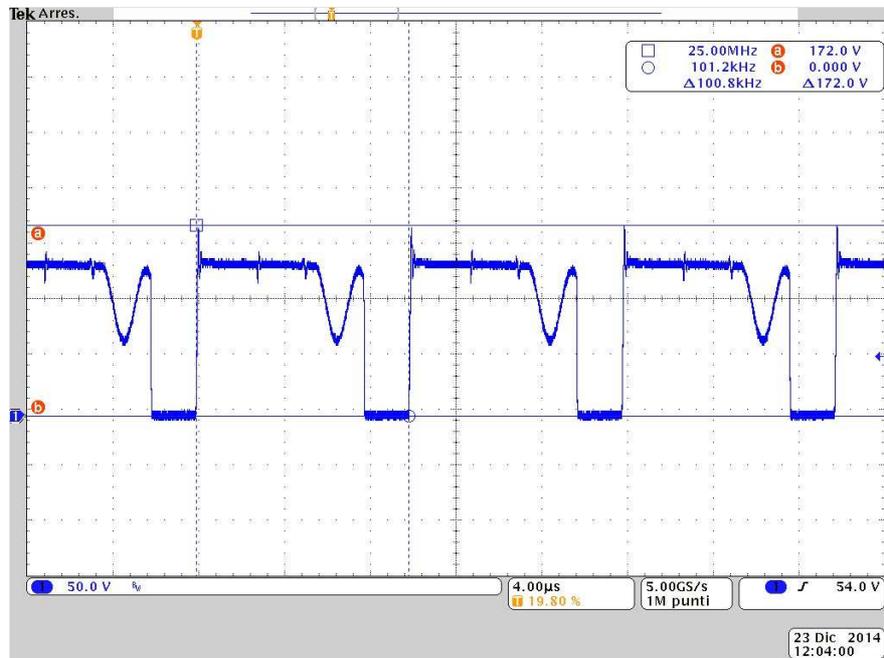
Drain (Bus Minimo =81V , Load =max)



Drain (Bus Massimo =101V, Load =min)

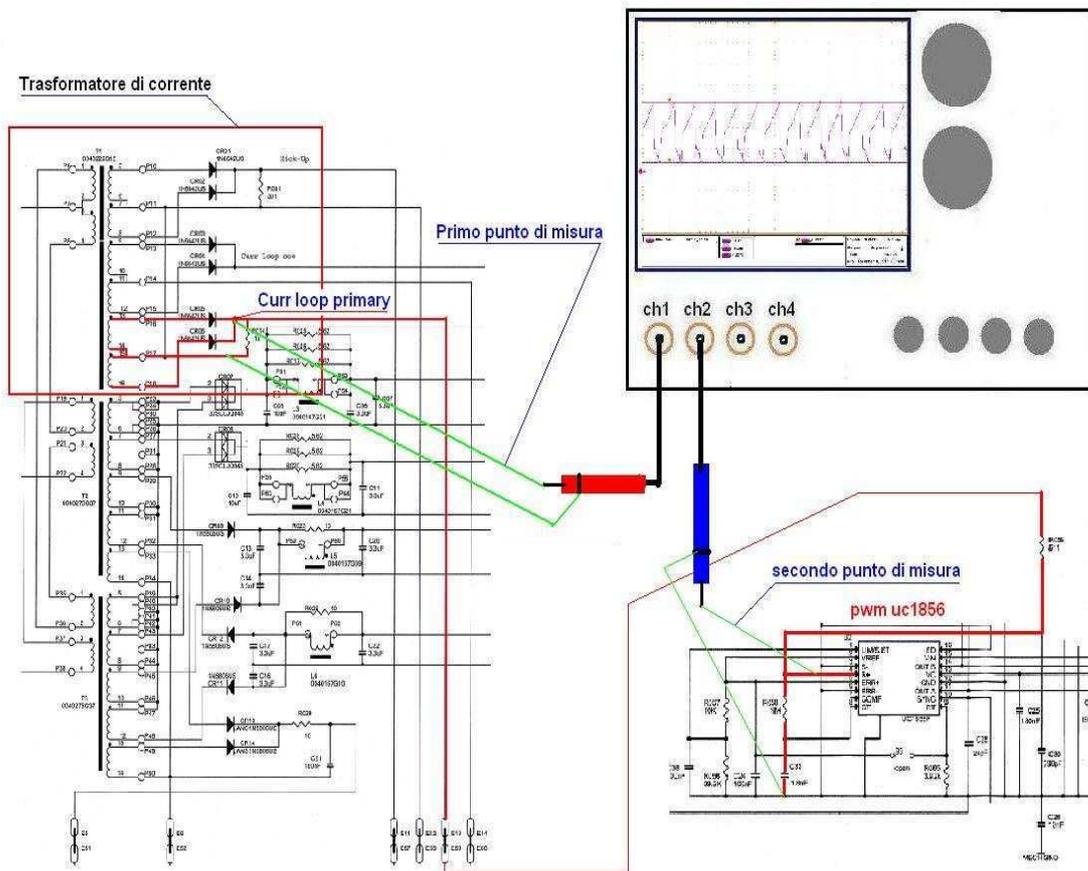


Drain (Bus Nominale =100V , Load =max)

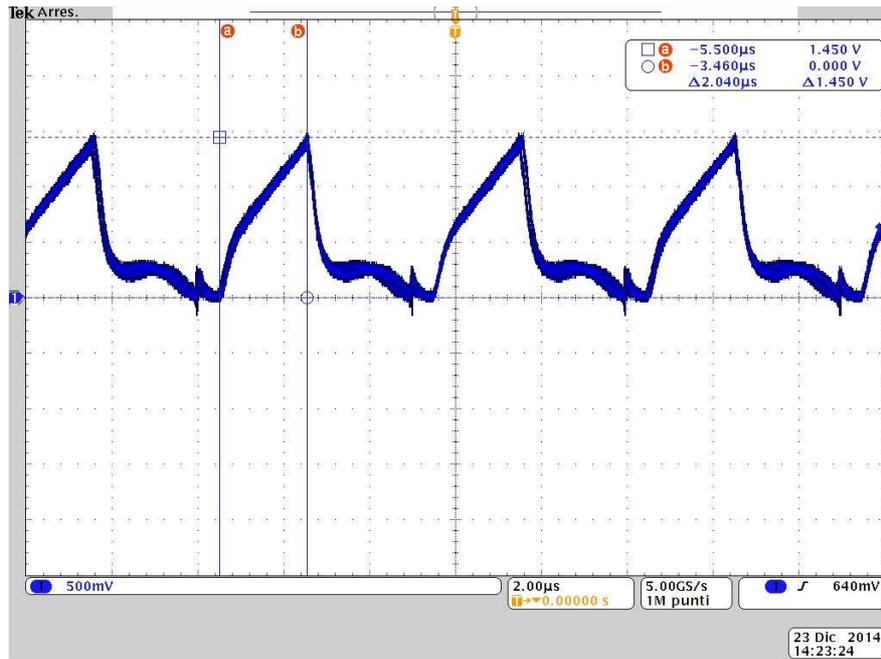


Verifica segnale Loop primario

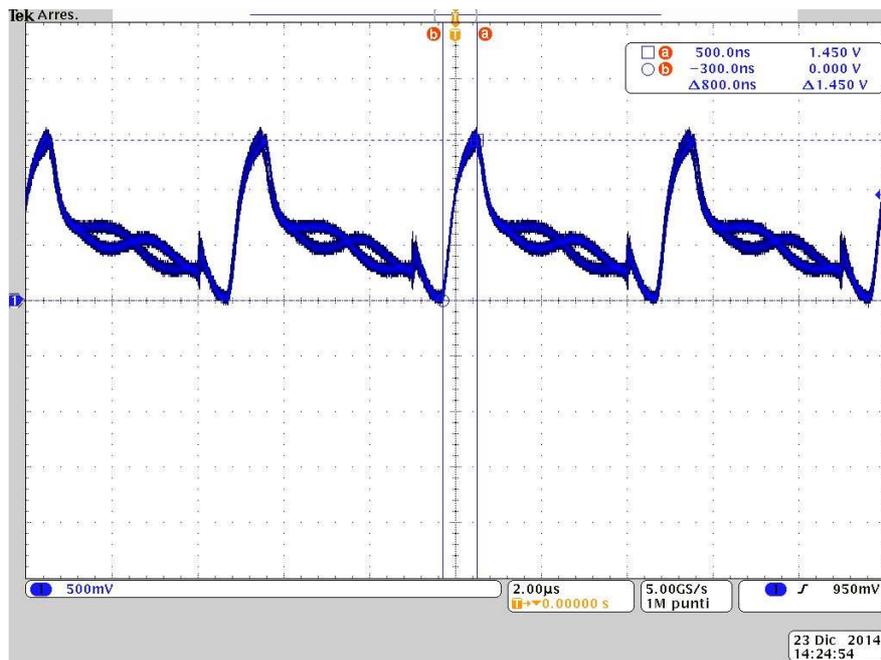
La verifica del loop primario può essere effettuata in uno dei due punti misura indicati nel setup; scegliere il punto con maggiore facilità di accesso e migliore visualizzazione della forma d'onda



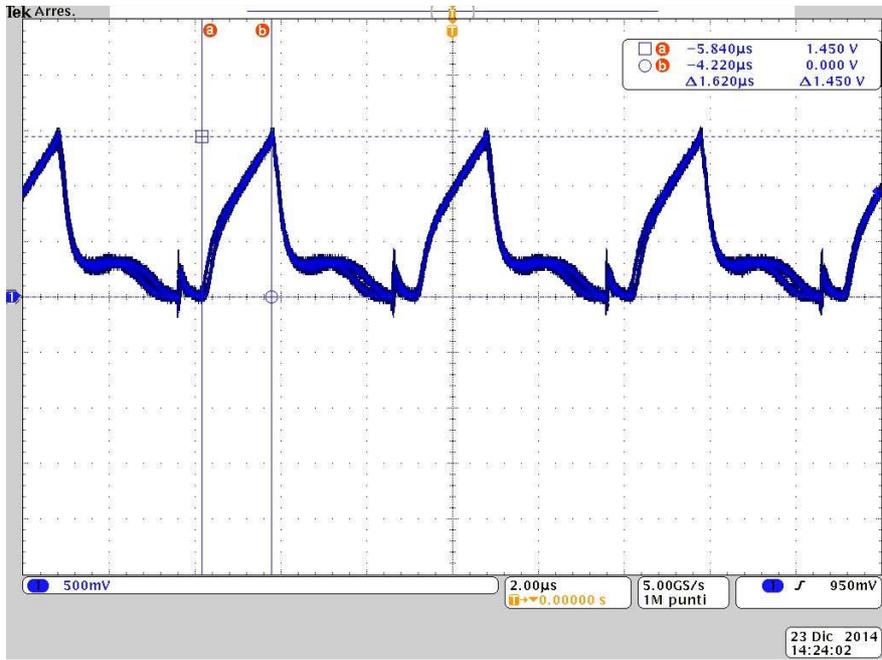
Current Loop Primary (Bus minimo=81V , Load =max)



Current Loop Primary (Bus Massimo=101V, Load =min)

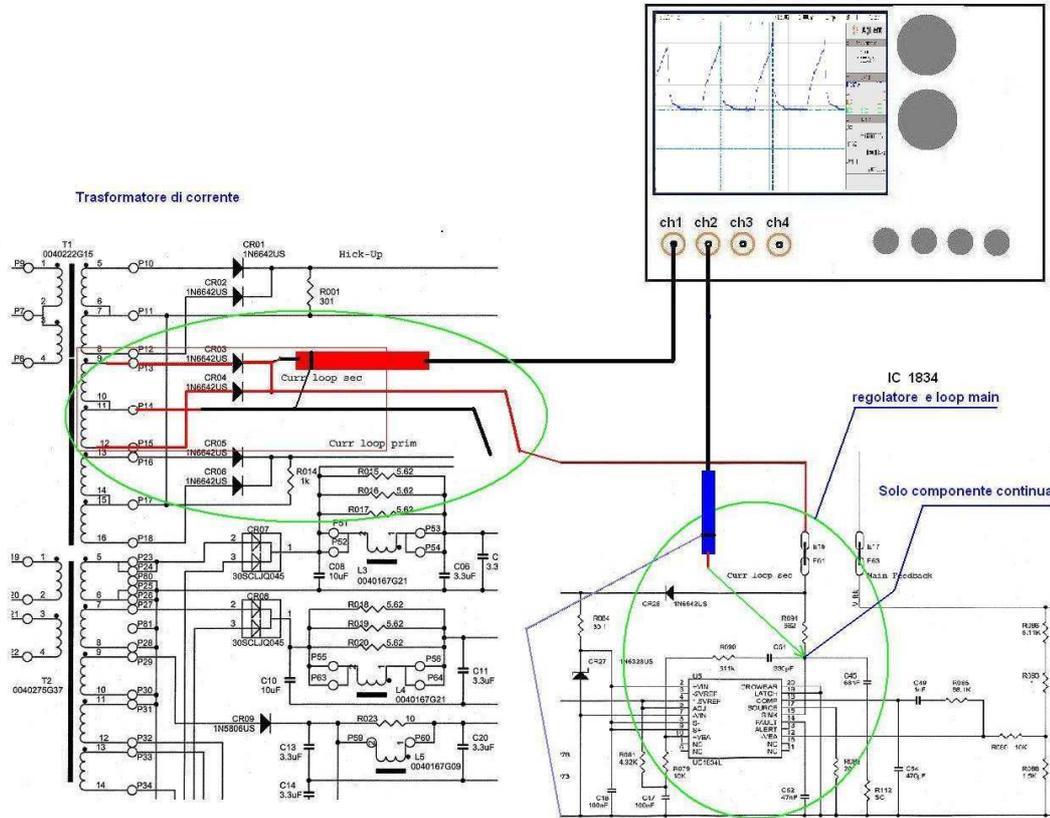


Current Loop Primary (Bus Nominale =100V , Load =max)

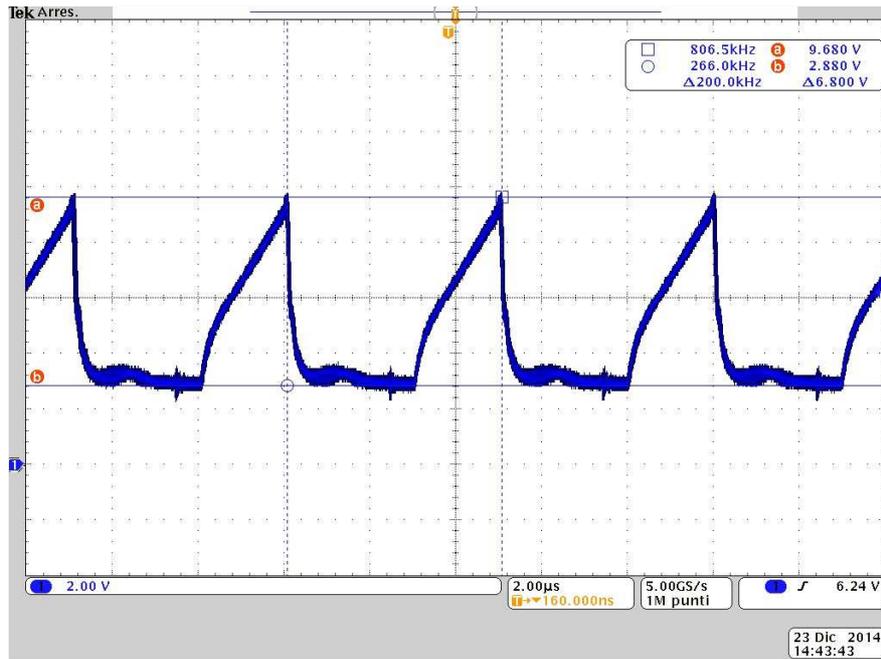


Verifica Segnale loop secondario

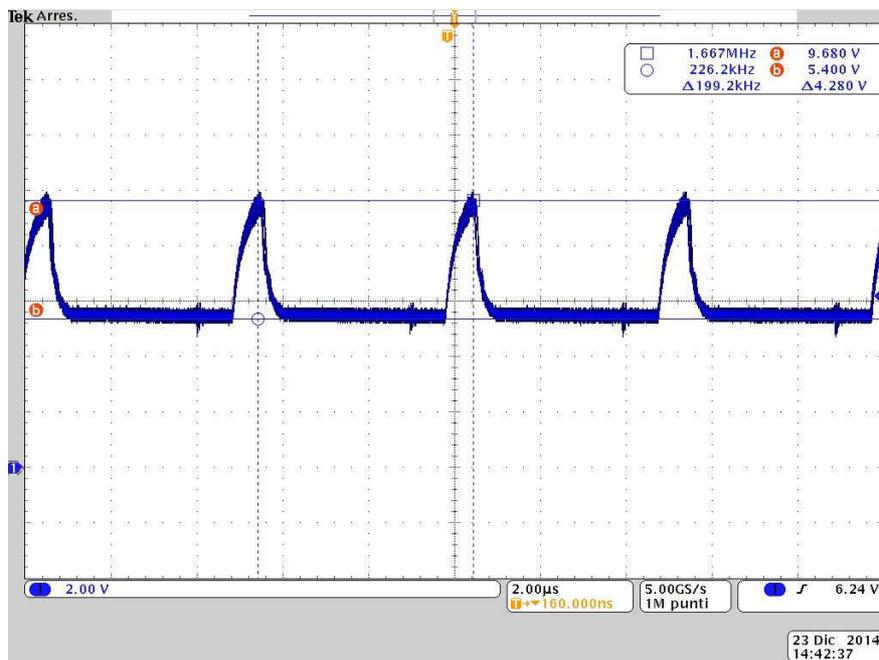
La verifica del loop secondario può essere effettuata in uno dei due punti misura indicati nel setup; scegliere il punto con maggiore facilità di accesso e migliore visualizzazione della forma d'onda riportando la scelta sulle P7. Verificare nelle tre condizioni



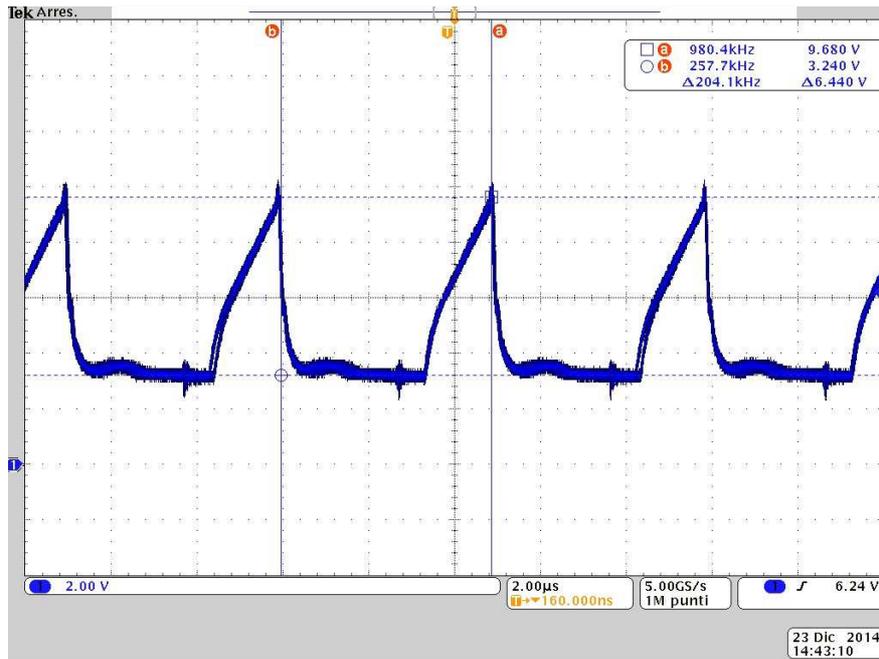
Current Loop secondary (Bus Minimo =81V , Load =max)



Current Loop secondary (Bus Massimo =101V, Load =min)

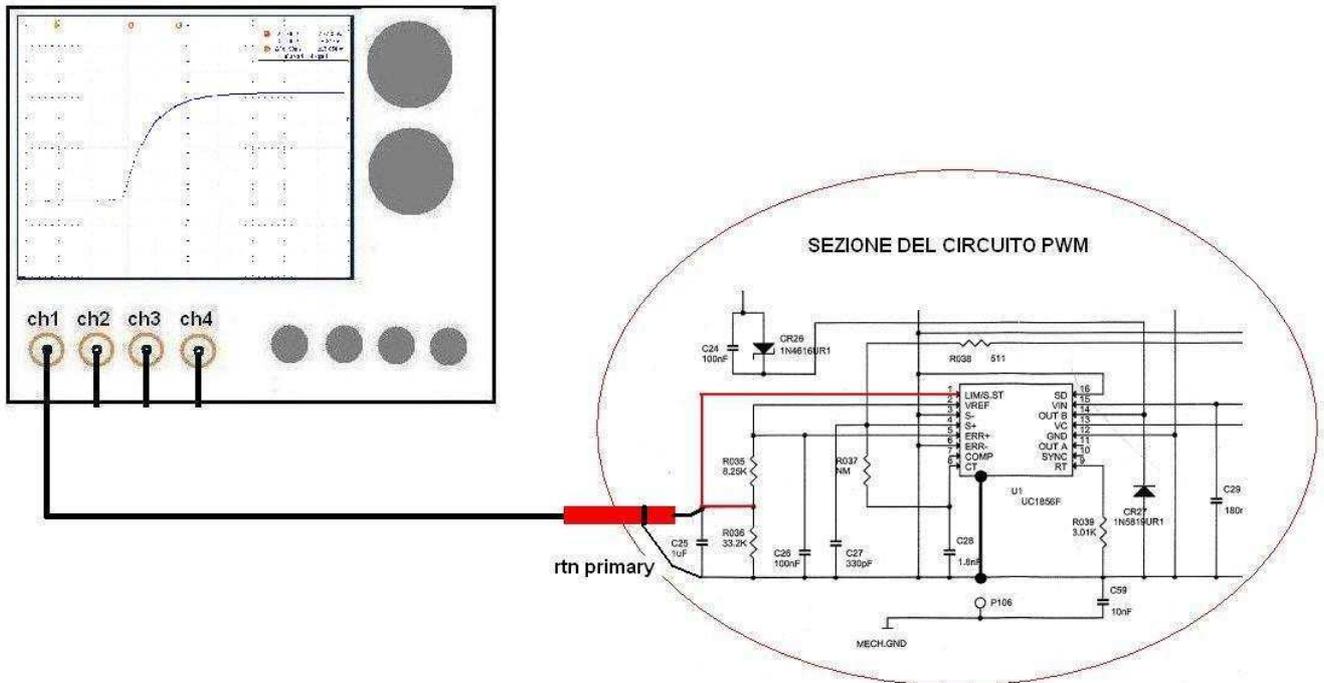


Current Loop secondary (Bus Nominale=100V , Load =max)

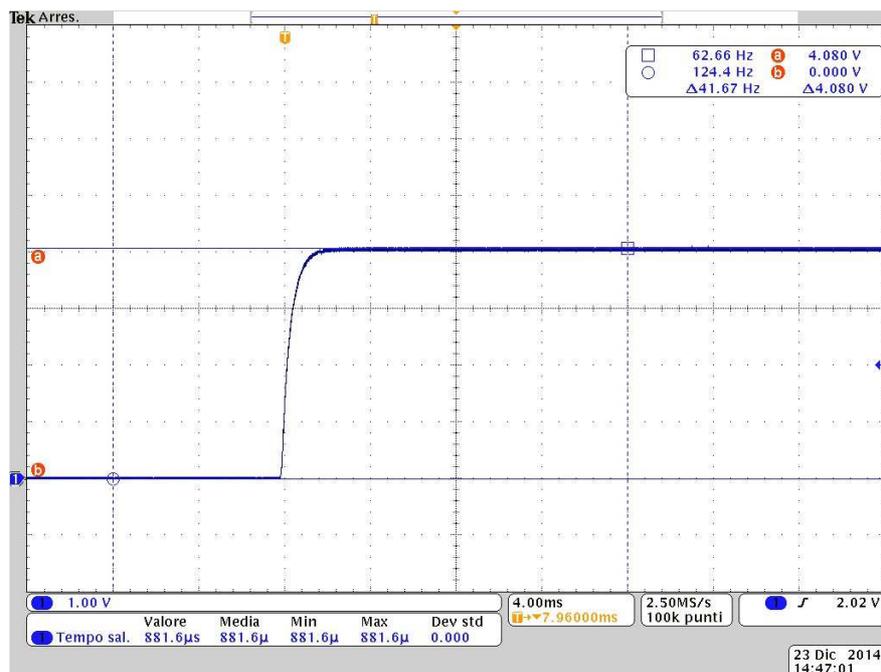


Misura Costante di tempo del PWM

Posizionare la sonda nel punto indicato dal setup (pin 1 del PWM uc1856) ; accendere il convertitore tramite il relè d'ingresso , se presente , altrimenti attraverso il V_ON ; verificare che la costante di tempo sia corrispondente a quella riportata nella figura .



Costante di tempo PWM

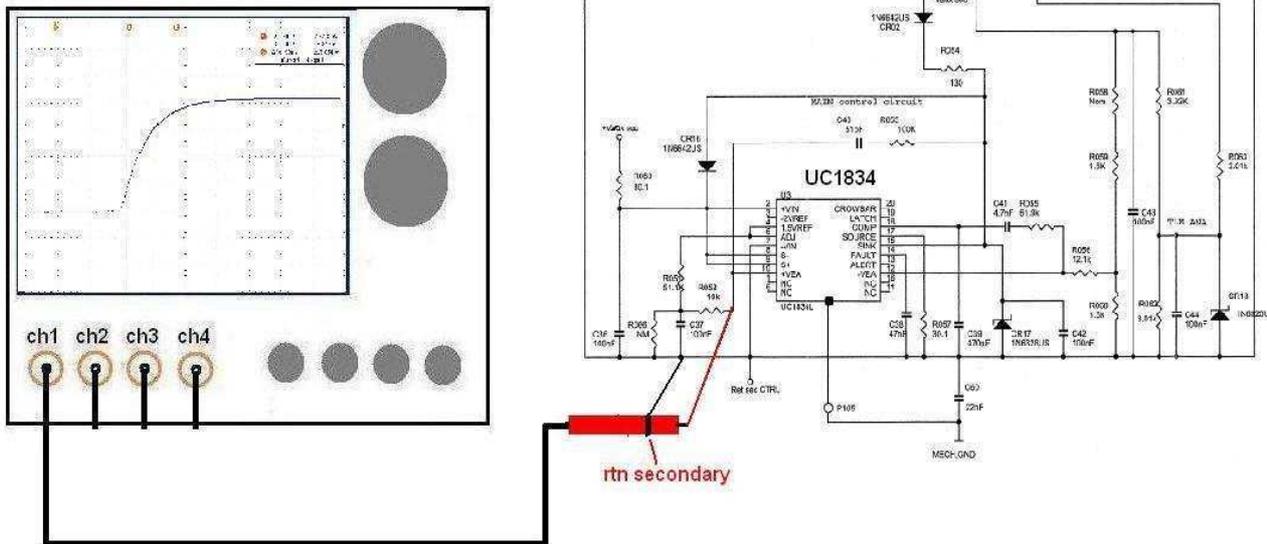


Misura Costante di tempo regolatore Main e Vpr1

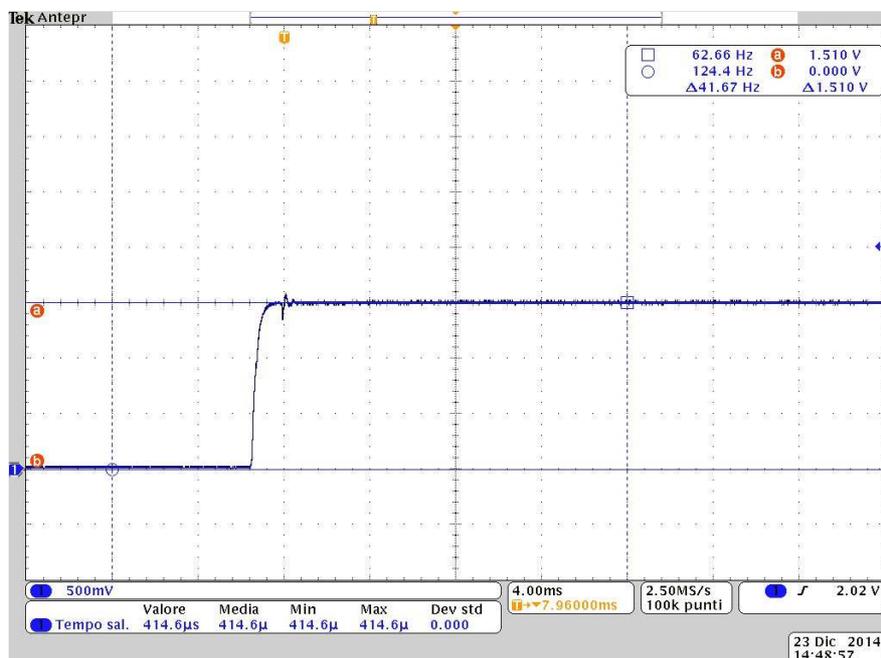
Misurare le costanti di tempo per le seguenti tensioni di uscita :

- a) $V_{main} = 10/U_5$
- b) $V_{pr1} = 10/U_3$

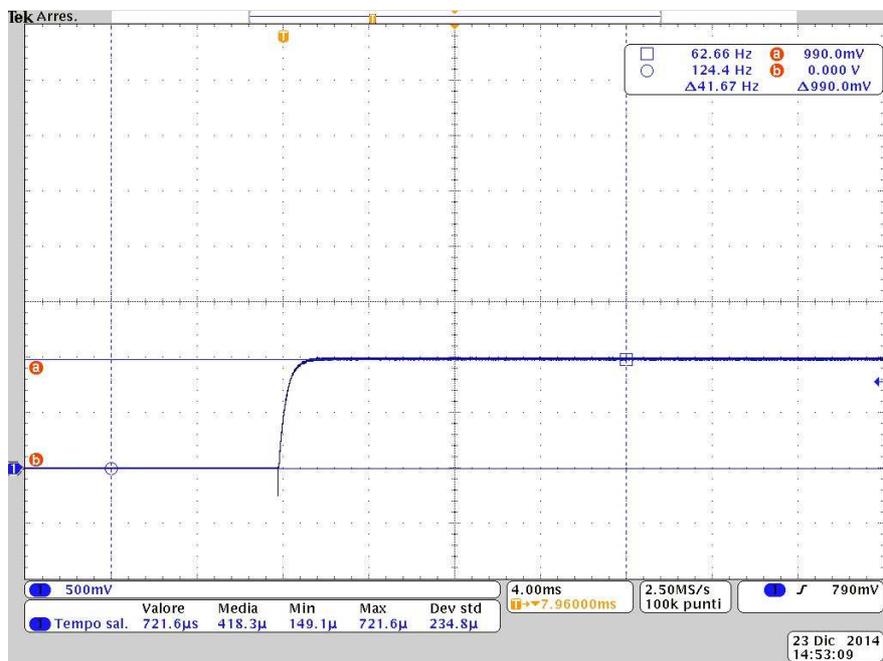
Verificare che corrispondano alle forme d'onda riportate di seguito



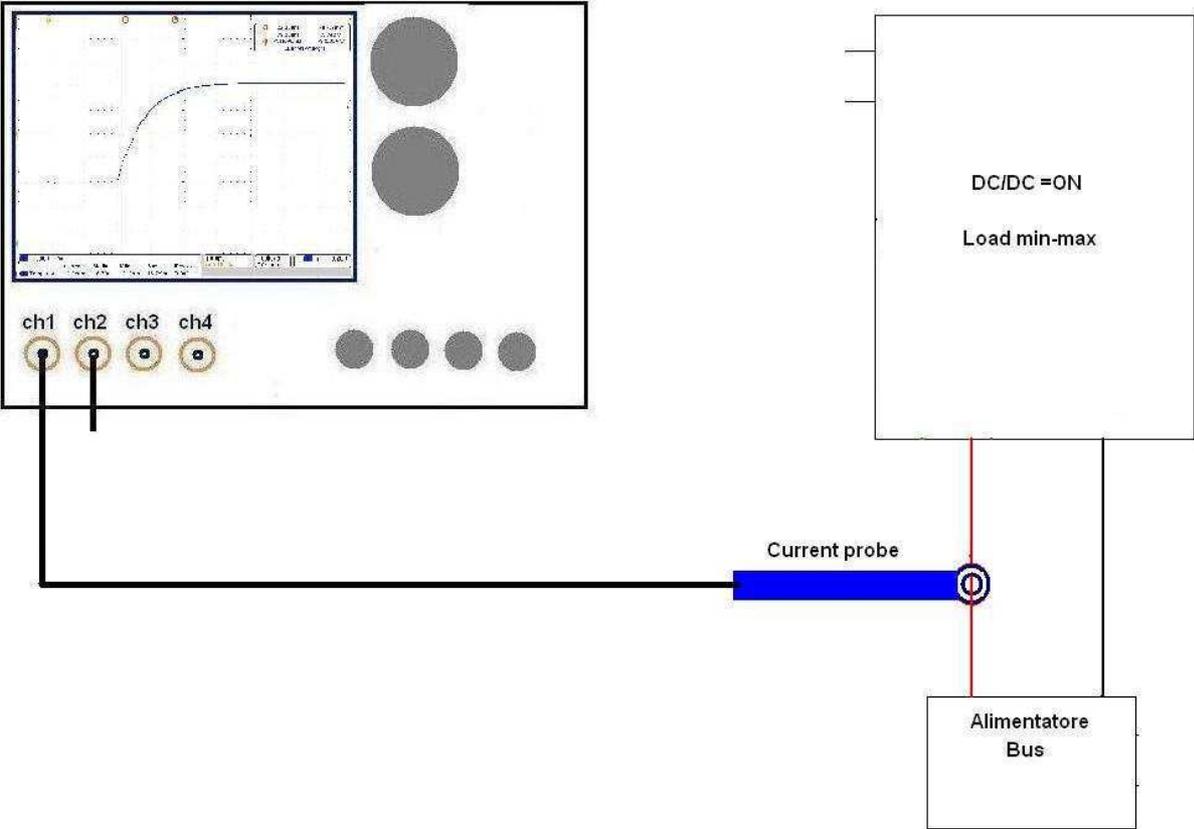
Costante di tempo VMAIN su pin10/U5



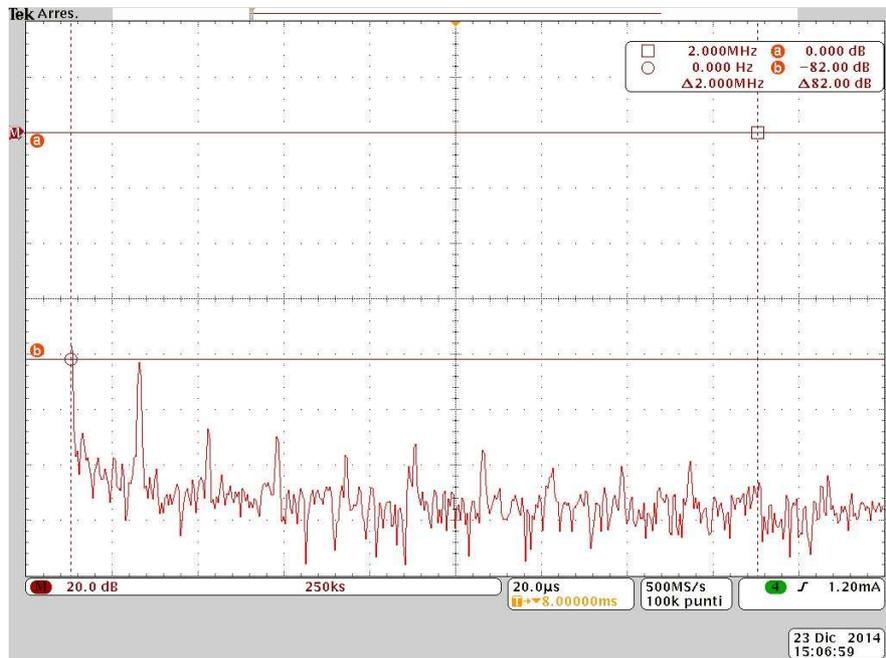
Costante di tempo Vpr1 su pin10/U3



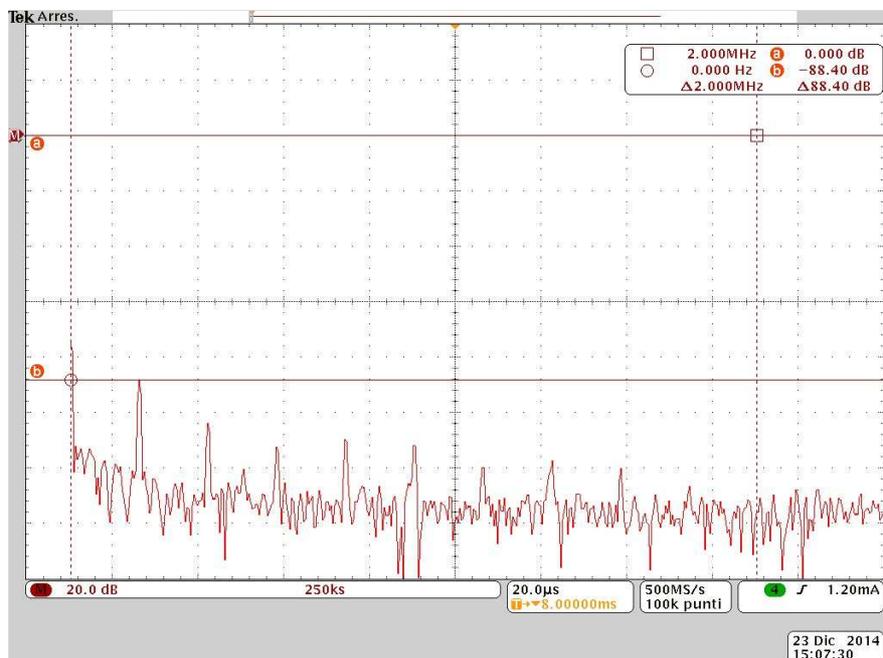
Controllo della Ireject current sul Bus



Ireject (Bus Minimo = 81V , Load =max)



Ireject (Bus Massimo = 101V , Load =min)



Ripple in uscita alla freq. di switching

Questa misura deve essere effettuata sulle piazzole d'uscita con il ritorno secondario più corto possibile, a carico massimo e Bus nominale.

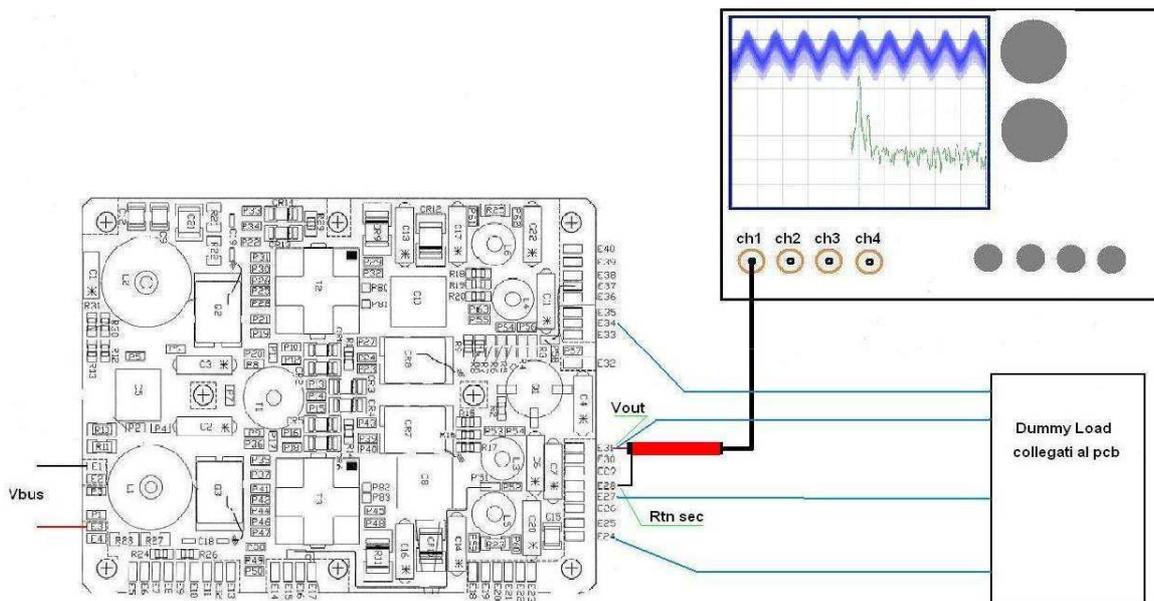
La misura verrà presa in FFT con unità di misura dBv.

- Vmain su E29 (+7V) < -40dBv
- a) Vpr1 su E32 (+4V) < -55dBv
- b) Vpr2 su E72 (+9.5V) < -55dBv
- c) Vpr3 su E74 (-9V) < -55dBv

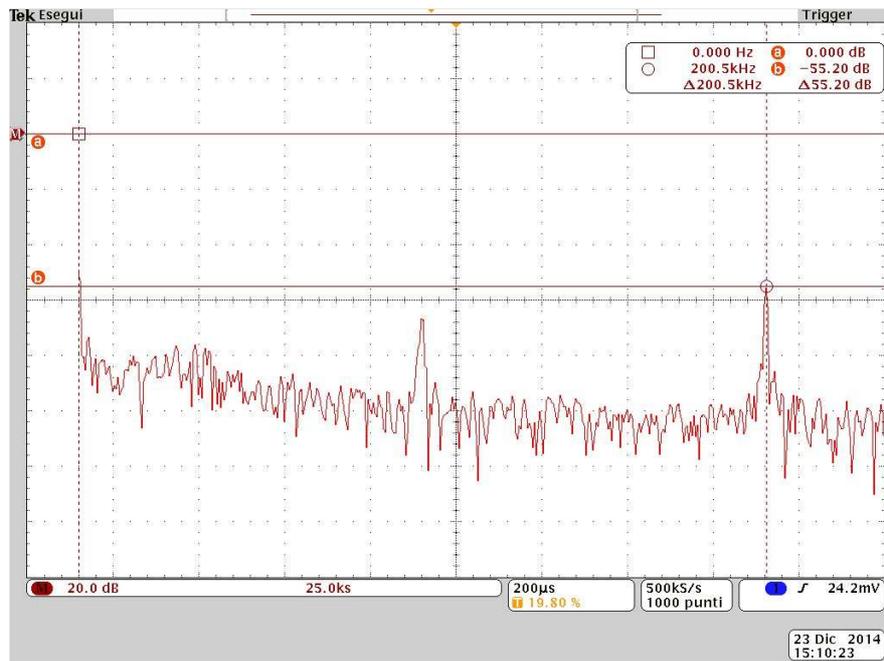
Valori di riferimento PFM a load max

E29	E32	E72	E74
-55dbv	-60dbv	--61.8dbv	-60.6dbv

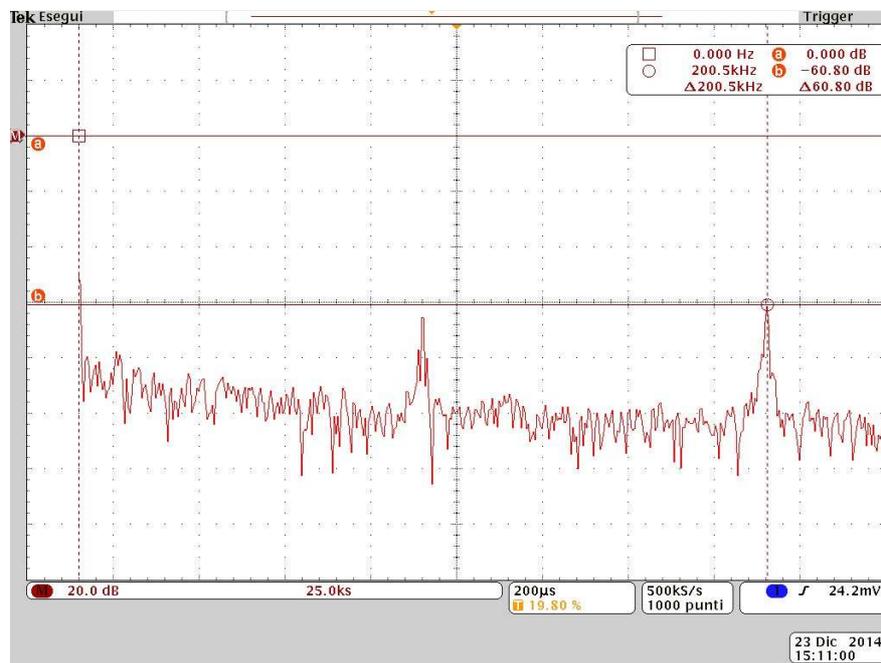
misura Ripple di uscita



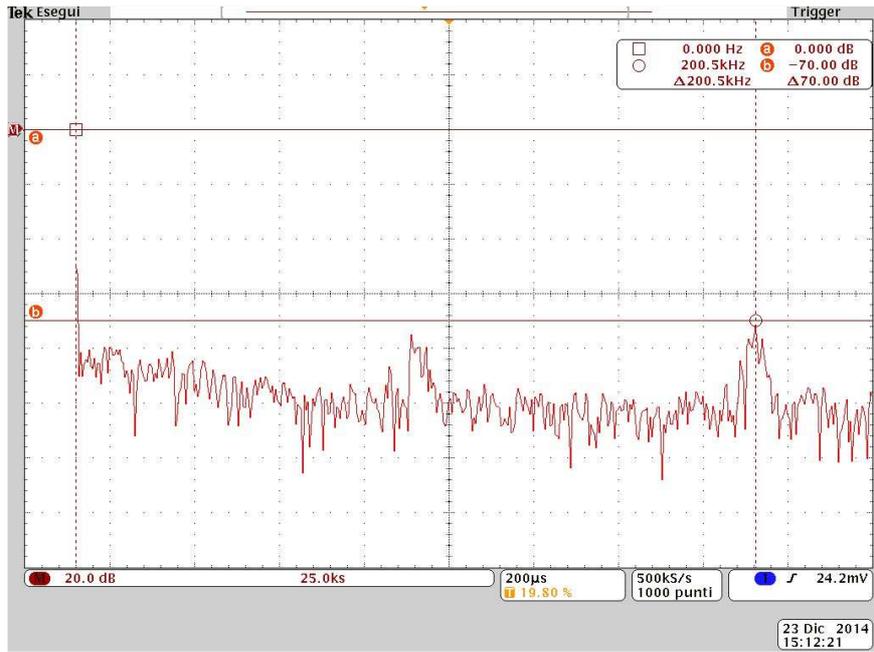
Ripple VMAIN E29



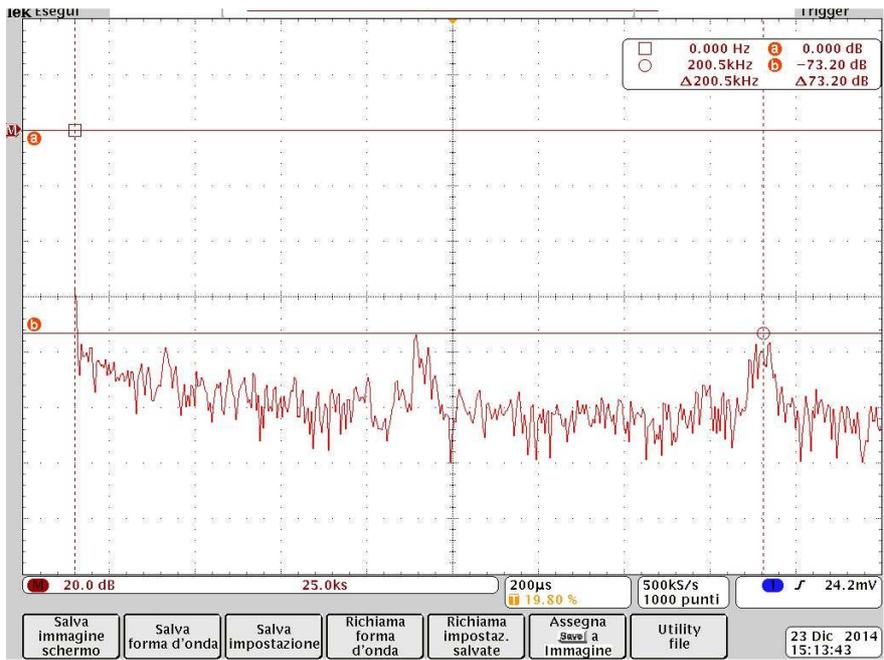
Ripple Vpr1. E32



Ripple Vpr2. E72



Ripple Vpr3. E74



Line Regulation Load-Max

Con questa prova , tenendo il carico a massimo , andremo a variare il Bus tra min e max e verifichiamo che le tensioni di uscita non si discostano dal valore di specifica di +/- 0,5% per le tensioni regolate e +/- 2% per le tensioni filtrate .

Valori riscontrati nel pcb PFM :

Tensioni di uscita	Bus-minimo	Bus-massimo	%
a) VMAIN	86	100	0
b) Vpr1	86	100	0
c) Vpr2	86	100	0
d) Vpr3	86	100	0

Load Regulation 100V

Con questa prova , tenendo il Bus a valore nominale , andremo a variare il carico tra min e max e verifichiamo che le tensioni di uscita non si discostano dal valore di specifica di +/- 1% per le tensioni regolate e +/- 2% per le tensioni filtrate .

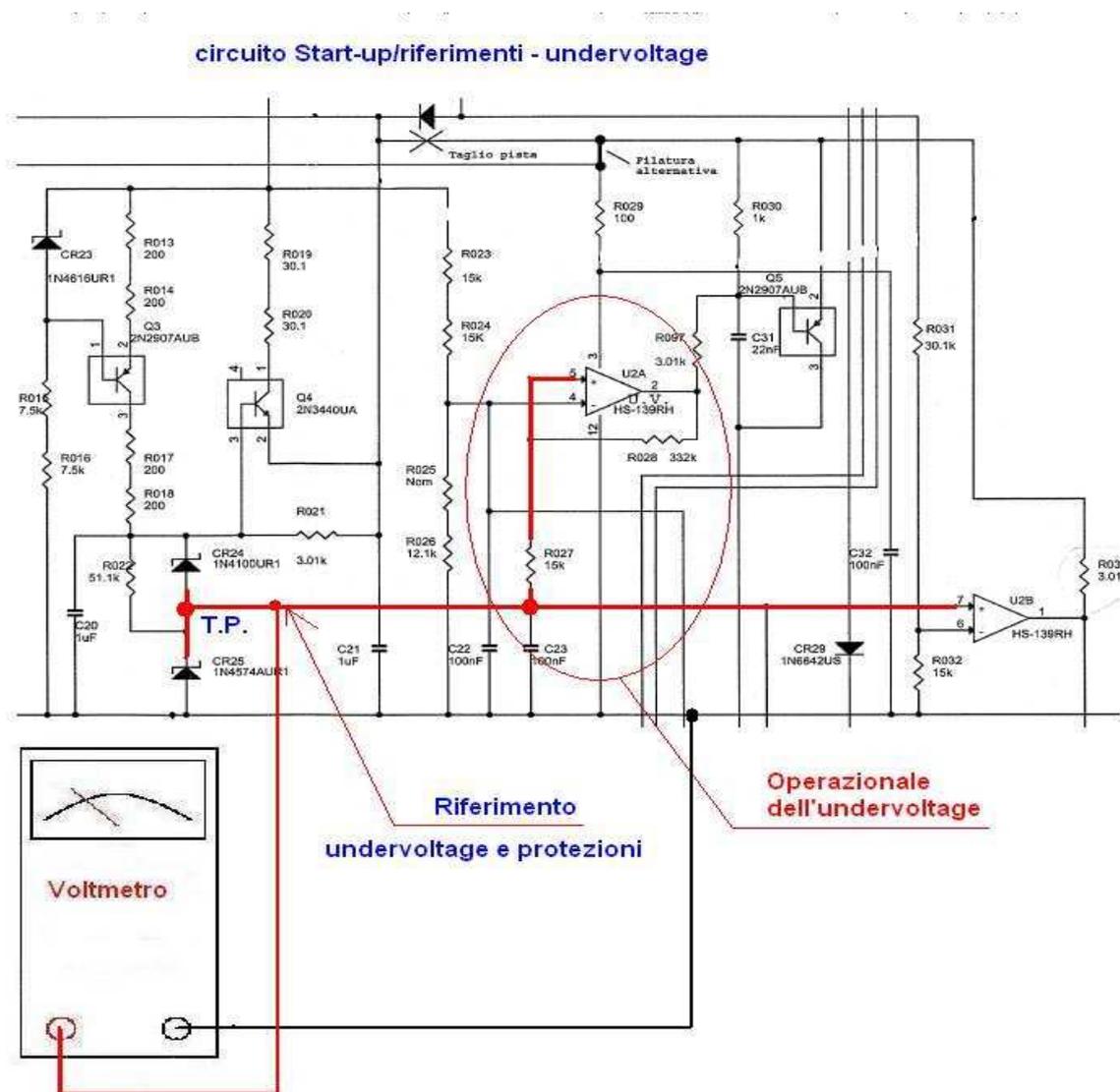
Valori riscontrati nel pcb PFM :

Tensioni di uscita	Load-min	Load-max	%
a) VMAIN	Load-min	Load-max	0.04
b) Vpr1	Load-min	Load-max	0
c) Vpr2	Load-min	Load-max	0
d) Vpr3	Load-min	Load-max	0

Tensione di riferimento e allineamento undervoltage

Prima della taratura del trimmer dell'undervoltage, per correttezza della misura successiva, andremo a misurare il riferimento dell'operazionale interessato (TP) come da fig. sottostante:

Valore del riferimento compreso tra 6.2V e 6.4V

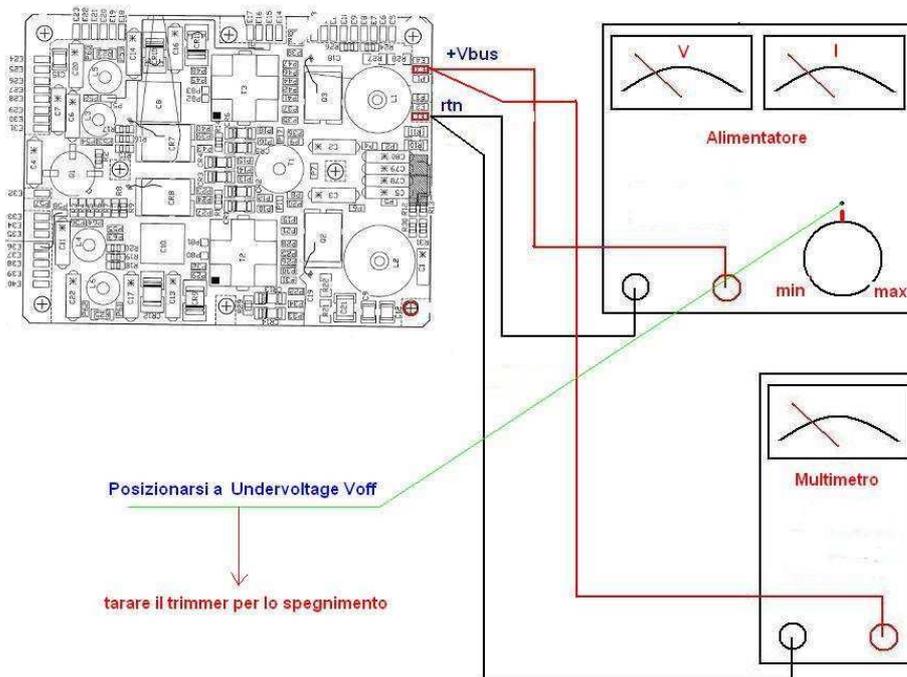


Taratura undervoltage

Tarare la tensione di spegnimento impostando il Bus alla tensione “undervoltage Voff” (sulle Piazzole di ingresso) , regolare il trimmer R44 fino a che il convertitore si spegne , ripetere la procedura aumentando il bus e diminuendo il bus.

Verificato che si spegne correttamente alla tensione dovuta aumentare il bus fino alla tensione di “undervoltage Von” e verificare che si accende correttamente , in questo frangente verificare che la corrente di Bus non abbia esitazioni o oscillazioni.

- a) Undervoltage Von=78V \pm 0.5V
- b) Undervoltage Voff=79,5V \pm 0,5V



Soft start & Timing

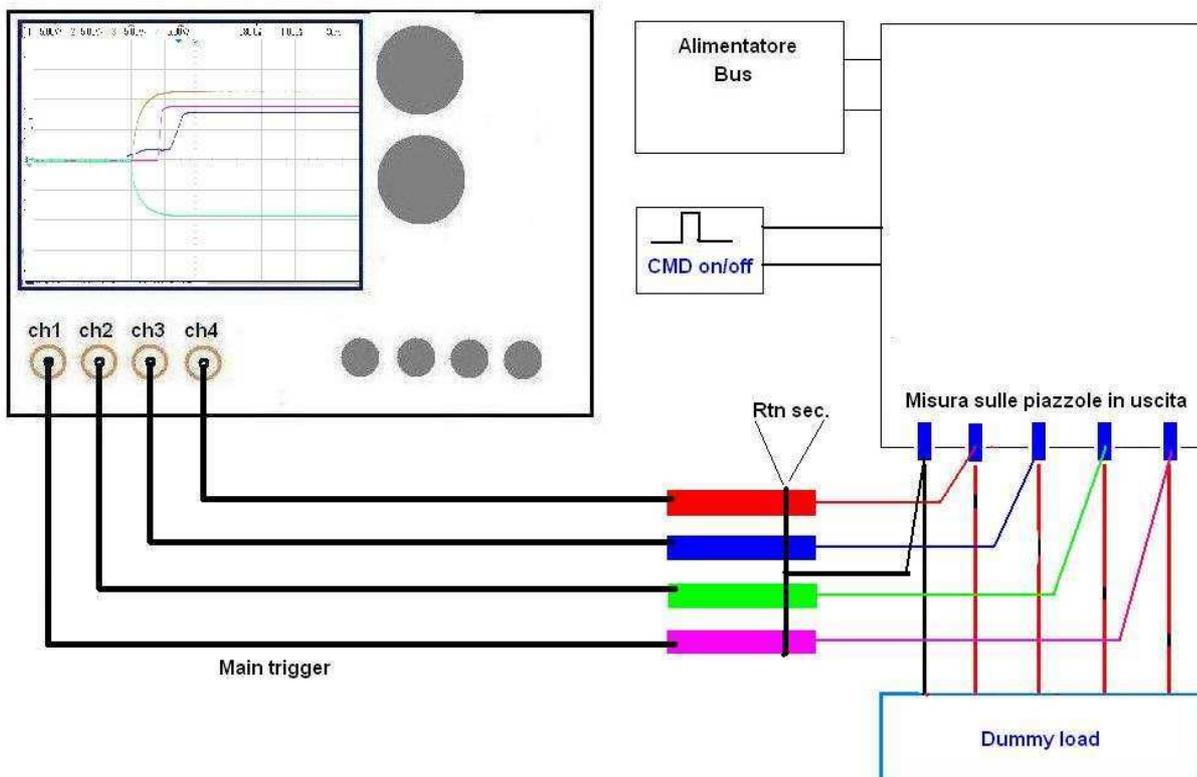
Con il setup Realizzato come in figura verificare che il timing completo , sia in accensione che in spegnimento , corrisponda a quello riportato nelle figure successive .

Il Dummy load impostato a load max e l'accensione (alimentatore senza relè) tramite undervoltage Von.

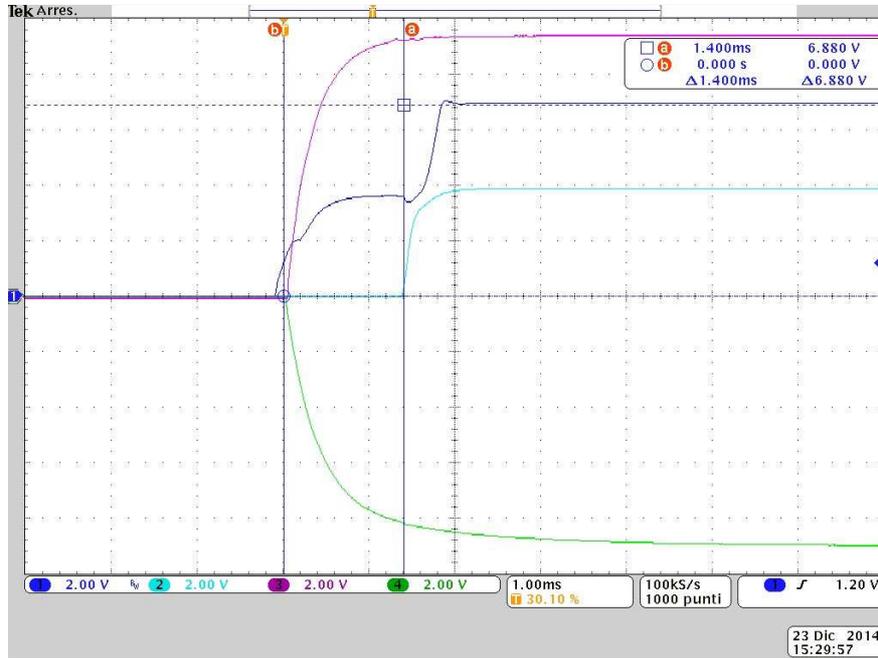
- a) Timing in accensione
- b) Timing in spegnimento

Setup di riferimento

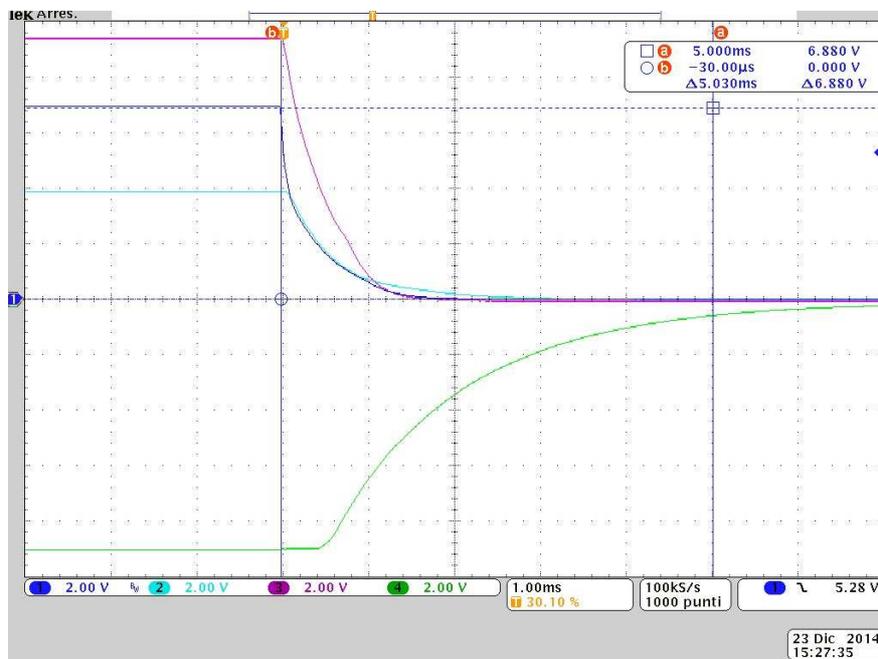
TIMING tensioni in uscita , si effettua prima il timing in accensione poi di seguito in spegnimento



Timing in Accensione

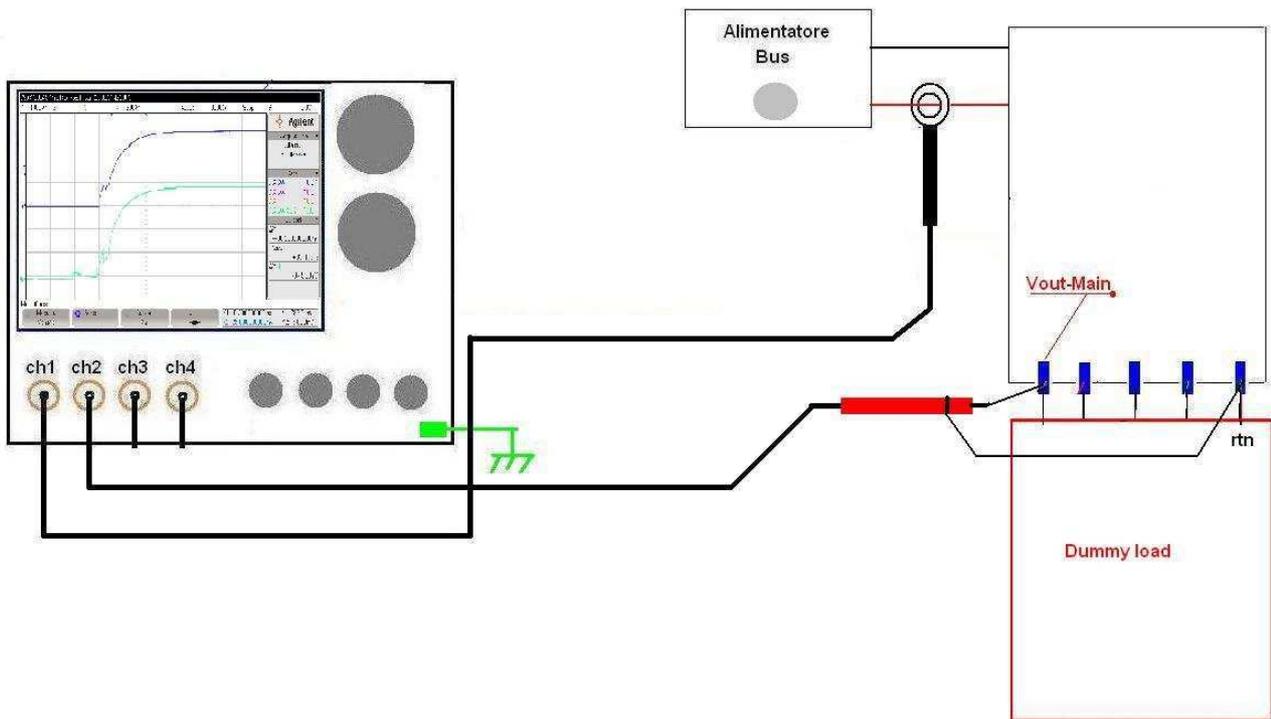


Timing in Spegnimento

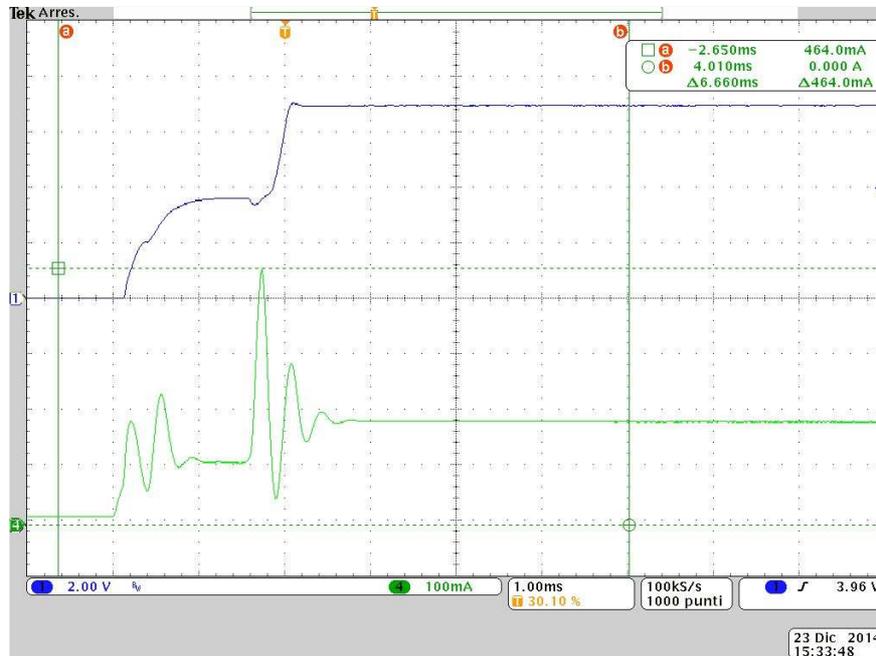


Soft start Main Vs Ibus-pk

Impostare I dummy load a carico max , impostare il setup come in figura , accendere il dc/dc converter mediante Undervoltage Von e verificare la figura 28 .



Vmain Vs Ibus-pk



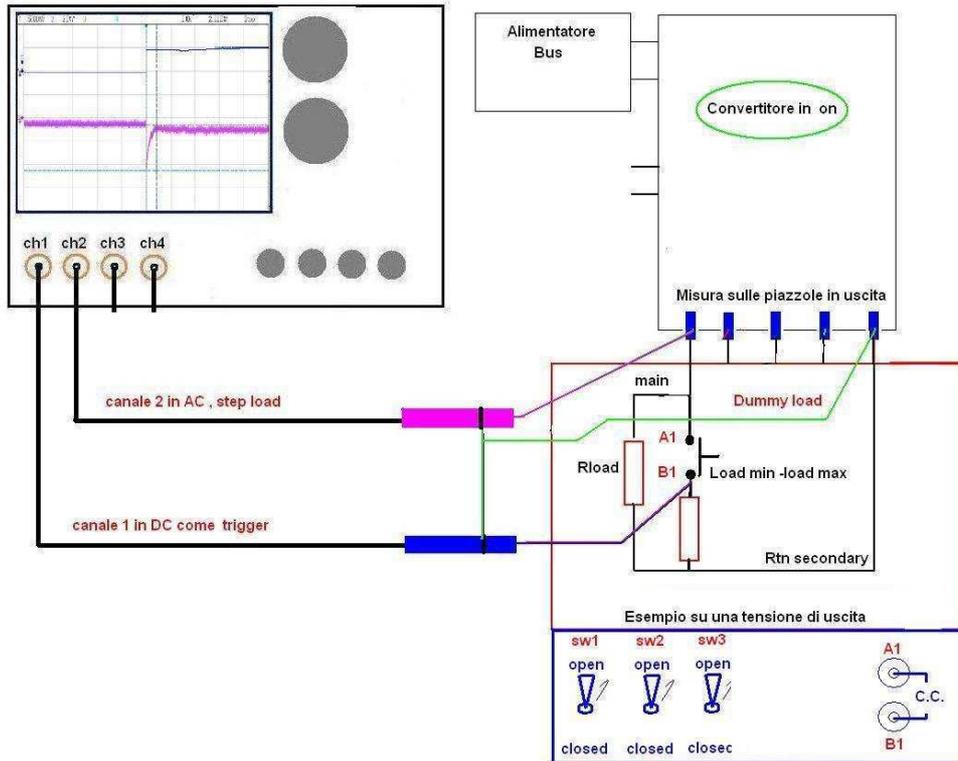
Stabilità del loop mediante step load

Questa misura viene effettuata sulla tensione VMain e su tutte le tensioni post-regolate di uscita ; il test si effettua mediante variazione di carico da minimo a massimo e viceversa ; con le altre tensioni a carico massimo .

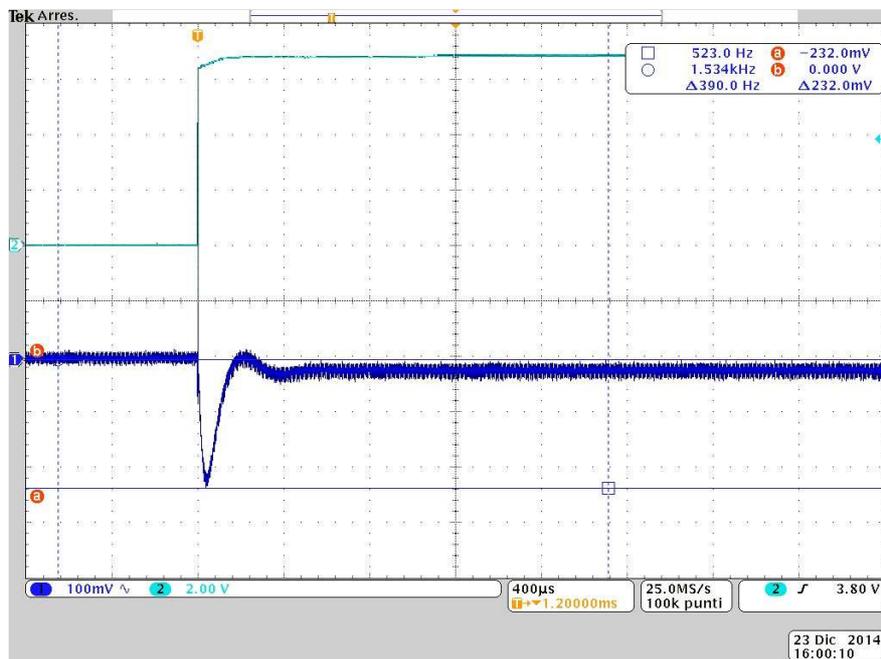
- a) Vmain
- b) Vpr1
- c) Vpr2
- d) Vpr3

Posizionare una sonda sulla piazzola di uscita (della tensione da verificare) e l'altra sonda sul carico dopo l'interruttore che inserisce in carico massimo . Settare l'oscilloscopio per una singola acquisizione ed effettuare la verifica . Ripetere l'operazione passando da carico massimo a minimo ..

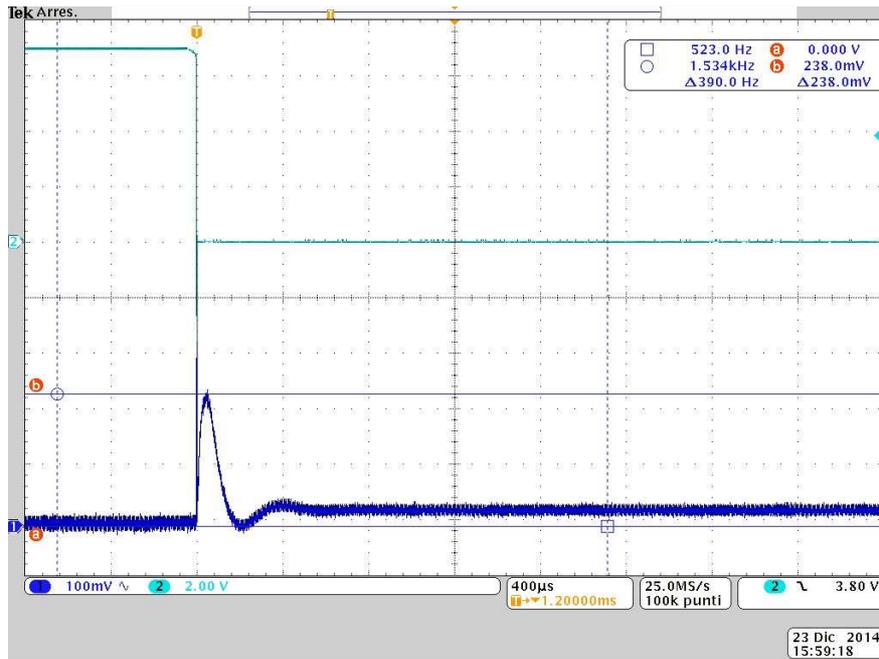
verificare le Figure da 29 a 36.



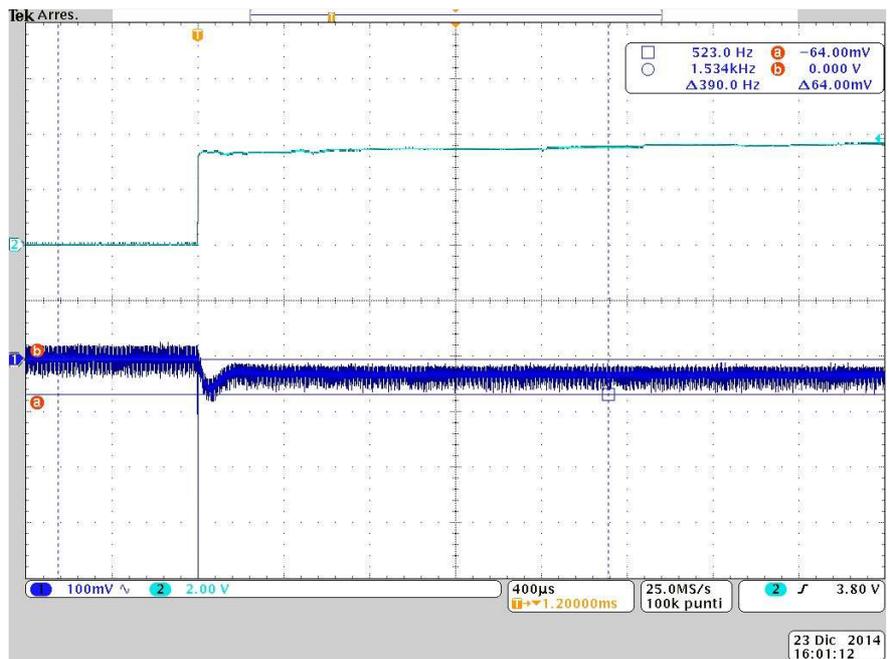
Step di carico da load min a load max +7V



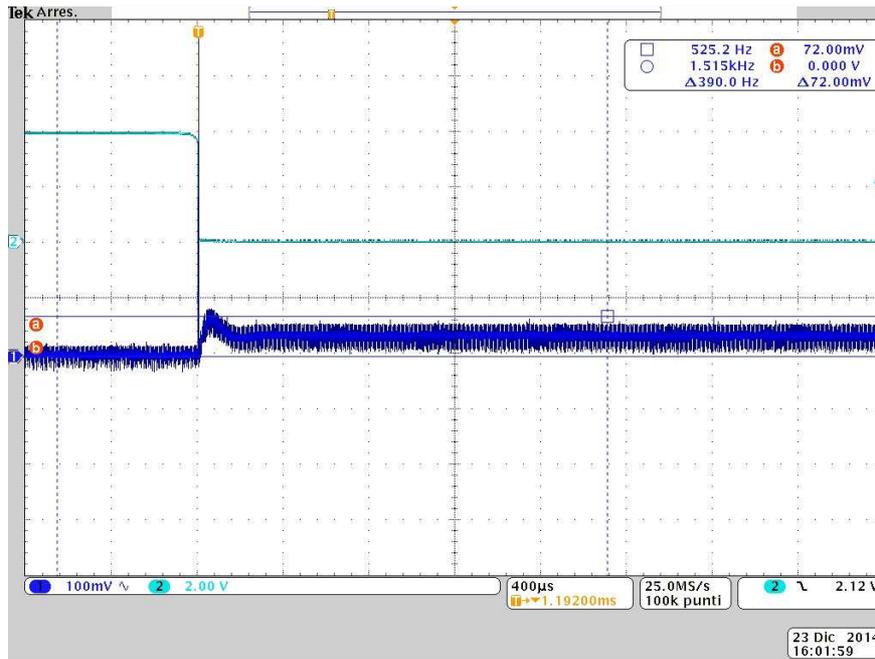
Step di carico da load max a load min +7V



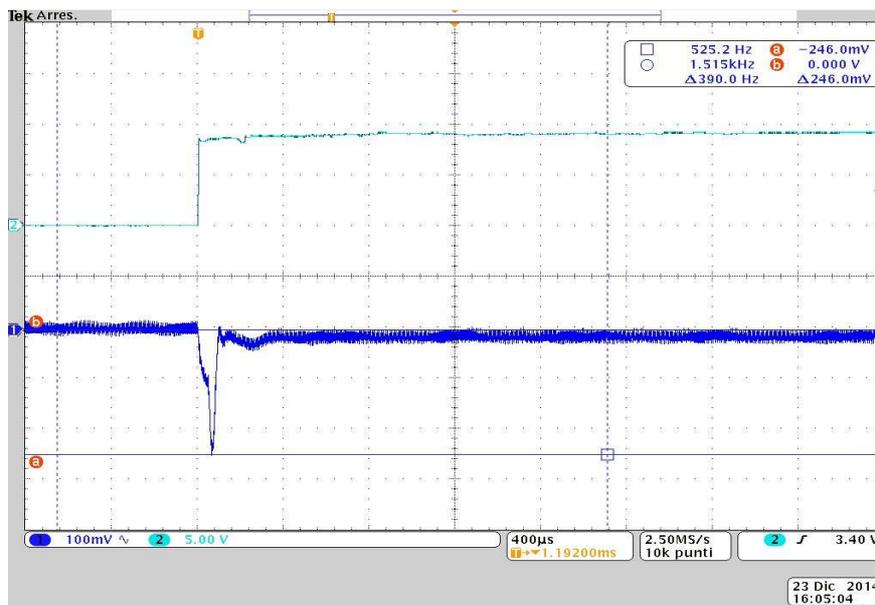
Step di carico da load max a load min +4V



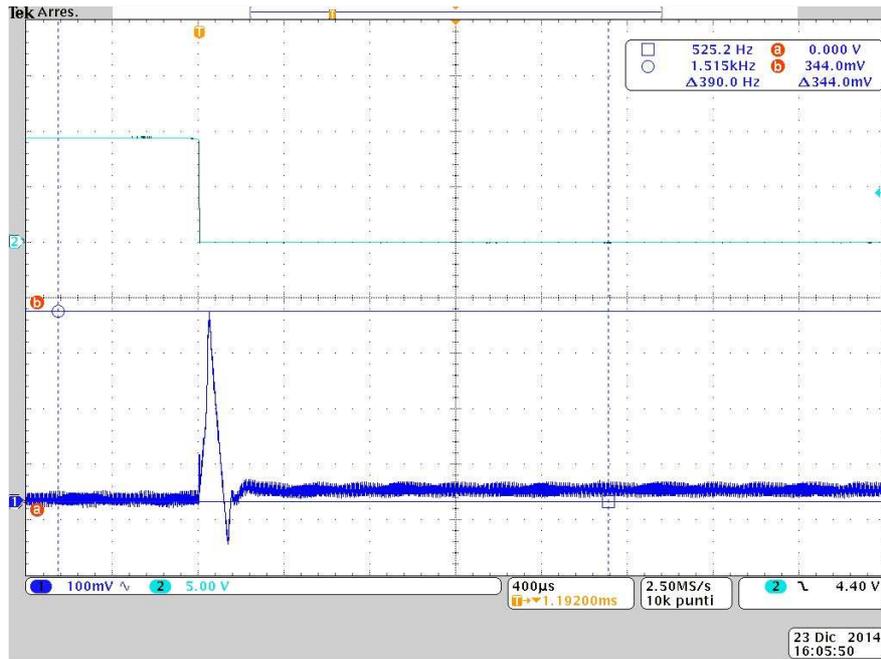
Step di carico da load max a load min +4V



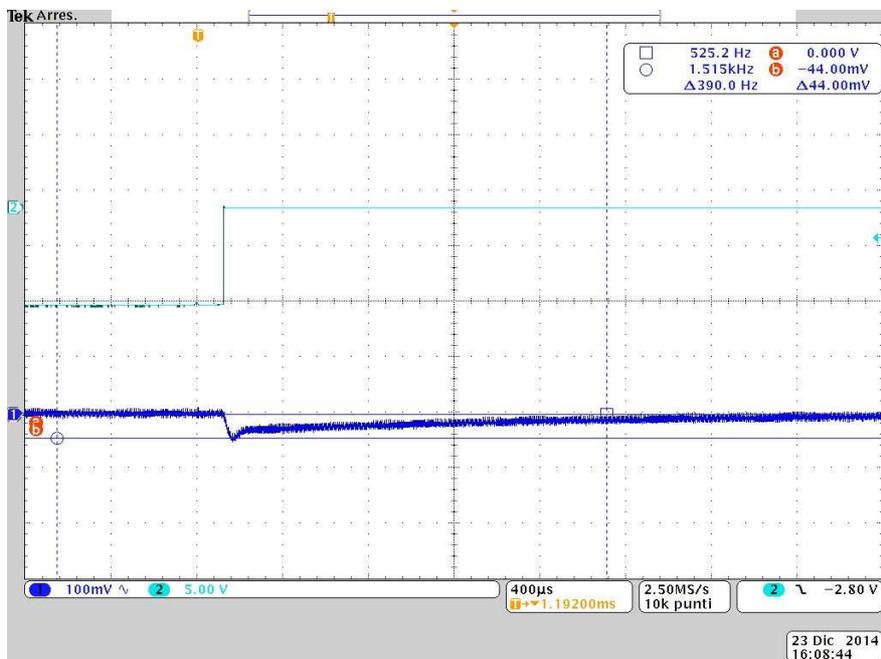
Step di carico da load min a load max +9,5V



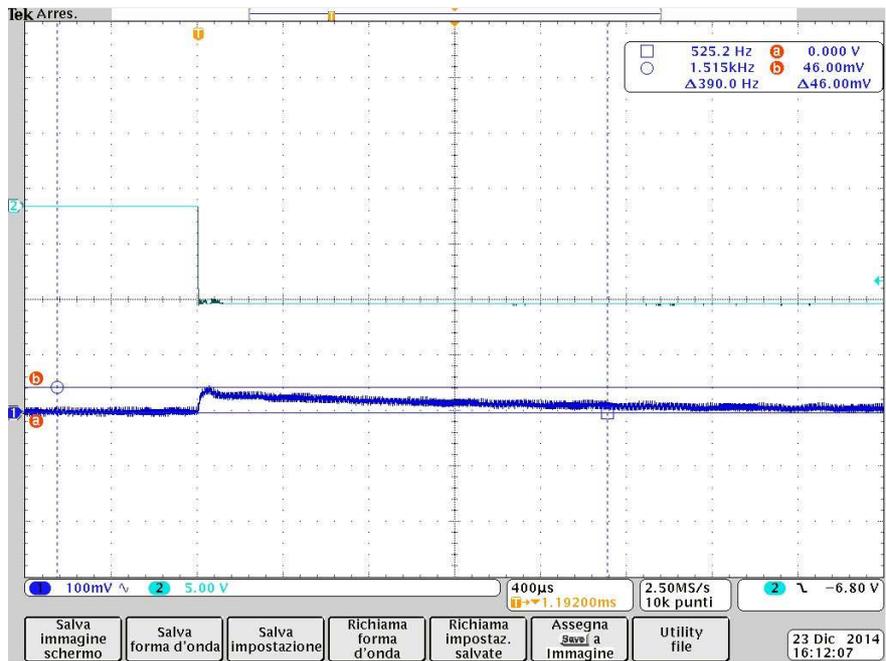
Step di carico da load max a load min +9,5V



Step di carico da load min a load max -9V



Step di carico da load max a load min -9V

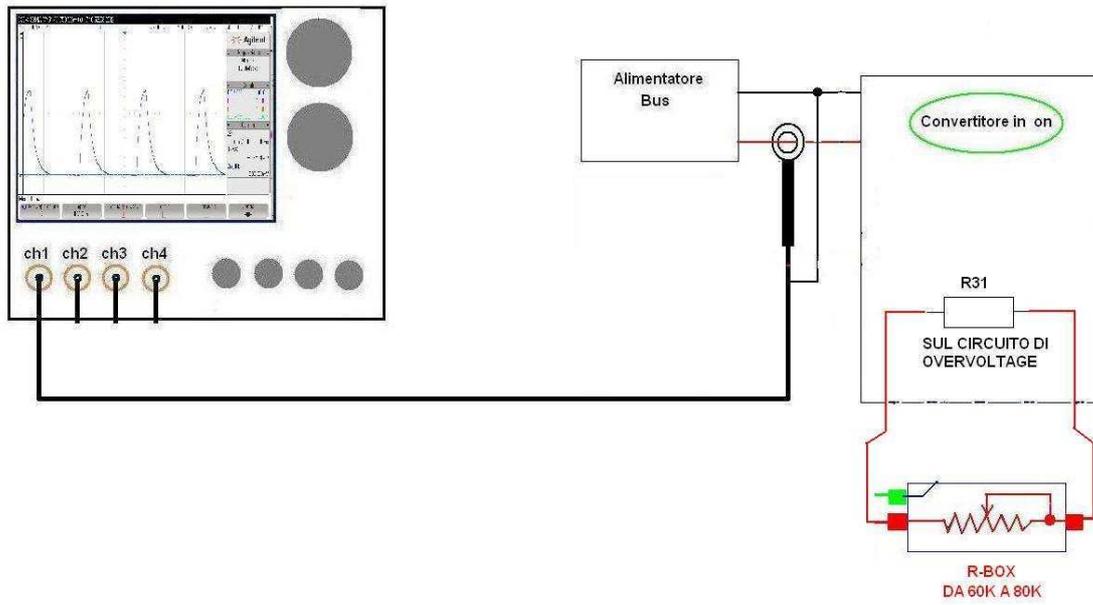


Protezione di overvoltage

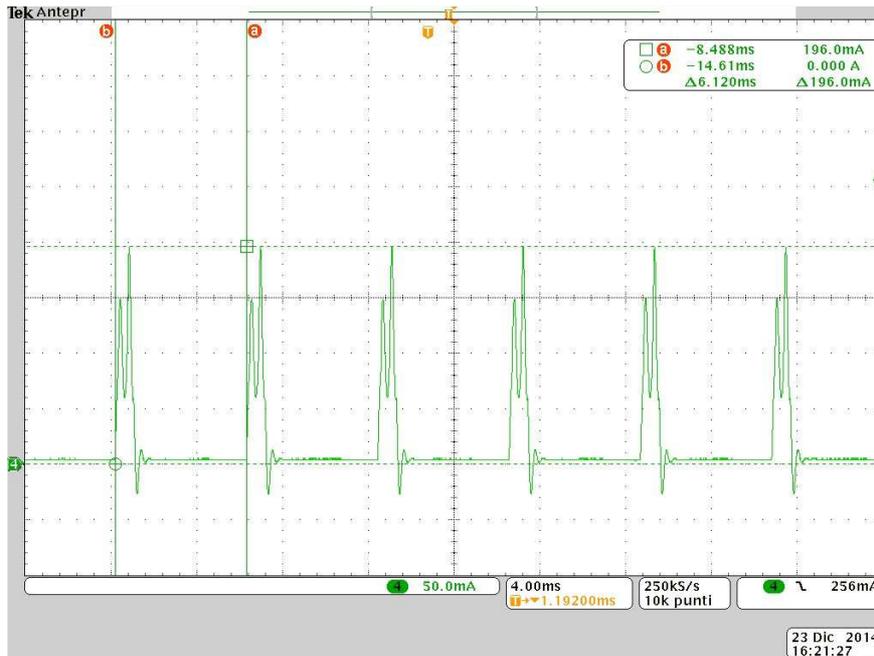
Questa prova viene effettuata per testare l'efficacia della protezione di overvoltage. Accendere il convertitore, posizionare i Dummy load a carico max, mettere in parallelo alla resistenza R48 un resistenza di 68KOhm e verificare l'intervento della protezione:

- verificare che gli impulsi di riaccensione siano dello stesso periodo della forma d'onda di FIG.

37 Di seguito togliere la resistenza di 68K e verificare il ripristino dell'alimentatore..



Protezione Overvoltage



Allineamento e verifica protezione di Hiccup

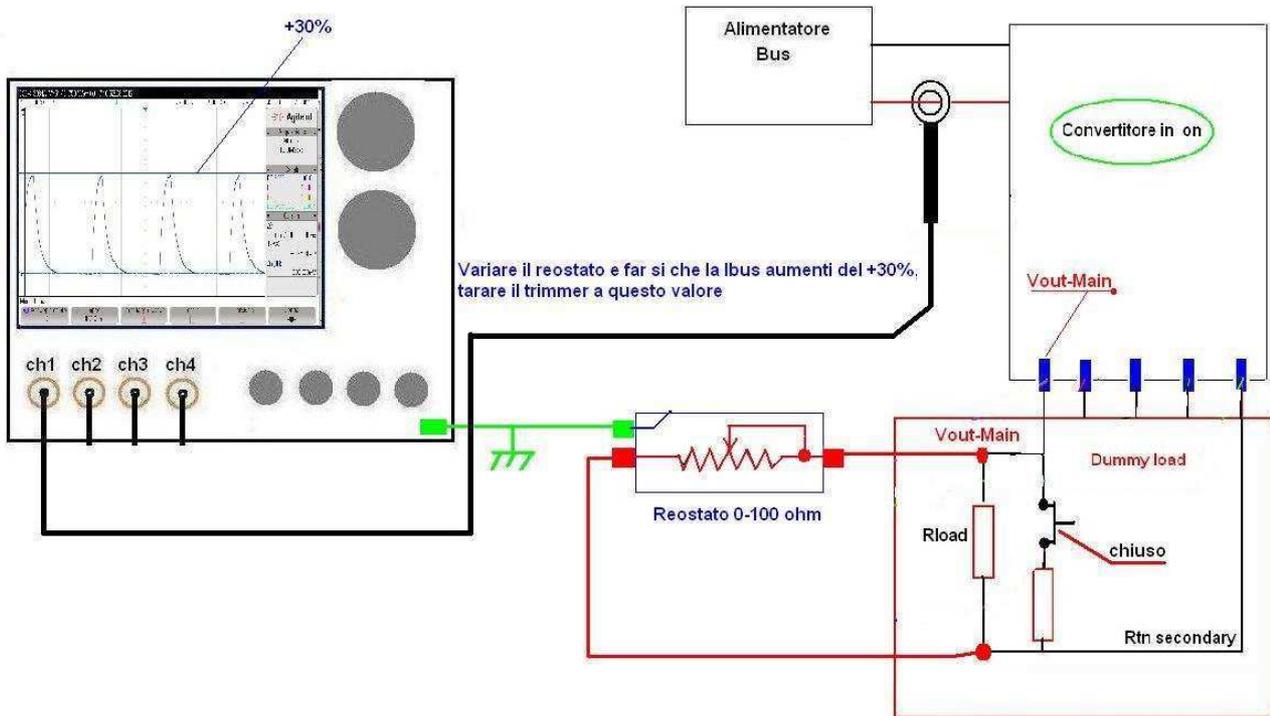
Per questa prova si utilizza un reostato (da 100 ohm) oppure un carico elettronico .

Posizionare il trimmer del circuito di hiccup al max valore resistivo.

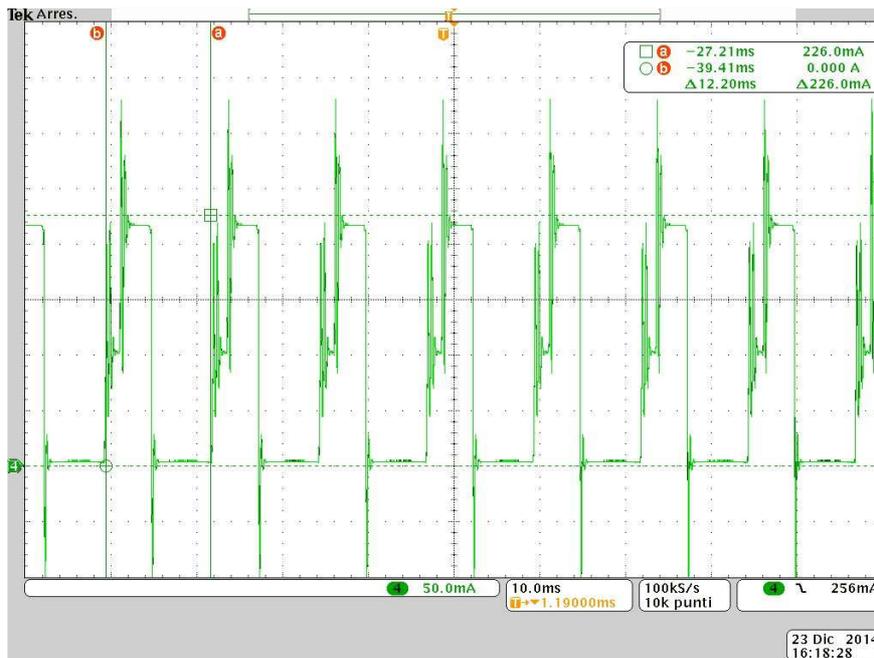
Posizionare i Dummy load al carico massimo e il Bus alla tensione nominale .

Agganciare il dispositivo in parallelo alla tensione di uscita VMain , aumentare la corrente fino a $I_{bus}+30\%$, tarare il trimmer R50 in modo che intervenga la protezione .

- a) La corrente di intervento deve essere compresa tra 215mA÷ 230mA b)
Verificare la Fig.38



Protezione Hiccup



Protezione foldBack (solo se prevista ...)N.A.

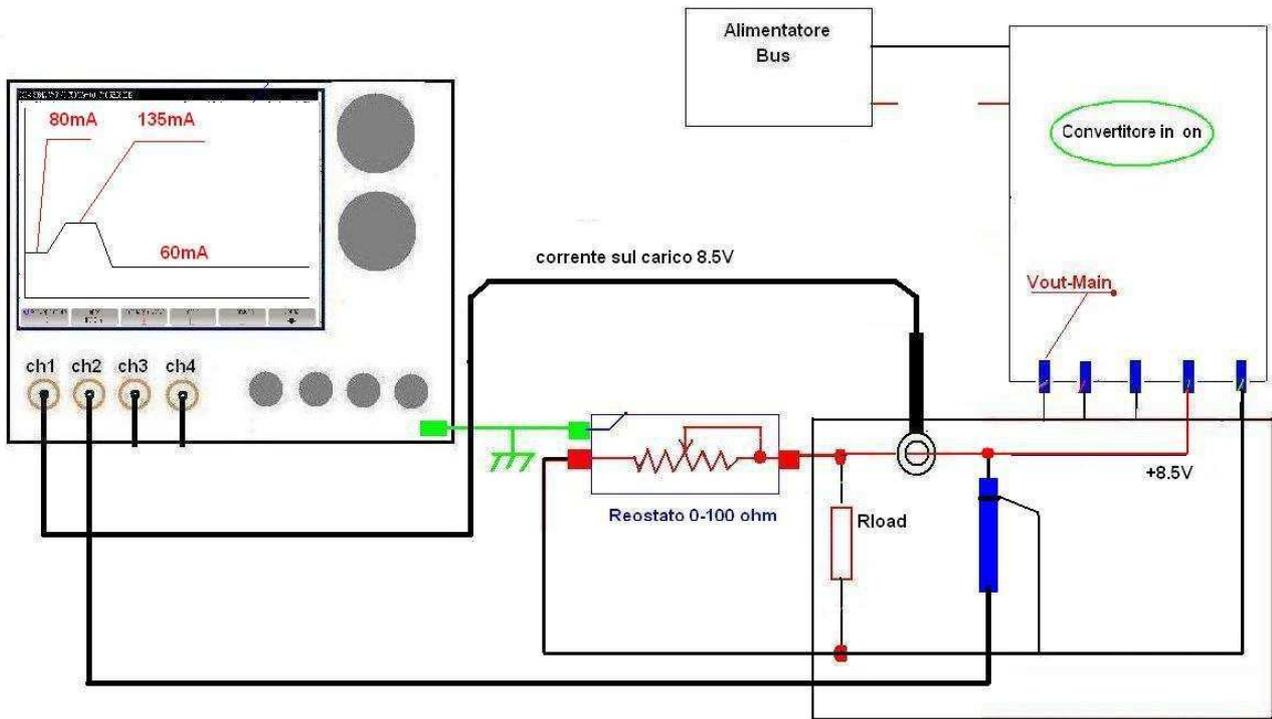
Realizzare il setup come in figura ; nel nostro caso l'uscita dove misurare il foldBack è la EXX; posizionare i Dummy load al massimo carico e Bus a tensione nominale .

Posizionare il reostato (da 1000 Ohm) , inizialmente al valore massimo , poi iniziare a scendere con il reostato e verificare che la corrente sale ; continuare a scendere con il reostato fino al massimo valore di corrente (il valore massimo di corrente coincide con l'abbassamento della tensione di uscita) ; in queste condizioni verificare :

- la corrente massima di limitazione

Continuare a scendere con il reostato fino a quando la tensione di uscita non va a 0V ; in questa condizione verificare :

il corretto valore di corrente



Inserimento nominal

Inserire i seguenti nominal :

R44 (undervoltage)

R50 (Hiccup)

Rendimento

Posizionare V_{bus} a tensione nominale e i carichi in uscita a carico max.

Verificare mediante sonda di corrente i singoli assorbimenti sui carichi in uscita.

-calcolare la P_{utot}

-calcolare la P_{intot}

-rendimento= P_{utot}/P_{intot}

Rendimento aspettato >65%

Suscettibilità condotta

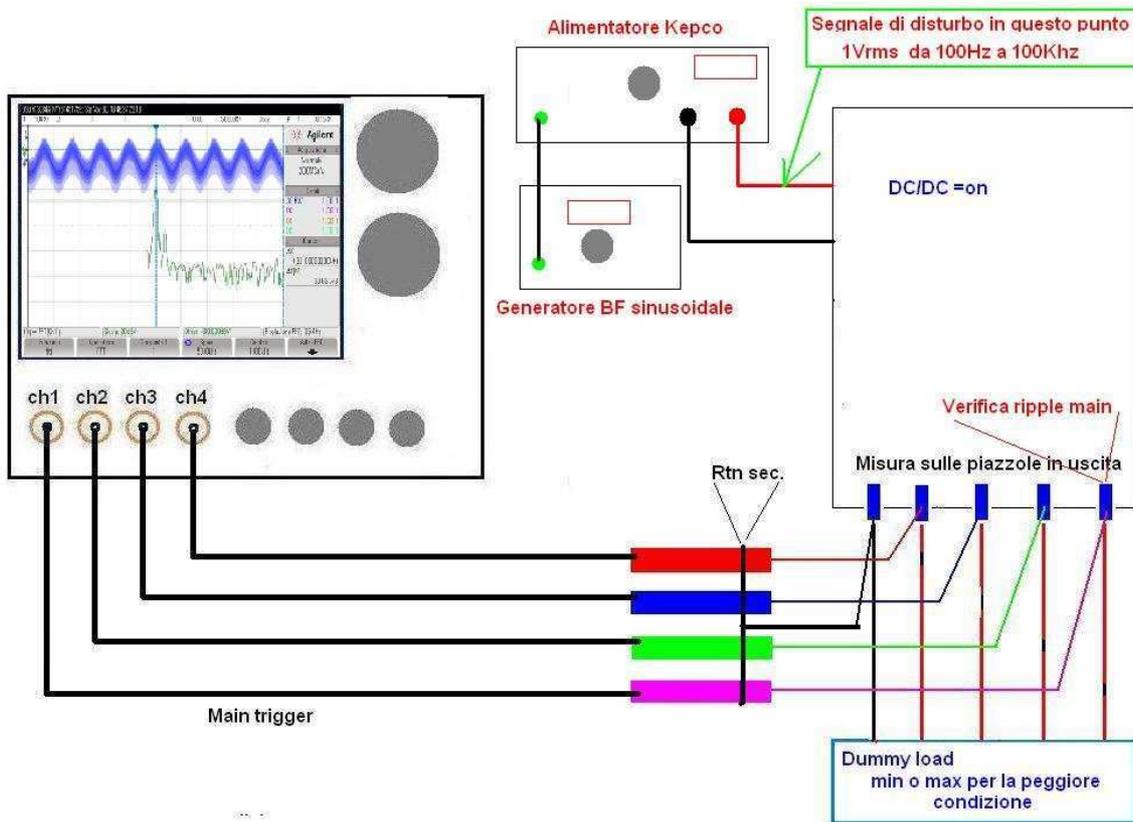
Applicare sul Bus mediante alimentatore Kepco un disturbo sinusoidale di $1V_{rms}$, tenere sotto controllo con oscilloscopio la V_{main} in uscita .

Variare la frequenza del disturbo da 100hz a 100Khz (mantenendo costante l'ampiezza in ingresso) e verificare il punto di minore rejezione.

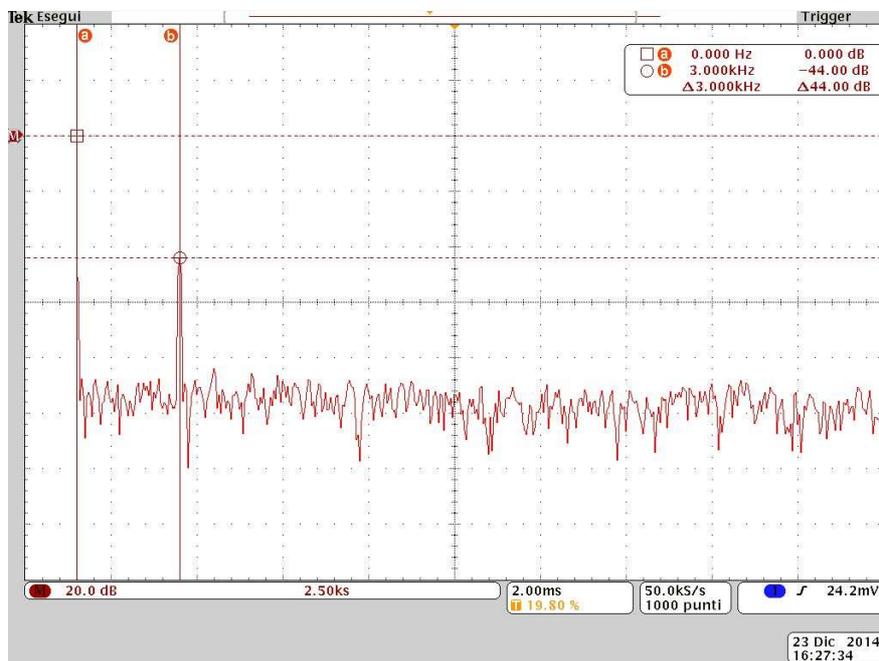
In queste condizioni verificare :

- a) Ripple V_{main} su E29 <40dBv
- b) Ripple V_{pr1} su E32 <60dBv
- c) Ripple V_{pr2} su E72 <60dBv
- d) Ripple V_{pr3} su E74 <60dBv

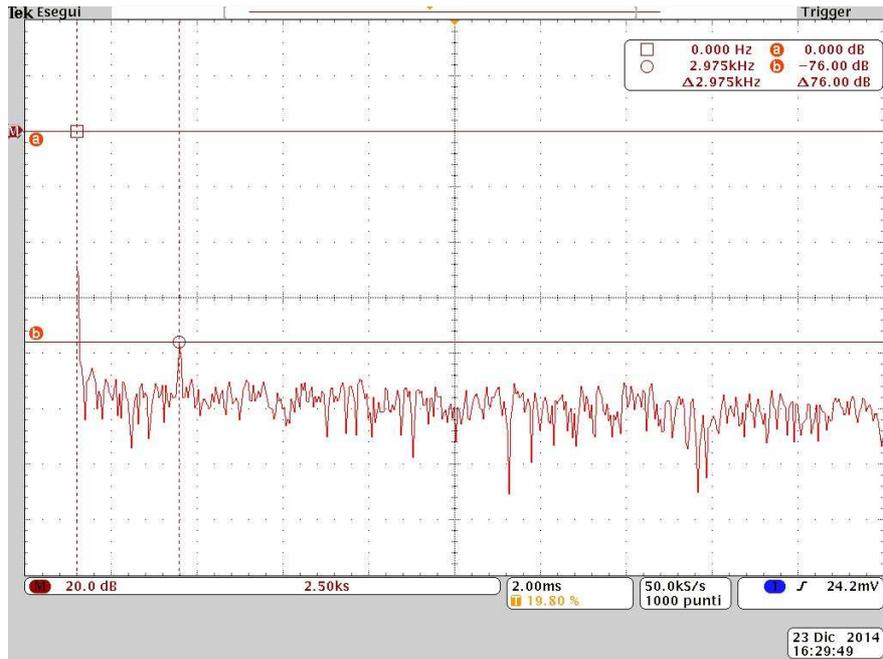
e) Valore della frequenza alla minore rejezione



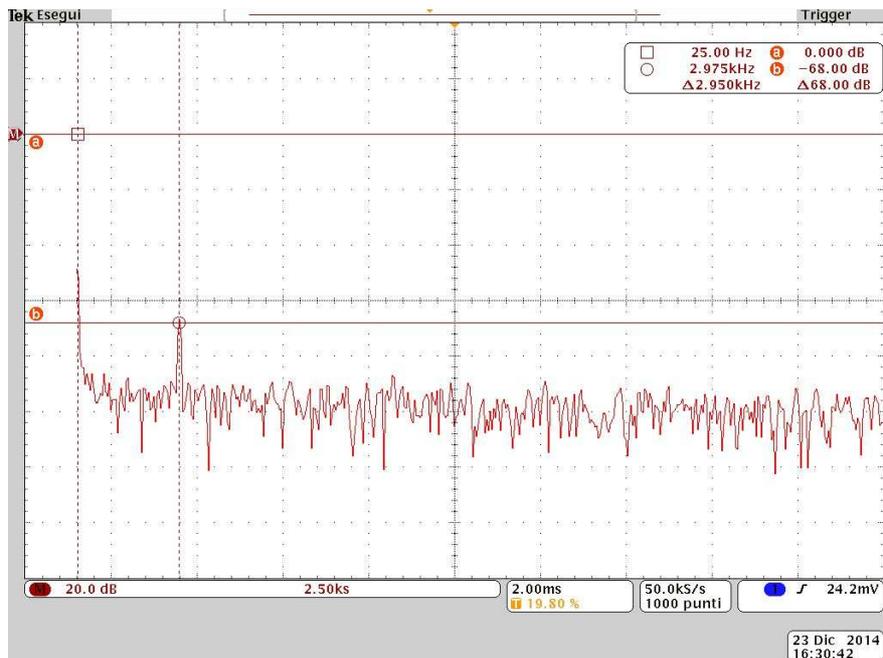
Suscettibilità condotta Ripple V_{main} E29



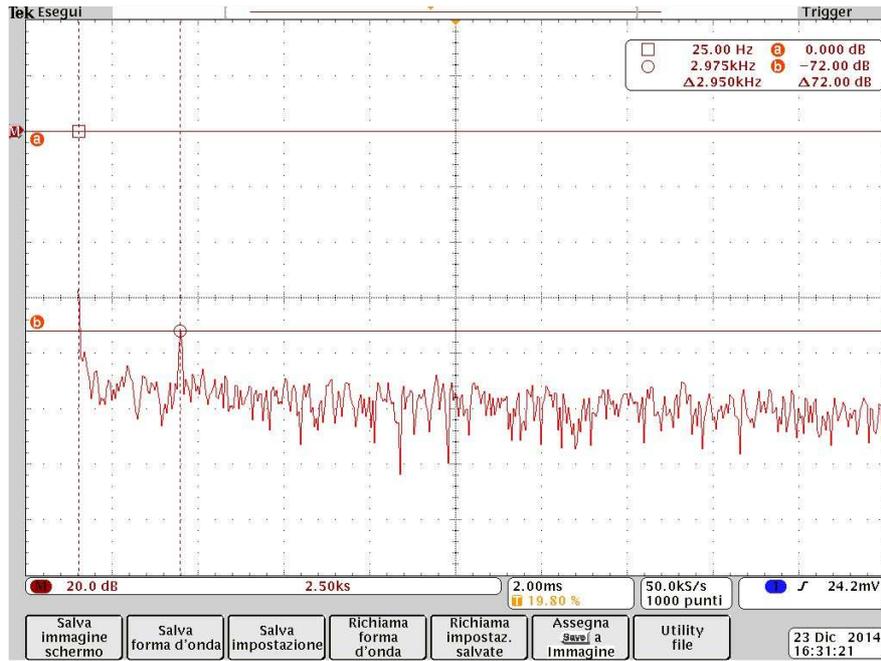
Suscettibilità condotta Ripple Vpr1 E32



Suscettibilità condotta Ripple Vpr2 E72



Suscettibilità condotta Ripple Vpr3 E74



Conclusioni

In questa tesi sono state affrontate le problematiche inerenti le tecnologie, 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 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 schematizzazione matematica dei convertitori DC-DC (capitolo 2), basata sulla rappresentazione in termini di variabili di stato. L'introduzione di tre particolari segnali equivalenti e l'utilizzo di un nuovo modello di induttore hanno permesso di rendere il modello di un convertitore Boost dipendente dalla frequenza di commutazione, 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, 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 energetico 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'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 sviluppo di 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 particolar 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. In ultimo è stato affrontato uno studio di un DC DC Converter per applicazioni Aerospaziali con semiconduttori al carburo di silicio sul quale sono state effettuati tutti i test funzionali. 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 la 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 rumore stanno portando la ricerca verso lo studio e lo sviluppo di nuove tipologie circuitali basate su componenti a semiconduttori più efficienti ed affidabili. In tale contesto tali soluzioni circuitali generalizzate, 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 questo settore ha certamente suscitato notevole interesse nel mondo dell'elettronica e a tutt'oggi è oggetto di studio da parte del mondo scientifico.