



**Politecnico
di Torino**

Politecnico di Torino

Corso di Laurea
A.a. 2020/2021
Sessione di Laurea Luglio 2021

DC-DC Converter per applicazio- ni automotive

Relatori:
Fabrizio Bonani
Corelatore:
Alberto Baldi

Candidati:
Simone Massimino

Sommario

Lo scopo di questo documento è quello di illustrare lo sviluppo del progetto di un convertitore di tensione per veicoli a trazione elettrica. Verranno trattati singolarmente i componenti sensibili necessari per determinarne i criteri di applicabilità ed eventualmente, la scelta tecnologica, in ottica di ottenere il rendimento più alto, necessario per un dispositivo a raffreddamento passivo. Verranno inoltre esaminate le due topologie adottate per ottenere la bidirezionalità del convertitore. Il progetto di ricerca è terminato con il raggiungimento di un rendimento superiore al 93% per potenze esigue. Superati i 100W per singola cella, il dispositivo mostrava instabilità che, per ragioni di tempo e costi non sono state approfondite. Il lavoro svolto è stato un utile punto di partenza per progetti futuri, ha permesso di prendere dimestichezza con architetture circuitali e con strumentazione non comunemente utilizzata nelle prove di laboratorio quotidiane.

Indice

1	Introduzione	7
2	DC-DC converter	9
2.1	Realizzazione tecnica.....	10
3	Topologie.....	11
3.1	Convertitori multifase	13
3.2	PUSH-PULL.....	15
4	Componenti.....	16
4.1	Controller.....	16
4.2	Trasformatori.....	17
4.2.1	Trasformatori planari	19
4.3	Synchronous rectifier	21
4.3.1	Benefici della rettificazione sincrona	21
4.4	Commutatori	23
4.4.1	SiC e GaN	24
4.4.2	Potenza dissipata.....	28
4.5	Induttori.....	31
5	Progetto.....	33
5.1	Struttura di un progetto	33
5.1.1	Organizzazione logica	33
5.1.2	Processo SPICE.....	35
5.2	Requisiti funzionali	37
5.3	Descrizione del sistema	38
5.3.1	Rete SPI.....	40
5.3.2	Rete I2C	42
5.3.3	Rete CAN.....	45
5.4	Strumenti per la progettazione	48
5.4.1	Comprensione della topologia	48

5.4.2	Simulazioni SPICE.....	51
5.4.3	Test su Evaluation Board	61
5.5	Sviluppo del prototipo.....	65
5.5.1	Sviluppo schematico.....	66
5.5.2	Sviluppo BRD	69
5.6	Risultati.....	73
6	Conclusioni e futuri miglioramenti.....	77
7	Bibliografia.....	78

Elenco dei simboli

Acronimo	Significato
ASIL	Automotive Safety Integrity Level
BJT	Bipolar Junction Transistor
BOM	Bill Of Material
CAN	Controller Area Network
CCM	Continuous Conduction Mode
CI	Circuito Integrato
DAB	Dual Active Bridge
DAC	Digital to Analog Converter
DCM	Discontinuous Conduction Mode
DS	DataSheet
EEPROM	Electrically Erasable Programmable Read Only Memory
ESR	Equivalent Series Resistance
EV	Electric Vehicle
FSM	Finite State Machine – Automa a stati finiti
FW	FirmWare
GaN	Nitruro di Gallio
HEV	Hybrid Electric Vehicle
HV	High Voltage
I2C	Inter Integrated Circuit
LV	Low Voltage
MPI	Multiphase interleaved converter
MSB	Most Significant Bit
PCB	Printed Circuit Board
PCBA	Printed Circuit Board Assembled
PFC	Power Factor Correction
PSFB	Phase Shifted Full Bridge
RMS	Root Mean Square
SiC	Carburo di Silicio
SMPS	Switch Mode Power Supply
SMT	Surface Mount Technology
SPI	Serial Peripheral Interface
SPICE	Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis Software Process Improvement and Capability dEtermination
SRC	Series Resonant Converter
UART	Universal Asynchronous Receiver-Transmitter
WD	WatchDog
ZCS	Zero Current Switching
ZVS	Zero Voltage Switching

1 Introduzione

Con l'avvento dell'elettronica applicata al mondo dell'autoveicolo e l'introduzione sempre più massiva di veicoli a trazione elettrica (EV) ed ibrida (HEV), è necessario sviluppare tecnologie per favorire l'utilizzo efficace delle vetture. In particolar modo, i primi veicoli in cui si trovano applicazioni interessanti, possono essere quelli di fascia commerciale. Considerando tale punto di vista, un componente fondamentale per un veicolo equipaggiato con batterie ad alta tensione, è un DC-DC converter.

Questo tipo di dispositivo elettronico è indispensabile per garantire l'utilizzo di molteplici apparecchiature e servizi al veicolo, sfruttando l'alta tensione della batteria di trazione, per ridurre le dimensioni o semplicemente il carico sulla batteria servizi, spesso messa in difficoltà dalla sempre crescente richiesta energetica. Questo panorama si sta comunque ampliando anche per veicoli tradizionali, poiché le centraline con le quali la vettura è equipaggiata diventano sempre più numerose ed il carico richiesto ad una batteria 12V impone delle sezioni di cablaggio importanti, aumento di peso ed aumento di costo. Proprio a questo proposito, il mercato dell'autoveicolo sta migrando verso sistemi con batteria aggiuntiva a 42 V. Queste possono aprire la strada anche ad altri sistemi che, fino ad ora, sarebbero stati troppo onerosi per celle al piombo tradizionali. Un esempio può essere l'elettroventola del radiatore che, in veicoli ad alte prestazioni, può necessitare di potenze dell'ordine del kW.

Un fattore altrettanto importante per un qualunque dispositivo elettronico, progettato per l'industria, è la versatilità. Per quella automobilistica è indispensabile, per garantire un guadagno sufficiente, l'adattabilità a differenti gamme di veicoli. Il progetto PIEVERDE, che è acronimo di Piattaforma Ibridi Elettrici Veicoli E Reti di Distribuzione Ecosostenibile, è un progetto di ricerca per conto di IVECO in cui è impegnata l'azienda EMA s.r.l. in collaborazione con il Politecnico di Torino.

Per questo progetto la richiesta di missione è di varia natura, ossia il dispositivo dovrà soddisfare numerosi requisiti, tra cui:

- la bidirezionalità del convertitore;
- la possibilità di adattarsi ad una vasta gamma di tensioni in ingresso;
- la presenza di intelligenza a bordo scheda, per garantirne un monitoraggio attraverso la rete CAN;
- un'elevata efficienza energetica, per permettere la dissipazione in aria.

Al fine di garantire le caratteristiche richieste, è necessario approfondire determinati argomenti, tra i quali: le topologie esistenti, le tecnologie dei transistori, e l'utilizzo di trasformatori di tipo planare. Introdotti questi concetti e punti salienti, verrà presentato il progetto realizzato. Questo permetterà di ridurre le perdite e raggiungere l'efficienza richiesta, permettendo

l'utilizzo del dispositivo sul mezzo, senza bisogno di veicolare un sistema di raffreddamento a fluidi forzati, il quale comporterebbe costi aggiuntivi sia di progettazione, sia di materiali.

In quest'ottica il dispositivo potrà essere un sistema funzionante a banco in modalità stand-alone, comandabile tramite rete CAN attraverso un pannello preposto, che simuli le diverse richieste da parte di una centralina esterna di controllo.

2 DC-DC converter

I DC-DC converter sono dispositivi comuni in svariati tipi di prodotti. Alcuni sono di utilizzo comune come elettrodomestici, basti pensare al televisore o banalmente al computer.

Moltissimi di questi dispositivi hanno la necessità di operare internamente a tensioni differenti, il DC-DC converter ha lo scopo di trasformare una tensione continua in ingresso, in una tensione continua in uscita. Il riferimento è generico, essendo più specifici possiamo avere convertitori di tipo “step-down” e altri di tipo “step-up”. I primi avranno lo scopo di imporre in uscita una tensione inferiore a quella in ingresso, mentre i secondi assolveranno al compito inverso.

Esistono diverse tipologie di convertitori DC-DC, la sfida di questo tipo di circuiti ha trovato ampio campo in svariate applicazioni. Per questa ragione esistono delle topologie già consolidate ed ognuna ha dei punti di forza e delle debolezze, che la rendono adatta per un certo tipo di missione.

È facile immaginare che, per soddisfare un requisito di bidirezionalità, sarà estremamente complicato, se non impossibile, sfruttare un unico circuito. La scelta più immediata ricade sul separare i compiti scegliendo quindi due circuiti distinti.

In generale i convertitori di questo tipo presentano caratteristiche comuni, come i transistori, che commutano per imporre il passaggio di corrente in un elemento induttivo, il quale sarà poi filtrato da un condensatore per garantire un ripple di tensione basso e fare in modo di poter assumere come continua l'uscita.

Generalmente, per soddisfare la richiesta di tensioni piuttosto differenti tra uscita ed ingresso è consigliabile l'utilizzo di un trasformatore.

Diventa quindi chiaro che sarà necessario intervenire su diversi fattori per raggiungere la configurazione ottima per l'applicazione specifica.

Pensiamo ad esempio al lato DC-DC HV-LV. Chiaramente, sul lato alta tensione, i transistori saranno percorsi da una corrente inferiore, tuttavia la loro tensione tra Drain e Source sarà decisamente elevata. Per ovvie ragioni, sarà quindi necessario prendere in considerazione dei dispositivi differenti rispetto alla missione inversa. Inoltre, considerando il requisito fondamentale di sicurezza, sarà necessario implementare un completo isolamento tra i due lati.

Gli autoveicoli, in generale, sono soggetti a manutenzione ordinaria da personale certamente non qualificato per maneggiare sezioni in alta tensione. Inoltre, non è lecito pretendere questo grado di competenza, data la varietà di compiti da svolgere. Per questa ragione ed anche per la tutela di un qualsiasi utente, è necessario che le applicazioni ad alta tensione siano protette separando i due lati in maniera fisica.

Esistono due modi principali per operare questa divisione: uno è quello ottico, il secondo è quello galvanico. Nel primo caso vengono sfruttate proprietà di opto-accoppiamento: un lato illumina un sensore, che riceve una differente intensità proporzionale alla grandezza da trasdurre. La stessa cosa avviene galvanicamente: un trasformatore, che sfrutta le proprietà elettromagnetiche, sarà in grado di ottenere una grandezza proporzionale a quella in ingresso, data da parametri costruttivi, che possono essere noti a priori.

In entrambi i casi sarà possibile determinare la grandezza in origine, senza necessariamente essere in contatto con essa, limitando, in questo caso, il rischio di contatto con sezioni ad alta tensione.

2.1 Realizzazione tecnica

Come indicazione generale, tutti i convertitori DC-DC, fanno riferimento ad alcune regole fondamentali che aiutano il progettista a decidere quali leve adoperare o su cosa agire per soddisfare una specifica, sia essa un requisito cliente o una necessità progettuale, determinata da una cascata di sistemi che compongono un prodotto finito.

La grandezza che generalmente viene richiesto di controllare, è la tensione di uscita: essa è genericamente funzione di un *Duty-Cycle* che possiamo definire come comando. Come vedremo successivamente, esistono alcune eccezioni in cui questo concetto varia leggermente (ad esempio nei PSFB – Phase Shifted Full Bridge), in cui questa proporzionalità è regolata dalla fase.

Al fine della comprensione del progetto, è utile qualche dettaglio per comprendere il *Duty-Cycle*. Esso è definito come: dato un segnale a forma d'onda quadra con una determinata periodicità, il tempo di permanenza nello stato "alto" in rapporto al periodo stesso, espresso in percentuale.

Vengono poi definiti differenti modi operativi come caratteristica fondamentale, che possiamo distinguere in DCM e CCM, rispettivamente:

- Discontinuous Conduction Mode;
- Continuous Conduction Mode.

Il modo, fa riferimento alla corrente che scorre nell'elemento induttivo di uscita, DCM rappresenta una corrente che ritorna al valore 0 durante il periodo. Chiaramente questo discorso è da intendersi a regime di carico raggiunto e non a fenomeni di natura transitoria. Il modo CCM, diversamente dal precedente, ne è l'opposto, indicando una corrente nell'elemento induttivo di uscita che non raggiunge mai il valore 0. Da queste considerazioni è chiaro che la corrente, facendo riferimento ad un preciso regime operativo, all'interno dell'induttore, avrà un determinato ripple, ossia un'oscillazione tra il valore minimo e quello massimo.

3 Topologie

La topologia di un circuito è la forma assunta dalla rete di interconnessioni dei vari componenti. Per questa ragione è necessario fare una prima analisi, anche sommaria, dei requisiti di base che regolano le leggi di funzionamento principali. L'elenco dettagliato è riportato al paragrafo 5.2. Per l'analisi seguente è sufficiente ricordare che il dispositivo dovrà operare da un lato a 12V nominali e dall'altro a 420 V massimi, il trasferimento di potenza sarà di 2100 W nella direzione HV-LV e di 400 W nella direzione opposta LV-HV. Data la necessità di un controllo bidirezionale e con le potenze in gioco richieste per il progetto, è consigliabile utilizzare una configurazione *double-sided* con più di un elemento di commutazione, come *full-bridge*, *half-bridge* e *push-pull* [1]. Con una topologia *full-bridge* è possibile ottenere potenze maggiori, anche se esistono diversi esempi di convertitori *half-bridge* per applicazioni in veicoli elettrici [2], [3], [4]. Differenti topologie portano a differenti vantaggi o caratteristiche che distinguono le stesse, rendendo alcune soluzioni preferibili ad altre. La configurazione *full-bridge* comporta un migliore utilizzo del trasformatore rispetto al *push-pull* e minori perdite, che si traducono in un'efficienza raggiungibile più elevata, mentre, rispetto alla configurazione *half-bridge*, ha il vantaggio di aggiungere un grado di libertà al sistema, semplificando così il controllo [5].

La scelta della topologia da implementare è un primo passo verso il raggiungimento, se richiesto, di rendimenti elevati. Esistono però anche tecniche di *soft-switching*. Con queste tecniche si intende limitare le perdite di commutazione agendo sul circuito, in modo da ottenere che le transizioni di stato di alcuni o tutti gli elementi commutatori presenti nel circuito, avvengano in condizione di tensione o corrente nulla (*zero-voltage-switching*, ZVS e *zero-current-switching*, ZCS).

Per ottenere queste caratteristiche in commutazione, esistono diverse tecniche: tramite l'utilizzo di soli componenti passivi (*snubbers*), tramite combinazione di elementi attivi e passivi (*active-clamps*), celle risonanti (*resonant converters*) o particolari schemi di commutazione (*phase-shift converters*) [2]. Lo stato dell'arte, per applicazioni di media/alta potenza, è attualmente raggiunto da convertitori di tipo *phase-shifted* [6] (ZVS *full-bridge* e *dual active bridge*, DAB) o risonante (*series resonant converter*, SRC) [3], [5], [7], [8], [9], [10].

Nel caso di potenze elevate, risulta spesso svantaggioso orientarsi verso un singolo elemento convertitore. È consigliabile lavorare con più celle parallele, poiché questo tipo di approccio permette di contenere le dimensioni dei singoli elementi passivi e di ottenere rendimenti maggiori anche a regimi differenti [3], [5], [9]. Inoltre, è possibile ricorrere a una soluzione multi-stadio per aumentare la dinamica di ingresso e di uscita del convertitore, ossia mantenere transizioni di tipo *soft* e di conseguenza alta efficienza per un intervallo di valori di tensione di ingresso e di uscita maggiore rispetto al convertitore a singolo stadio [5], [7]. In questo caso si aggiunge in cascata ad un convertitore isolato a dinamica limitata, un convertitore non

3 - Topologie

isolato di topologia più semplice possibile (*buck* o *boost*), con il compito di portare la dinamica ai valori desiderati.

I convertitori di tipo SRC e DAB presentano efficienze comparabili intorno al 90% in caso di schemi di controllo standard [3], [7], [8], mentre i *full-bridge* arrivano ad efficienze anche maggiori [9], [10], ma per dinamiche di uscita più limitate (tipicamente 50%-100% del carico massimo). Per aumentare l'efficienza di SRC e DAB, così come per aumentare la dinamica dei convertitori *full-bridge*, occorre utilizzare sistemi di controllo più complessi [5], [8], [11].

Dal momento che la scelta topologica più opportuna per questo progetto è relativa ad un *full-bridge*, esiste la possibilità di sfruttare un rettificatore di tipo *current-doubler* [10], [11], [12], [13]. Questo tipo di soluzione garantisce una riduzione del ripple di corrente in uscita, vantaggio che può essere gestito riducendo la dimensione fisica degli/dell'induttore di uscita. Assumiamo un caso d'uso tipico, con la topologia *full-bridge* a 100 kHz di frequenza del controllore. Sfruttando il *current-doubler*, avremo un ripple di corrente sugli induttori di uscita ad una frequenza doppia, in questo esempio pari a 200 kHz. Questa parte sarà approfondita meglio successivamente, nel capitolo dedicato. In riferimento alla nota su induttore/induttori per la funzionalità di *doubler*, la chiave risiede nel tipo di trasformatore utilizzato nella topologia, in caso di trasformatore *classico*, è possibile implementare la soluzione a due induttori [14], [15] mentre utilizzando un trasformatore a *presa centrale*, è possibile implementare lo stesso vantaggio con un singolo induttore.

In Figura 1 [16] è possibile osservare la topologia classica che comprende tutti gli elementi passivi ed i commutatori che compongono un *full-bridge*.

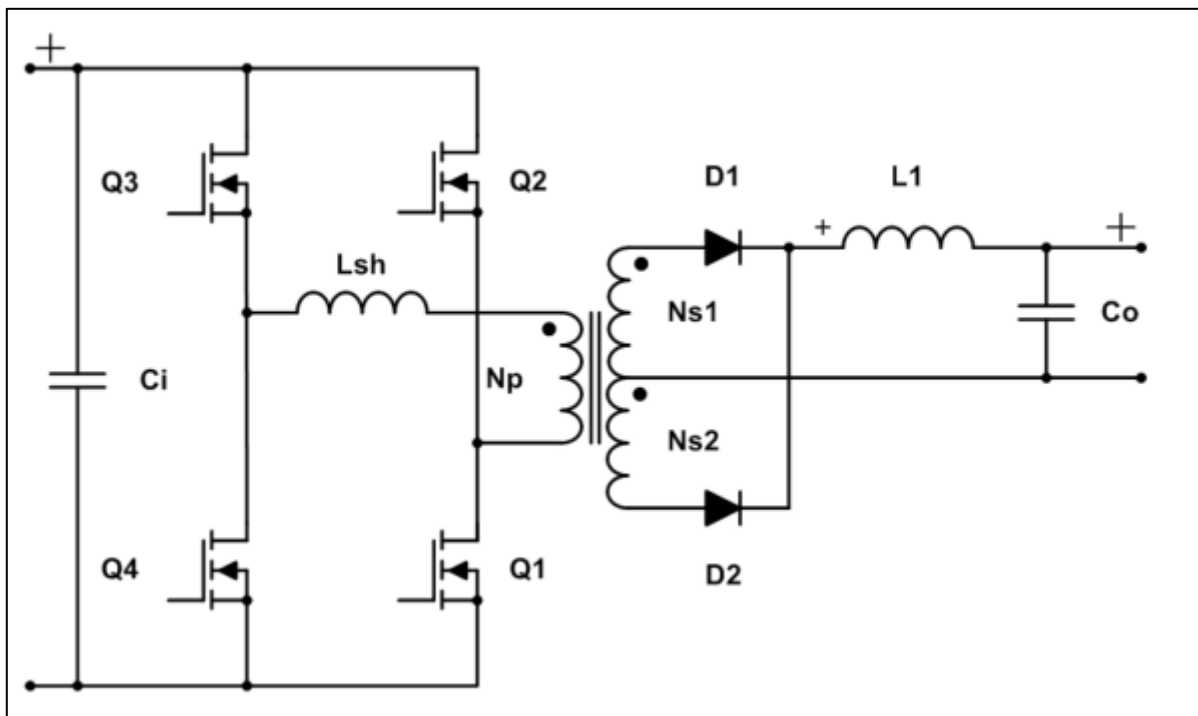


Figura 1 : Topologia full-bridge con current-doubler e induttore ZVS

Questo schema presenta una rettificazione operata con dei diodi classici, utile ad identificare graficamente una struttura di un progetto di convertitore a ponte. Come si può vedere, è presente anche un'induttanza L_{sh} , detta induttore di *shim*, con lo scopo di operare un'opportuna condizione di ZVS.

Allo scopo di rendere più chiara la sequenza ed i parametri critici che caratterizzano questa configurazione a ponte intero, Texas Instruments mette a disposizione dei progettisti una sorta di *toolbox*, con i principali parametri e le forme d'onda simulate delle principali topologie di converter sul mercato. Un dettaglio maggiore sarà esaminato successivamente.

3.1 Convertitori multifase

Una volta decisa la topologia del circuito di conversione della potenza, è possibile esaminare le varie opzioni dei controllori in commercio. Alcuni di quelli presenti sul mercato propongono soluzioni multifase. Come già spiegato in precedenza, questa soluzione permette che più convertitori lavorino in parallelo [17], la chiave di questa funzionalità è l'attivazione in modo sfalsato (*interleaved*). Questo meccanismo non è dissimile dal principio di funzionamento dei più classici e comuni PFC. PFC è l'acronimo di Power Factor Correction, come anticipato, la filosofia alla base è diversa. Per carichi considerevoli sulla rete elettrica domestica, è necessario limitare la potenza reattiva assorbita. Il PFC è uno stratagemma per limitare questo fenomeno, distribuendo la corrente reattiva su tutto il periodo, pilotando un induttore di valore e dimensioni opportune, al fine di non gravare sulla rete in modo eccessivo. Questi ultimi, sono molto utilizzati in topologie *Flyback*, per rendere l'assorbimento della corrente dalla sorgente più rilassato invece che impulsivo, garantendo uno stress minore sui condensatori di ingresso. Sebbene lo scopo sia leggermente differente filosoficamente, l'effetto di questo meccanismo di *interleaving* è identico: ridurre lo stress sui componenti ed ottimizzarne il rendimento.

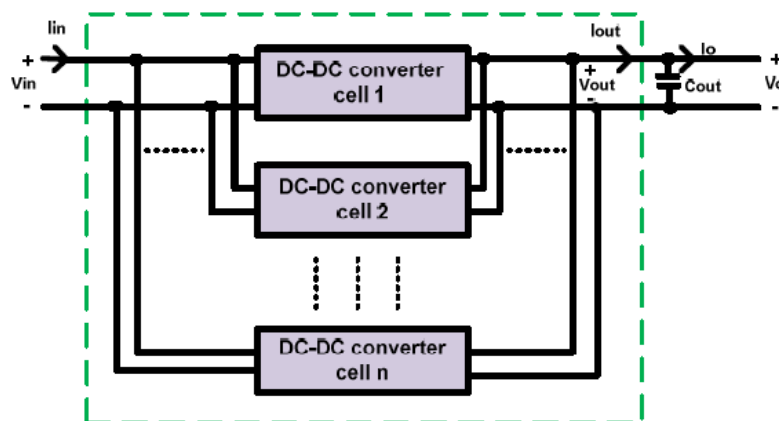


Figura 2: Multi phase interleaved converter principio

3 - Topologie

Questa soluzione prende il nome di convertitore multifase (*Multiphase interleaved converter*, MPI), dove l'aggettivo *interleaved*, indica che ogni singolo convertitore del sistema *multifase* lavora in un determinato intervallo di tempo durante il quale gli altri convertitori sono inattivi. Tutti i convertitori del sistema utilizzano la stessa frequenza di commutazione, stesso duty cycle e stessa corrente rms, cioè la corrente efficace [18].

Il campo di applicazione più comune e vasto è, ad oggi, l'alimentazione dei microprocessori [19], un campo nel quale è necessario garantire buoni rendimenti anche per correnti elevate, in relazione alle dimensioni dei componenti. Per questa ragione, l'utilizzo di questi sistemi si sta dimostrando particolarmente vantaggioso anche in campo automotive. Nei veicoli ibridi o elettrici di ultima generazione, le richieste più critiche sul convertitore DC-DC riguardano la corrente di uscita (fino a 150A), la stabilità della tensione di uscita (basso ripple), l'affidabilità e la durata del sistema, la dissipazione del calore generato, l'occupazione di volume ed il peso [18]. Considerando questi fattori è possibile dedurre che la realizzazione di un convertitore composto da un singolo modulo porti a dei limiti di design. Sarebbero richiesti componenti con caratteristiche più stringenti, capaci di sopportare stress di tensioni e di correnti maggiori, i componenti magnetici risulterebbero di grosse dimensioni e di peso considerevole e, condensatori elettrolitici, più delicati rispetto ai corrispettivi ceramici, di capacità elevate per eliminare il ripple.

Altra problematica considerevole riguarda poi la dissipazione del calore: concentrando tutto in un unico convertitore, potrebbero crearsi degli *hot-spots* che danneggerebbero il sistema se non adeguatamente raffreddato. Sarebbe pertanto necessario, curare maggiormente la parte di distribuzione del calore con geometrie più sofisticate. Nei sistemi multifase, come già menzionato, la corrente totale viene divisa equamente tra i diversi "sotto-convertitori", detti fasi. Utilizzando questo accorgimento, ogni fase genererà molto meno calore, che risulterà anche distribuito in maniera più omogenea sulla superficie dissipativa: i componenti per realizzare il singolo modulo presenteranno specifiche meno stringenti e si ridurranno di dimensione (va ricordato che i componenti vengono forniti in *package* predefiniti, e che, non necessariamente l'incremento di un parametro si tradurrà in un incremento della stessa quantità in dimensioni) [17], [20], [21], [22], [23], [24]. In particolare, l'utilizzo di capacità di valore minore rende possibile l'impiego di condensatori ceramici, i quali sono molto più robusti ed affidabili, presentano un minor fattore di invecchiamento, permettono di lavorare efficacemente a frequenze maggiori. Inoltre hanno migliore resistenza equivalente ESR (*Equivalent Series Resistance*) che, per un condensatore di tipo elettrolitico, è decisamente più elevata. La frequenza di commutazione effettiva (equivalente) vista dal carico risulta, quindi, molto maggiore della frequenza di commutazione a cui sono operate le singole fasi, il che comporta una risposta dinamica più rapida [18], [25]. Infine, un grande vantaggio del convertitore multifase è che il ripple di corrente, sia in ingresso sia in uscita, viene teoricamente cancellato grazie ad un effetto di compensazione tra le diverse fasi.

Riassumendo, la scelta di ricorrere o meno ad un convertitore multifase, dipende dalla potenza richiesta al convertitore. Da un lato questa scelta porta ad avere più componenti, dall'altro rende possibile l'utilizzo di componenti più piccoli e di minor costo che favoriscono anche un

montaggio più compatto, eventualmente in tecnologia, a montaggio superficiale, SMT [23]. L'utilizzo di induttori accoppiati tra le diverse fasi, spesso presente in letteratura, migliora la risposta ai transitori, questa caratteristica risulta però di scarso interesse, se il DC-DC converter che si vuole progettare avrà come utilizzo finale il trasferimento di energia tra due batterie [19].

3.2 PUSH-PULL

Nei paragrafi precedenti non abbiamo speso parole per quanto riguarda la topologia scelta per operare il trasferimento di energia da batteria LV ad HV. Vista la richiesta di potenza modesta e la specifica meno stringente riguardo il rendimento, dovuta principalmente al fatto che questa "direzione" voglia essere una funzionalità ausiliaria che esula dalla normale operatività del convertitore, è stata scelta una topologia più classica e più semplice.

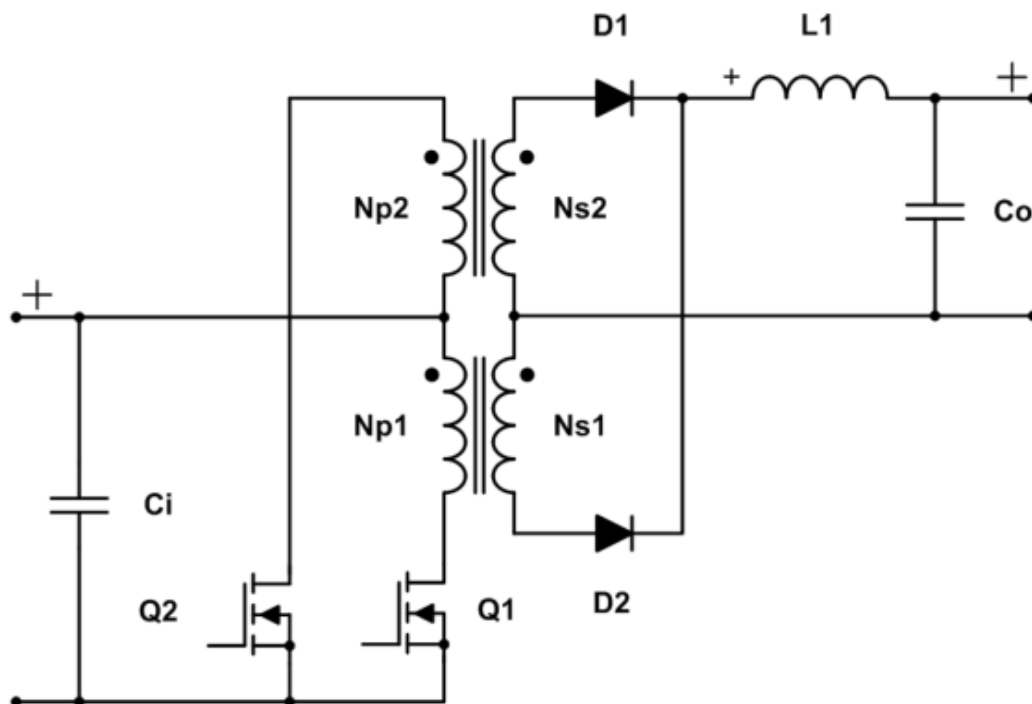


Figura 3: Topologia Push-Pull

Come si può apprezzare da **Errore. L'origine riferimento non è stata trovata.**, questo tipo di convertitore presenta molti meno componenti sia attivi sia passivi, di conseguenza anche il dimensionamento risulta essere più agile e semplice. Rispetto al caso precedente, la sezione ad alta tensione è quella sulla quale va operata la rettifica. Per le ragioni viste in precedenza, sarà necessario considerare eventuali opzioni per dispositivi SiC, che questa volta saranno dei diodi. La scelta degli stessi, invece di quella a MOSFET, è determinata principalmente dalla

3 - Topologie

semplicità di realizzazione, dalle basse correnti in gioco, e dalla richiesta flessibile sul rendimento
massimo.

4 Componenti

Di seguito analizzeremo più nel dettaglio i componenti “sensibili” necessari per la realizzazione dei DC-DC converter, con le topologie già scelte. Inoltre, verrà dato qualche dettaglio in ottica di progetto, mostrando quindi le caratteristiche utili per l’applicazione specifica.

I punti di maggior interesse riguardano:

- Controller: Unità di controllo per il pilotaggio dei commutatori delle topologie;
- Trasformatori: Elementi di trasferimento di energia ad isolamento galvanico;
- Synchronous rectifier: Rettificatori attivi pilotati dal controllore;
- Commutatori: Elementi attivi che operano la chiusura o l’apertura di una sezione;
- Induttori: Elementi passivi che immagazzinano energia sotto forma di campo magnetico, che possono restituire sotto forma di flusso di corrente.

4.1 Controller

Nel capitolo 3 si è discusso di topologie: vantaggi e svantaggi di alcune scelte e criteri, che hanno portato verso una direzione piuttosto che un’altra. Alcune strutture circuitali comportano un controllo non banale, l’esempio più evidente è quello del “Phase Shift Full Bridge” che ha il compito di coordinare i commutatori sia sul primario sia sul secondario. Questo compito sarebbe decisamente oneroso per un’unità a microcontrollore equipaggiata con un Firmware dedicato a bordo, il quale risulta comunque passibile di errore e dilata il tempo di sviluppo. Le unità dedicate sono spesso la scelta più opportuna per questo tipo di missioni poiché garantiscono già il corretto pilotaggio di tutti gli elementi commutatori, in funzione di feedback già implementati. Inoltre, cosa non banale da considerare in un progetto “industrializzato”, forniscono anche delle classificazioni per determinare l’ASIL rating. L’ASIL Rating può essere inteso come una classe di rischio del prodotto finale: alcuni sistemi necessitano di una sicurezza molto elevata ed è richiesto, per esempio, di avere ridondanza dei sistemi decisionali di un determinato sistema. In alcuni casi invece è necessario garantire che l’elemento decisionale, nel nostro caso il microcontrollore, venga interrotto qualora non compisse delle operazioni predefinite all’interno di precise finestre temporali (WD). Quest’ultimo meccanismo è stato implementato all’interno del progetto per ragioni di sicurezza. L’argomento che riguarda il livello di rischio, è stato introdotto poiché risulta spesso materia critica la valutazione di un “punteggio” considerando unicamente il FW (codice che descrive il comportamento di un microcontrollore) implementato in un microcontrollore, mentre è estremamente più chiaro definirlo con un componente “mission specific”.

4 - Componenti

Nel nostro progetto sono state utilizzate unità di controllo separate per diversi scopi: scelte decisionali di applicativo ed interfacce, transceiver, protezione alimentazioni, gestione commutatori per le topologie scelte.

Esistono in commercio CI per il controllo dei diversi DC-DC. La scelta degli integrati deve ricadere tra i diversi produttori di questo genere di componenti, tra questi troviamo Intersil, Texas Instruments, STMicroelectronics e ON Semiconductor. Tutti i marchi elencati propongono controllori, sia in tensione, sia in corrente, quasi tutti però si applicano a convertitori single-sided di tipo base (buck, boost, forward), oppure a convertitori double-sided ma con un semplice controllo PWM, senza implementare strategie di soft-switching. L'eccezione in questo campo è rappresentata da Texas Instruments che, tra le scelte proposte, presenta controller per convertitori phase-shifted (es. UCC28950, UC1875, LM5046) e risonanti (es. UCC25600, UC1863, UC2861). La scelta per il nostro progetto ricade sull'UCC28950 che presenta anche l'ingresso di sincronizzazione per implementare i blocchi multifase [26], gestito a livello più alto da un hardware ad hoc oppure dall'integrato TPS40090/1, sempre fornito da Texas Instruments.

Per quanto riguarda l'applicazione Push-Pull la scelta è più semplice, poiché il panorama delle alternative risulta più vario. Tuttavia, per uniformità di progetto, organizzazione del DS, disponibilità di modelli per la simulazione circuitale, ecc... si è scelto l'LM25037, sempre di Texas Instruments.

4.2 Trasformatori

Una parte molto importante per i convertitori DC-DC è determinata dai trasformatori. Le loro caratteristiche di efficienza sono strettamente correlate al tipo di pilotaggio. Componenti come i trasformatori, possono determinare le caratteristiche di un sistema: essi possono essere di grandi dimensioni e richiedere grosse aree per via della dissipazione termica, o addirittura di circuiti di ricircolo di fluidi per il raffreddamento. Una caratteristica fondamentale è la frequenza di commutazione: sarà necessario determinarla in congruenza con la disponibilità di dispositivi MOSFET che garantiscano di poter commutare efficacemente al valore stabilito. La sezione che riguarda il trasformatore è dominante nella maggior parte degli aspetti, poiché, all'aumentare della frequenza è possibile ridurre la dimensione dello stesso a fronte del trattamento della medesima potenza.

In commercio è disponibile una grande varietà di trasformatori. I diversi tipi possono essere classificati in base al loro utilizzo (di potenza, da strumentazione, per distribuzione, per telecomunicazioni, ...), al tipo di sistema di raffreddamento (ad olio, ad aria, ad acqua, forzato, naturale), alla potenza nominale (misurata in VA), all'intervallo di frequenze di funzionamento (rete, audio, ...), al rapporto spire (*step-up*, *step-down*, ...), o al metodo di costruzione del nucleo (core) magnetico (planare, laminato, ...), alla sua forma (*shell* oppure *core*, forma toroidale, tipo E-I, tipo C, ...) od infine al materiale utilizzato (aria, ferrite, ferro temprato, laminati in acciaio, leghe ferro-silicio, polveri di ferro o ferro carbonio, ...) [27] [28].

4 - Componenti

Un modello elettrico completo di un trasformatore è mostrato in Figura 4.

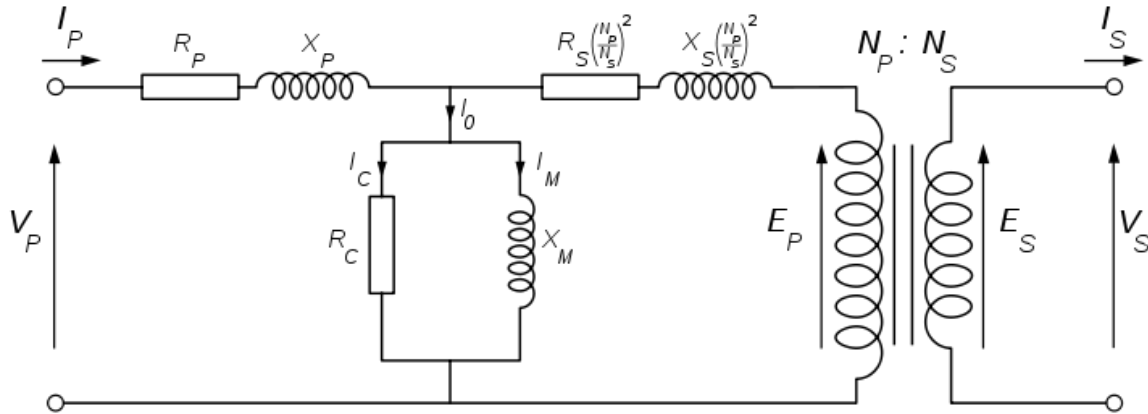


Figura 4: Modello elettrico di un trasformatore

Il nucleo è la parte fondamentale del trasformatore: ne determina le caratteristiche principali ed il volume totale. A parte il caso di trasformatori in aria, utilizzati specialmente in radiofrequenza per potenze relativamente basse, il nucleo è composto da materiale ferromagnetico, che consente di confinare il flusso magnetico creando un percorso predefinito. Il nucleo deve presentare minore resistenza elettrica possibile per minimizzare le perdite per effetto Joule. La scelta del materiale e della geometria del nucleo dipendono da molti fattori, spesso contrastanti, come volume, peso, densità di flusso, perdite, frequenza di lavoro. I nuclei laminati in acciaio-silicio si utilizzano nel campo delle frequenze audio (sotto i 10 kHz), mentre a frequenze più alte si utilizzano nuclei costituiti da polveri metalliche agglomerate (*powdered core*). Il vantaggio principale di questi ultimi è la presenza, per costruzione, di un air gap distribuito nella struttura magnetica che limita la probabilità di saturare il trasformatore. Per frequenze ancora maggiori, dell'ordine dei MHz, si utilizzano le ferriti, cioè composti ceramici a base di ossido di ferro. Il vantaggio principale delle ferriti è che, essendo materiali ceramici, sono isolanti dal punto di vista elettrico, il che elimina praticamente il problema delle correnti parassite [28].

La maggior parte dei trasformatori di potenza utilizzati nei convertitori DC-DC è di tipo (forma) toroidale, efficienti ed economici. I principali vantaggi del trasformatore toroidale rispetto ad altre forme sono: dimensioni e peso ridotti, minore ronzio meccanico, campo magnetico esterno inferiore e minori perdite a vuoto. I principali svantaggi sono una potenza più limitata ed un maggiore costo degli avvolgimenti, per cui il loro impiego è limitato a potenze al di sotto di alcuni kVA. In un trasformatore toroidale le spire sono avvolte attorno ad un nucleo anulare. A seconda della frequenza di funzionamento, questo anello (toroide) può essere realizzato avvolgendo su sé stessa una piattina di laminato (tape), "pressando" in uno stampo un materiale in polvere, oppure lavorando meccanicamente una ferrite [28].

In questo progetto sono stati sviluppati dei trasformatori di tipo planare custom, con lo scopo di garantire dimensioni ridotte ed efficienza superiore.

4.2.1 Trasformatori planari

Negli ultimi anni, nel campo dei convertitori DC-DC a commutazione, si è assistito ad un sempre più largo impiego di componenti magnetici, in particolare trasformatori, di tipo planare [27], [13], [28], [29], [30]. Si tratta di dispositivi che, anziché avere la forma “cubica” tipica dei trasformatori tradizionali, si sviluppano prevalentemente in orizzontale (*low profile*). Il nucleo è composto da due parti, costruite secondo il criterio di massima piatezza possibile, che vengono montate rispettivamente sotto e sopra gli avvolgimenti. Questi non sono più costituite da fili di rame, ma consistono in piste conduttive, solitamente in rame, stampate su PCB [28]. Un esempio è riportato in Figura 5.

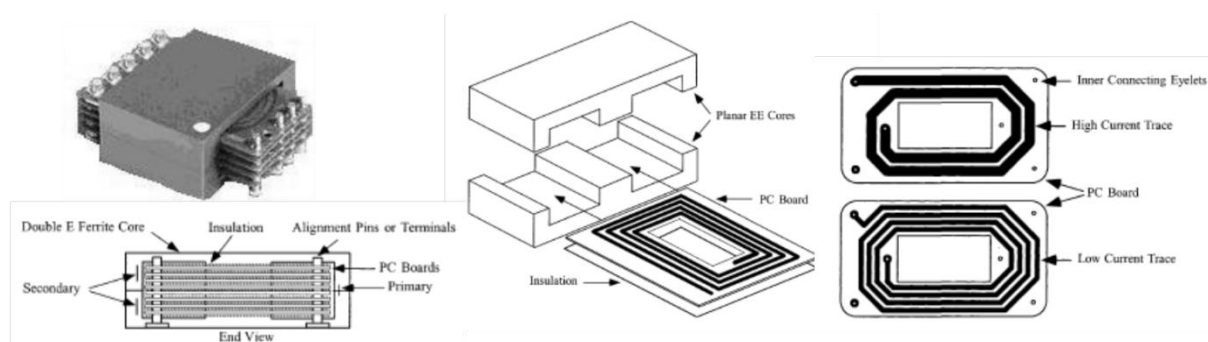


Figura 5: Trasformatore planare

Contrariamente agli avvolgimenti elicoidali dei dispositivi magnetici convenzionali, gli avvolgimenti dei trasformatori e degli induttori planari si trovano su superfici piane che si estendono verso l'esterno dal centro del nucleo [13].

Lo sviluppo della tecnologia planare è dovuto a due fattori: l'utilizzo dei nuclei in ferrite, che possono essere facilmente lavorati in qualunque forma, e l'aumento della frequenza di lavoro dei dispositivi di commutazione di potenza (MOSFETs), che permette di ridurre il numero di spire necessarie alla realizzazione del trasformatore.

I trasformatori planari si distinguono da quelli classici poiché presentano:

- Altezza significativamente inferiore;
- Area maggiore, che corrisponde anche ad una migliore dissipazione termica;
- Maggiore area della sezione magnetica, riducendo quindi il numero di spire;
- Area dell'avvolgimento minore;

4 - Componenti

- Induttanza di dispersione inferiore dovuta a meno avvolgimenti intrecciati;
- Eccellenti riproducibilità ed affidabilità.

La tecnologia planare è particolarmente adatta alla produzione di massa, data l'alta riproducibilità ed il basso costo di produzione degli avvolgimenti stampati, ed apre la via ad una futura integrazione di trasformatore e convertitore su di un unico circuito stampato [27].

L'utilizzo di questi dispositivi a frequenze al di sopra di alcune centinaia di kHz, è ancora limitato dall'aumento delle perdite per prossimità ed effetto pelle, che tuttavia risulta ridotto rispetto ai trasformatori tradizionali. Le linee stampate permettono di avere una distanza fissa e determinata tra primario e secondario, il che comporta una determinata e controllabile induttanza di *leakage*. Inoltre, il substrato dielettrico del PCB svolge la funzione di isolante ed ha valore fisso, noto e controllabile in capacità [28]. Avere sotto controllo l'induttanza di *leakage* è particolarmente importante nei convertitori *soft-switching*, dato che dal valore di questa induttanza dipende l'intervallo di carichi per i quali la transizione è di tipo ZVS [29].

Come anticipato, l'utilizzo della ferrite rende possibile la fabbricazione di nuclei dalle forme più svariate, e molte case produttrici di ferriti, come ad esempio Ferroxcube e Magnetics Inc. incorporano nel portafoglio di prodotti nuclei planari, tipicamente in forma ad E oppure ER, quest'ultima è preferibile in quanto la forma rotonda minimizza la lunghezza degli avvolgimenti e quindi le perdite nel conduttore [13].

Il progetto degli avvolgimenti rappresenta ad oggi il punto più critico nei trasformatori planari ed il limite maggiore per un ulteriore aumento della frequenza di funzionamento. Ad alta frequenza, infatti, l'effetto pelle limita la porzione di conduttore effettivamente attraversata da corrente, imponendo piste stampate molto larghe. Per correnti molto alte si ricorre quindi all'interleaving, particolarmente facile da realizzare con PCB. I vantaggi principali sono la riduzione dell'induttanza di *leakage*, la maggiore efficienza nella dissipazione del calore all'interno del nucleo (maggiore quantità di rame) e la riduzione delle perdite in DC. Lo svantaggio è rappresentato da un incremento della capacità tra un avvolgimento e l'altro (interwinding) che aumenta la sensibilità del lato secondario al rumore ed ai transitori di commutazione presenti al lato primario. Le topologie che meglio sfruttano il trasformatore massimizzando la massima corrente disponibile sono *half-* e *full-bridge* (al primario) con *current doubler* (al secondario) [13]. Con questa configurazione è possibile utilizzare trasformatori planari ottenendo potenze dell'ordine dei kW, adatte ad applicazioni automotive [29], [30]. In particolare, in [29] viene presentato un convertitore bidirezionale *full-bridge* con tensioni nominali di 300 V e 12 V, potenza massima 3 kW e temperatura di funzionamento 85 °C con trasformatore planare. Per avere un panorama sulle possibili scelte disponibili, tra i produttori di trasformatori planari, citiamo Himag, che fornisce trasformatori fino a 50 kW con rapporto spire customizzabile, Standex Meder Electronics e Payton Planar, che coprono potenze fino a 10 kW e 20 kW rispettivamente, ed infine Premo, ed in particolare il componente HPT-002, che ha potenza nominale di 2,2 kW, corrente di uscita 160 A su 14 V e tensione di ingresso tra 260-420 V.

4.3 Synchronous rectifier

Sempre rimanendo nell'ottica di realizzare un prodotto dall'elevata efficienza energetica, diventa indispensabile considerare la possibilità di inserire dei synchronous rectifier.

Nella maggior parte delle topologie di circuiti di conversione di corrente, elementi indispensabili sono i diodi. Uno dei casi più comuni in tutte le applicazioni è il ponte di GRAETZ, che serve per "raddrizzare" entrambe le semionde della corrente alternata (che troviamo comunemente nelle nostre abitazioni).

In questo tipo di dispositivi si cercano spesso caratteristiche quali:

- Elevata tensione inversa di breakdown;
- Bassa tensione diretta;
- Elevata corrente;

Per molte applicazioni si scelgono i diodi Schottky, proprio perché caratterizzati da una tensione diretta di circa 0,3 V, inferiore a quella dei diodi più classici, che si aggira intorno a 0,7 V. Questa distinzione è abbastanza ininfluenza per elevate tensioni e basse correnti, tuttavia diventa una questione fondamentale nel calcolo della potenza dissipata dal componente per circuiti più "spinti".

L'utilizzo di un componente meno performante porta, non solo all'aumento della potenza che esso si troverà a dissipare, spesso bilanciata da un'area di occupazione maggiore, ma andrà ad inficiare anche l'efficienza energetica che potremmo ottenere dal nostro sistema.

L'idea dietro ai synchronous rectifier è semplicemente quella di ottenere una separazione del circuito in una determinata fase temporale ed una resistenza serie minima nella fase opposta, implementando quindi, un'elevata efficienza energetica e riducendo al minimo l'energia dissipata, che dipenderà dalla corrente che scorre nella R_{DS_ON} del nostro dispositivo MOSFET.

Come ogni scelta progettuale anche questa comporta dei costi, e non solamente dei vantaggi.

Per garantire un corretto funzionamento, è indispensabile che i nostri synchronous rectifier siano pilotati opportunamente. Questo comporta un segnale idoneo in tensione ed una sincronizzazione opportuna nel tempo.

4.3.1 Benefici della rettificazione sincrona

Nel nostro progetto vedremo i synchronous rectifier applicati ad una topologia ZVSPSFB, tuttavia, essendo un sistema più complesso e dipendente dalle fasi di pilotaggio del trasformatore, possiamo considerare un caso di studio più immediato e semplice, che ne definisce le potenzialità descrivendo il meccanismo di intervento.

4 - Componenti

Texas Instruments, quale produttore di numerosi componenti tra cui i due controller scelti per le topologie utilizzate nel progetto PIEVERDE, propone anche utili casi di studio ed applicazione note [31]:

Il caso di studio preso in esame riguarda il buck converter in Figura 6.

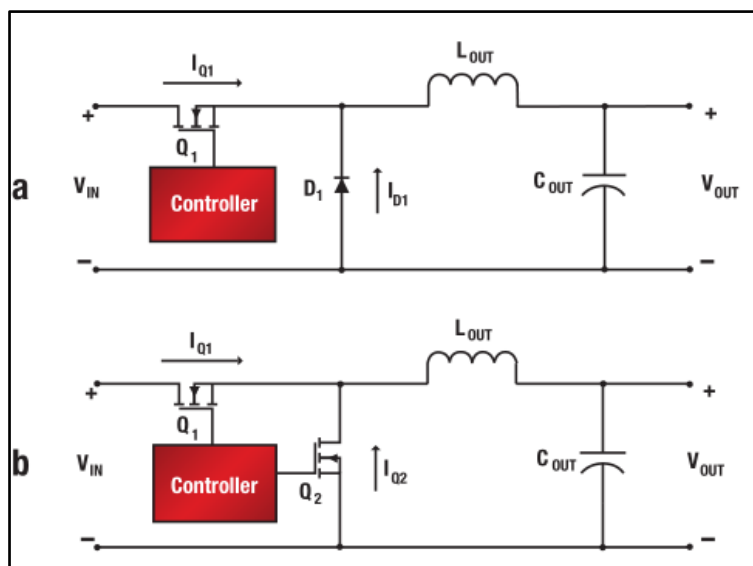


Figura 6: a) convertitore buck asincrono b) convertitore buck sincrono

Nella Figura 6a vediamo un normale convertitore che implementa il secondo stadio con un diodo. Considerando il tipo di convertitore step-down il diodo impiegato è consigliabile sceglierlo di tipo Schottky, che presenta una tensione diretta molto bassa ma può essere sottoposto ad una tensione inversa anch'essa ridotta, limitandone di fatto l'utilizzo alle sole "basse tensioni". Nella Figura 6b invece, vediamo la stessa topologia implementata con un MOSFET, il quale, in stato ON, presenta una caduta di tensione minore in confronto a quella del diodo.

Un convertitore buck funziona su due fasi, acceso e spento.

Nella fase di ON:

La tensione V_{in} va a caricare l'induttore L_{out} attraverso il transistor Q_1 , che deve essere opportunamente portato in conduzione pilotandolo con una tensione di gate sufficiente (il controller conterrà al suo interno delle pompe di carica per soddisfare tale requisito):

$$V_{Lout} = V_{IN} - V_{OUT}$$

Ma bisogna ricordare che:

$$V_{Lout} = L_{OUT} \frac{dI_{Lout}}{dt}$$

4 - Componenti

Per piccole variazioni e considerando gli incrementi finiti si ha:

$$+\Delta I_{Lout} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{L_{OUT}} \times t_{ON}$$

Durante la fase di OFF:

Il MOSFET Q1 è interdetto, il diodo D1 conduce. Trascurando la differenza di potenziale ai capi del diodo in conduzione si ha:

$$V_{Lout} = -V_{OUT}$$

La corrente I_L decresce:

$$-\Delta I_{Lout} = -\frac{V_{Lout}}{L_{OUT}} \times t_{OFF}$$

La distinzione tra le due topologie è proprio per la fase di OFF in cui si assume $V_{Lout} = -V_{OUT}$, questa assunzione non considera il drop di 0,3 V circa sul diodo Schottky ma è assunzione verosimile per quanto riguarda il caso del MOSFET che, se opportunamente scelto, presenti R_{DS_ON} dell'ordine dei m Ω . In questo modo, per correnti elevate, supponiamo il caso: MOSFET 1 m Ω e corrente di 50 A, abbiamo una caduta di tensione di 50 mV con una conseguente potenza dissipata dal dispositivo di 2,5 W. Considerando lo stesso scenario con un diodo Schottky avremmo una potenza da dissipare di 150 W, che comporta dimensioni del componente notevoli e, naturalmente, l'aumento di potenza persa in calore, senza effettivo trasferimento al carico.

4.4 Commutatori

PIEVERDE nasce come progetto di ricerca e, come tale fornisce, la possibilità per le imprese di sperimentare nuove tecnologie ed avventurarsi in campi differenti da quelli normalmente battuti senza un eccessivo rischio economico. Inoltre, garantisce una buona spinta verso il progresso di alcune tecnologie che possono fornire le basi per scenari futuri, che cambieranno il panorama di un determinato campo.

Dal momento che PIEVERDE è un progetto pensato per un veicolo a trazione elettrica, una delle considerazioni che ha coinvolto direttamente anche il Politecnico di Torino è quella di un dispositivo a commutazione, che garantisca un buon rendimento e potesse lavorare a tensioni elevate come quelle di una batteria di trazione (ordine dei 400V).

In questo panorama possiamo considerare i dispositivi SiC (transistori al carburo di silicio), essendo questi dispositivi progettati per lavorare con tensioni anche di 1200V.

Il progetto purtroppo si è rivelato più oneroso di quanto preventivato, quindi, in definitiva, sono stati scelti componenti MOSFET tradizionali poiché, per le tensioni in gioco all'interno del progetto, potevano rivelarsi sufficienti. La richiesta era volta a sperimentare soluzioni che sarebbero potute tornare come "know how" in un futuro abbastanza prossimo, soprattutto visto il recente sviluppo nel campo della mobilità sostenibile.

Il vantaggio dei dispositivi SiC, non si limita solamente ad una tensione più elevata ma anche ad una velocità di commutazione maggiore (come anche per i dispositivi GaN) ed una resistenza termica inferiore.

4.4.1 SiC e GaN

Negli ultimi anni, grazie al miglioramento della qualità dei materiali, il panorama dei dispositivi di potenza si è arricchito di dispositivi in carburo di silicio (SiC) e nitruro di gallio (GaN).

Entrambi questi materiali sono semiconduttori ad ampia banda proibita che presentano diversi vantaggi rispetto al silicio (Si). Maggiore campo critico (o campo di *breakdown*), maggiore mobilità, velocità di saturazione e concentrazione dei portatori e, nel caso del SiC, maggiore conducibilità termica.

Un campo critico molto alto permette un utilizzo dei dispositivi a più alta tensione rispetto ai dispositivi in Si, e comporta minori correnti di perdita. La maggiore mobilità permette un utilizzo a frequenze di commutazione maggiori, una minore resistenza nello stato attivo e quindi minori perdite sia in conduzione sia in commutazione. Dal punto di vista della mobilità la tecnologia GaN è comparabile a quella del Si, mentre quella del SiC è di gran lunga superiore e consente quindi una maggiore densità di potenza e/o resistenza ad elevate temperature (fino a 600°C) [32], [33].

La tecnologia più avanzata al momento è quella basata su SiC. Diversi produttori, tra i quali, ad esempio, Fairchild Semiconductor, STMicroelectronics, United Silicon Carbide, Central Semiconductor, offrono diversi dispositivi di potenza in SiC, a partire da semplici diodi rettificatori (classici pn e Schottky) fino a tiristori e transistori sia bipolari (BJT) sia a effetto di campo (JFET e MOSFET), ed infine interi moduli di conversione di potenza.

Viste le prestazioni ottenibili con le tecnologie SiC e GaN [32], [34], [35], [36], [37], [38], [39], [40], [41]] e il proliferare di dispositivi commerciali accessibili a tutti, Texas Instruments ha sviluppato *gate drivers* integrati compatibili sia con i dispositivi SiC allo stato dell'arte sia con i dispositivi GaN.

Riassumendo, il vantaggio maggiore nell'utilizzo di dispositivi GaN consiste nella maggiore frequenza di funzionamento. Quindi, garantisce una riduzione dell'area occupata dal trasformatore e degli induttori. Tuttavia, la scarsa conducibilità termica pone dei seri problemi di dissipazione termica di non facile soluzione, i quali possono di fatto neutralizzare il vantaggio ottenuto con l'aumento della frequenza. Questo fattore è particolarmente importante se si considera che i terminali di Drain dei MOSFET, che compongono il ponte ad H, sono di fatto la

4 - Componenti

superficie metallica che va a contatto con il dissipatore. Questo impone di utilizzare delle miche isolanti elettriche ma termo conduttive, per evitare cortocircuiti. Componenti che vanno inevitabilmente a peggiorare una conducibilità termica che sarebbe già critica in condizioni nominali.

Il vantaggio maggiore nell'utilizzo di dispositivi SiC è la maggiore densità di potenza. Nel caso di applicazioni in campo automotive, la tecnologia Si è ad oggi in grado di fornire soluzioni soddisfacenti a costi minori rispetto alla tecnologia SiC, per cui l'eventuale incremento di efficienza [32] va, caso per caso, comparato all'aumento dei costi di progetto e realizzazione. Il passaggio dalla batteria standard 12 V a quella a 42 V [42], [43], con relativo aumento delle potenze in gioco, ad esempio 7 kW [43], potrà invece comportare una netta supremazia dei dispositivi SiC rispetto al silicio [2].

Diodo Schottky

All'interno del prototipo di convertitore DC-DC verranno testati componenti quali diodi Schottky in package TO220 (Fig. 1) in carburo di silicio realizzati dal Politecnico di Torino DISAT in collaborazione con Vishay Semiconductor Italia SpA.

Le caratteristiche del dispositivo sono riportate in

4 - Componenti

Tabella 1 ed in Figura 7 viene riportata la sezione del dispositivo.

4 - Componenti

Tabella 1: Caratteristiche dispositivo

Caratteristiche giunzione			
	Spessore	Drogaggio	Concentrazione portatori
Strato epitassiale	7 micron	N	$8 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$
Strato bull	380 micron	N	$1 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$
Proprietà 4H-SiC			
Banda proibita		3,26 eV	
Costante dielettrica relative		9.7	
Concentrazione intrinseca dei portatori di carica		$5 \times 10^{-9} \text{ cm}^{-3}$	
Affinità elettronica		3,4 eV	
Metallo di barriera			
Titanio, funzione lavoro		4,33 eV	

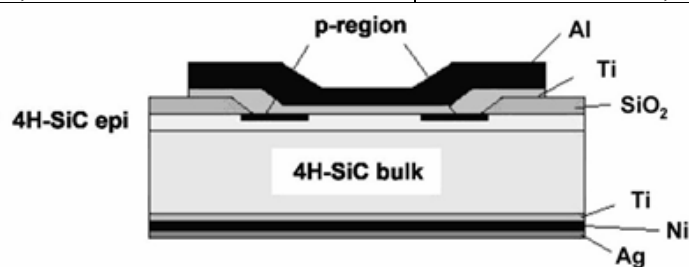


Figura 7: Sezione dispositivo

Le caratteristiche elettriche del dispositivo sono riportate in Tabella 2.

Parametro	Valore tipico	Note
Tensione di blocco	600 V	
Corrente di leakage	$0.5 (1) \mu\text{A} @ 600 \text{ V}$	Dipendente da area attiva
Tensione di break down	1100 V	
Tensione diretta	$1.6 \text{ V} @ 4 (6) \text{ A}$	Dipendente da area attiva

Tabella 2: Caratteristiche elettriche

In Figura 8 viene riportato un esempio di caratteristica tensione/corrente in condizioni di polarizzazione continua per un diodo Schottky in 4H-SiC per correnti in continua fino a 4 A.

Nel successivo grafico di Figura 9 vengono riportate le caratteristiche del dispositivo in temperatura.

4 - Componenti

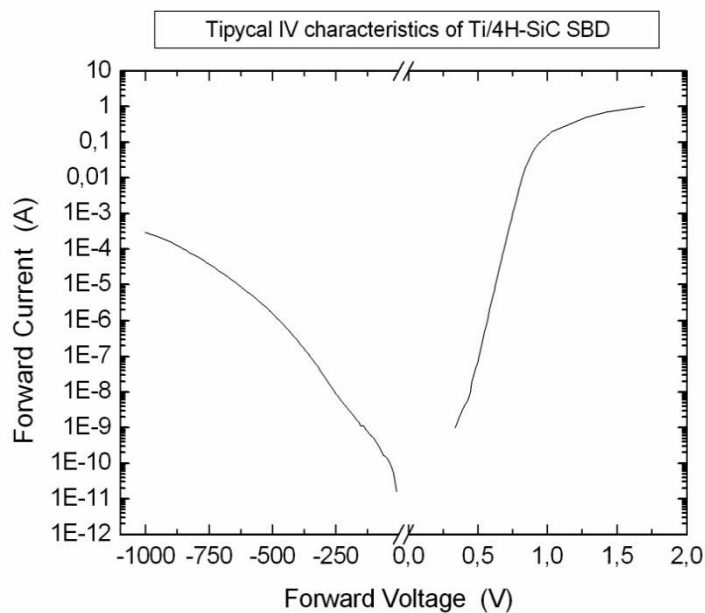


Figura 8: Caratteristica tipica

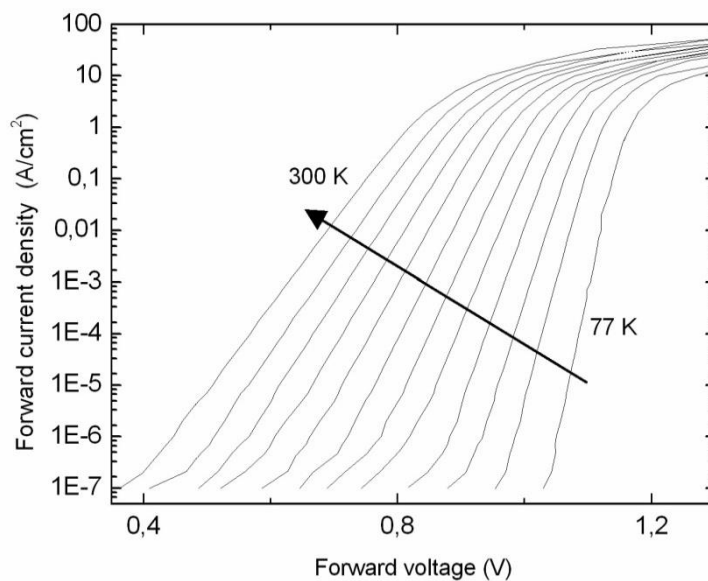


Figura 9: Conduzione diretta

Le prestazioni dei dispositivi sono state, inoltre, valutate in confronto ad un diodo PIN ultraveloce con tensione di blocco a 600 V e ad un dispositivo in SiC commerciale presente in condizioni di switching con frequenza 100 kHz. Si evidenzia dal grafico di Figura 10 l'importante differenza di prestazione dei diodi in SiC rispetto all'utilizzo dei dispositivi tradizionali in silicio. Si può apprezzare l'intervento estremamente più rapido, e la drastica diminuzione della corrente inversa che può evitare la distruzione del dispositivo in condizioni transitorie.

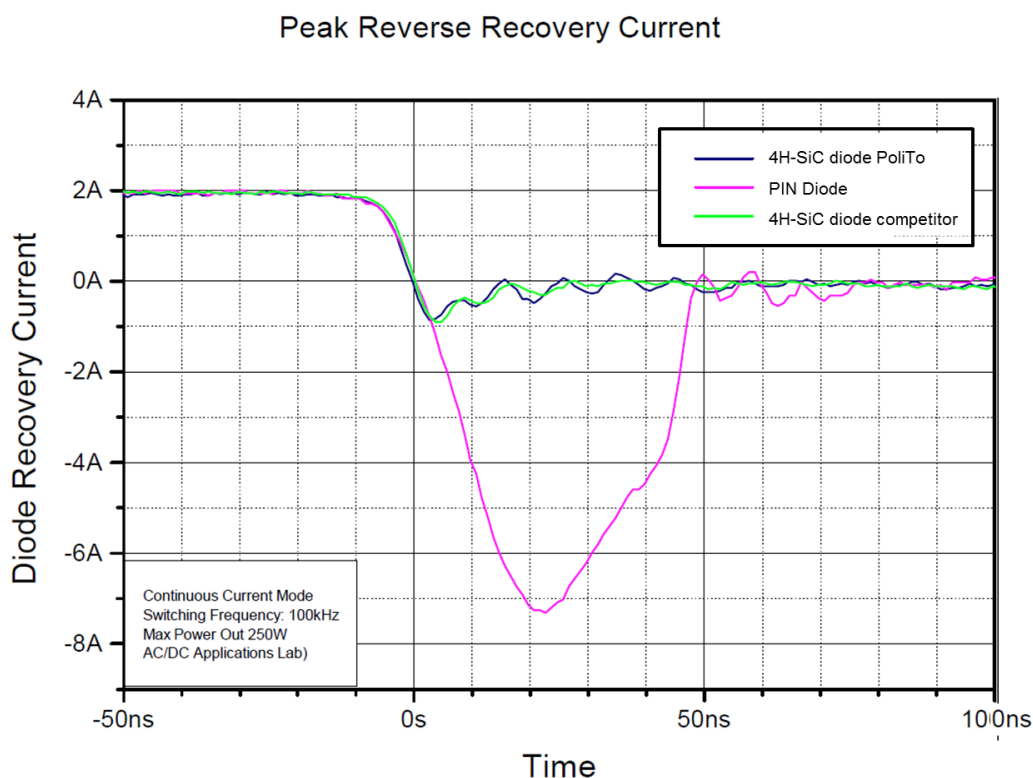


Figura 10: Corrente di recovery

4.4.2 Potenza dissipata

A prescindere dalla tecnologia scelta per portare a termine un determinato compito, sia essa Si, SiC o GaN, è necessario fare le dovute considerazioni termiche. I MOSFET che, per questo tipo di applicazioni, vengono utilizzati come interruttori, sono portati a lavorare nella zona definita come “TRIODO” o anche “TRIODO PROFONDA” tanto più ci si avvicina alla linearità del comportamento della relazione Corrente/Tensione. In questa zona operativa, che viene raggiunta solo se la tensione tra Gate e Source raggiunge valori elevati, il MOSFET se “acceso” presenta una resistenza tra i capi di Drain e Source pari al parametro indicato come R_{DS_ON} a DS. Vista questa considerazione, è possibile stimare che ci saranno delle perdite durante la fase di conduzione, determinate proprio da questa resistenza. Questa potenza è detta “Potenza di conduzione”.

$$P_{Cond} = R_{Dson} \cdot I_D^2$$

Questa fa riferimento ad una non idealità di questi componenti, tuttavia esiste anche un altro fattore, le transizioni tra la fase di OFF e la fase di conduzione in zona triodo non sono istantanee. Questo dà luogo a delle perdite di accensione e di spegnimento. Naturalmente, le perdite si traducono in potenza che deve essere dissipata e quindi, in un aumento di temperatura del dispositivo. Per alcune applicazioni è possibile trascurare questo tipo di perdite, per esempio

4 - Componenti

il pilotaggio di un motore DC a spazzole viene generalmente effettuato con un PWM dell'ordine di alcuni kHz o decine di kHz, la "Potenza di commutazione" è di fatto legata alla frequenza di accensione/spegnimento dei MOSFET, di conseguenza, applicazioni lente, avranno una potenza esigua da consumare. Inoltre, dispositivi a "bassa tensione" presentano tempi di commutazione inferiori dovuti a parametri costruttivi che ne determinano una carica inferiore.

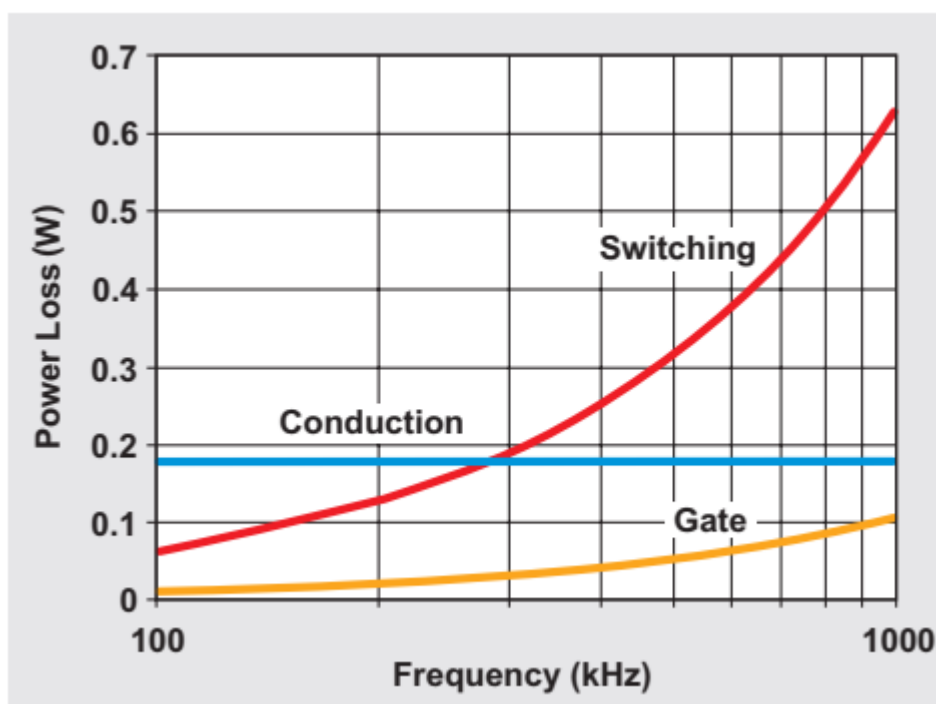


Figura 11: Grafico potenze MOSFET

Come mostrato in Figura 11 [44] è molto semplice notare che c'è un limite per il quale questa potenza diventa preponderante rispetto a quella di conduzione. Nella nostra applicazione, dove la frequenza è dell'ordine delle centinaia di kHz, potrebbe non essere più trascurabile o addirittura diventare preponderante rispetto a quella di conduzione. Questa è, di fatto, la ragione per cui viene implementato il meccanismo di ZVS (Zero Voltage Switching). Ricordiamo che la figura riportata precedentemente è tratta da un documento di Texas Instruments che si propone di illustrare questo fenomeno, i valori riportati sono relativi ad un modello di MOS specifico, essi hanno quindi, valore puramente qualitativo.

Questo fenomeno è derivato dal fatto che l'elemento commutatore deve raggiungere il suo regime per comportarsi come un interruttore reale. Nel farlo il MOSFET necessita di caricare la capacità parassita tra i terminali di Drain e Source. Lo ZVS ha come scopo presentare una V_{DS} pari o prossima a zero.

La potenza di commutazione di un MOSFET è:

4 - Componenti

$$P_{Comm} = V_{DS} \cdot I_D \cdot F_{SW} \left(\frac{(Q_{GS2} + Q_{GD})}{I_G} \right)$$

Nell'immagine seguente Figura 12 è presente una rappresentazione grafica del fenomeno:

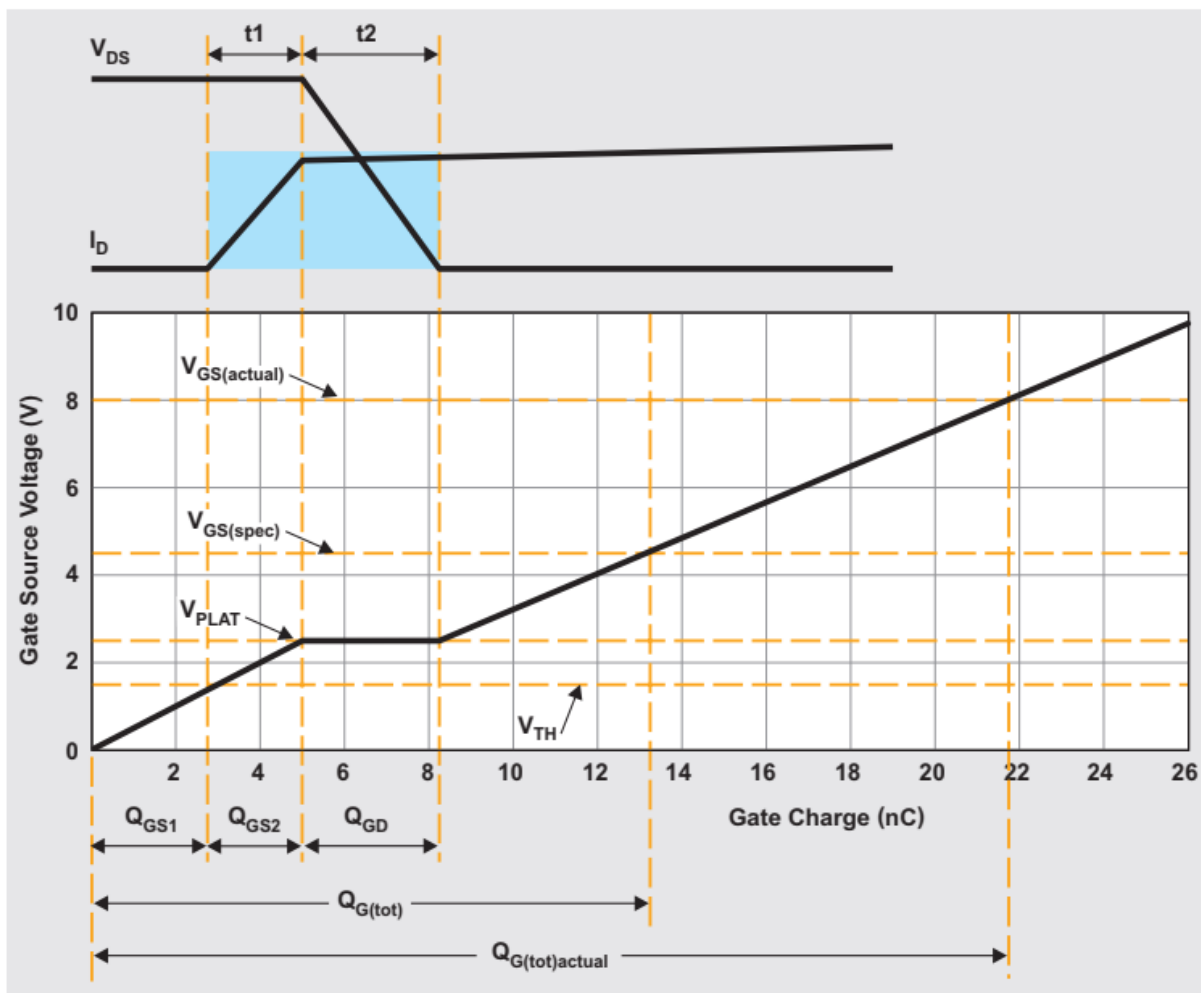


Figura 12: MOSFET durante la commutazione

Nella prima sezione vediamo la transizione del MOSFET dallo stato di OFF fino ad uno stato di conduzione in zona di saturazione, la parte successiva è relativa al “Plateau di Miller,” zona soggetta all’effetto *Miller* appunto, in cui viene vista una capacità equivalente molto superiore a quella di GATE. Infine, vediamo l’ultima zona in cui il MOSFET risulta essere in zona TRIODO e quindi si comporta come interruttore reale, funzionalità che interessa questo tipo di applicazioni specifiche.

Nella nostra applicazione la funzione di ZVS è realizzata sfruttando l’induttore “*LShim*”, durante la trattazione relativa al progetto sarà possibile apprezzare l’insieme delle forme d’onda

che comprendono i comandi di una “Gamba” del convertitore e della tensione raggiunta ai terminali dei MOS al momento della commutazione.

Ricordiamo che, il termine gamba, si riferisce ad un ponte ad H, che è l’insieme di quattro commutatori con un elemento, che deve essere pilotato, che collega le due sezioni. La gamba ha diverse accezioni. Spesso ci si riferisce ad una gamba come al cammino diagonale necessario a far fluire la corrente all’interno dell’elemento di interesse. Tuttavia, ci si può riferire ad un “corto a gamba” intendendo due elementi commutatori in cascata che non comprendono il passaggio attraverso un carico.

4.5 Induttori

Se usando un gergo “volgare”, in elettronica, si può dire che una capacità si “oppone” ad una variazione rapida di tensione, un’induttanza ne rappresenta il duale. Di conseguenza essa si “oppone” ad una variazione rapida di corrente.

Uscendo da un’ottica così generica, possiamo pensare ai condensatori di Bias: dei condensatori posti in prossimità delle alimentazioni di componenti attivi. Essi servono a mitigare eventuali disturbi sulle alimentazioni stesse, spesso dovute ad assorbimenti di corrente di tipo impulsivo. Il risultato è che, nonostante le fluttuazioni presenti sulle alimentazioni, eventuali uscite non ne presenteranno gli effetti.

L’utilità degli induttori è meno immediata poiché sfruttata per compiti più specifici, è normale imbattersi in diversi condensatori in qualsiasi PCBA (Printed Circuit Board Assembled), mentre non è altrettanto comune che accada con gli induttori. Abbiamo già visto un’applicazione nel PFC, in cui l’induttore viene usato come strumento per distribuire nel tempo gli assorbimenti impulsivi di corrente. L’utilizzo, probabilmente più comune degli induttori, è proprio quello dei DC-DC converter.

Essi, nel nostro progetto, hanno il compito di semplificare il controllo aggiungendo un grado di libertà, nello specifico ci si riferisce agli induttori di uscita dei moduli PSFB.

Come non è possibile prescindere dalle condizioni al contorno per operare la scelta del corretto capacitore, ad esempio, tensione massima del dielettrico, ESR, ecc... non è nemmeno possibile farlo per un induttore. Un induttore è composto da un conduttore avvolto intorno ad un nucleo di materiale ferromagnetico, che ha lo scopo di amplificarne il valore di induttanza equivalente. Come per i trasformatori, che di fatto sono degli induttori accoppiati magneticamente, il materiale che ne compone il nucleo è collegato direttamente alla frequenza di lavoro.

Per operare la scelta corretta dell’induttore occorrerà pertanto considerare:

- Valore di induttanza atteso L ;
- Corrente di picco I_{PK} ;

4 - Componenti

- Corrente media I_{AVG} ;
- Frequenza di lavoro f .

Questi sono solo alcuni dei parametri più importanti, per la corretta selezione di un induttore da catalogo, è necessario considerare anche la potenza dissipata sia dal conduttore che lo compone sia quella dovuta alle perdite del nucleo. È necessario considerare anche la temperatura di lavoro dello stesso e altri parametri. In questo compito può esserci di grande aiuto il documento snva038b [45], in cui Texas Instruments propone tutti i passi computazionali per definire un induttore necessario ad un caso d'uso di un convertitore di tipo buck, il quale risulta praticamente identico al nostro induttore di uscita per i moduli PSFB. La Figura 13 riportata sotto ne è un utile estratto.

Design Parameters	Design Conditions $I_{DC}, Et, f, T_{AMBIENT}$	Application Conditions $I'_{DC} = I_0, Et', f', T'_{AMBIENT}$
AC Component of Current Amps	$\Delta I = \frac{Et}{L}$ (64)	$\Delta I' = \Delta I \cdot \left[\frac{Et'}{Et} \right]$ (65)
Current Ripple Ratio 'r' ($\Delta I/I_{DC}$)	$r = \frac{Et}{L \cdot I_{DC}}$ (66)	$r' = r \cdot \left[\frac{Et' \cdot I_{DC}}{Et \cdot I'_{DC}} \right]$ (67)
Peak Current in Inductor Amps	$I_{PEAK} = I_{DC} + \frac{Et}{2 \cdot L}$ (68)	$I'_{PEAK} = I_{PEAK} \cdot \left[\frac{(2 \cdot L \cdot I'_{DC}) + Et'}{(2 \cdot L \cdot I_{DC}) + Et} \right]$ (69)
RMS Current in Inductor Amps	$I_{RMS} = \sqrt{I_{DC}^2 + \frac{Et^2}{12 \cdot L^2}}$ (70)	$I'_{RMS} = I_{RMS} \cdot \left[\frac{(12 \cdot I_{DC}^2 \cdot L^2) + Et'^2}{(12 \cdot I_{DC}^2 \cdot L^2) + Et^2} \right]^{1/2}$ (71)
AC Flux Density Gauss	$\Delta B = \frac{Et}{Et_{100}} \cdot 200 = \frac{100 \cdot Et}{N \cdot A_e}$ (72)	$\Delta B' = \Delta B \cdot \left[\frac{Et'}{Et} \right]$ (73)
Peak Flux Density Gauss	$B_{PEAK} = \frac{200}{Et_{100}} \cdot \left[(I_{DC} \cdot L) + \frac{Et}{2} \right]$ (74)	$B'_{PEAK} = B_{PEAK} \cdot \left[\frac{2 \cdot L \cdot I'_{DC} + Et'}{2 \cdot L \cdot I_{DC} + Et} \right]$ (75)
Copper Losses mW	$P_{CU} = DCR \cdot \left(I_{DC}^2 + \frac{Et^2}{12 \cdot L^2} \right)$ (76)	$P'_{CU} = P_{CU} \cdot \frac{(12 \cdot I_{DC}^2 \cdot L^2) + Et'^2}{(12 \cdot I_{DC}^2 \cdot L^2) + Et^2}$ (77)
Core Losses mW	$P_{CORE} = a \cdot \left[\frac{Et}{Et_{100}} \cdot 100 \right]^b \cdot f^c$ (78)	$P'_{CORE} = P_{CORE} \cdot \left[\left(\frac{Et'}{Et} \right)^b \cdot \left(\frac{f'}{f} \right)^c \right]$ (79)
Energy in Core μJ	$e = \frac{1}{2} \cdot L \cdot \left[I_{DC} + \frac{Et}{2 \cdot L} \right]^2$ (80)	$e' = e \cdot \left[\frac{(2 \cdot L \cdot I'_{DC}) + Et'}{(2 \cdot L \cdot I_{DC}) + Et} \right]^2$ (81)
Temperature Rise (ΔT) °C	$\Delta T = R_{th} \cdot \frac{P_{CU} + P_{CORE}}{1000}$ (82)	$\Delta T' = \Delta T \cdot \left[\frac{P'_{CU} + P'_{CORE}}{P_{CU} + P_{CORE}} \right]$ (83)

⁽¹⁾ Et in $V\mu s$, DCR in $m\Omega$, L in μH , f in Hz, Effective Area A_e in cm^2 , N is number of turns

Figura 13: Tabella delle formule per la caratterizzazione degli induttori

5 Progetto

Ogni progetto, di qualsiasi natura esso sia, prevede, dei passi fondamentali senza i quali non è possibile il raggiungimento di un risultato spendibile.

5.1 Struttura di un progetto

5.1.1 Organizzazione logica

Una struttura generica è di fatto una sorta di mappa che bisogna seguire per assicurarsi di avere chiaro lo scopo, lo svolgimento ed i risultati attesi.

Esistono quindi diverse fasi:

1. Studio
2. Stesura requisiti
3. Realizzazione prototipo
4. Test

Studio:

Spesso affrontare un progetto può riservare delle notevoli sorprese, se l'argomento non è più che noto. È indispensabile, quindi, reperire delle possibili fonti per determinare quali saranno le scelte più appropriate per svolgere un determinato compito.

Per il nostro progetto è stata necessaria una fase di studio, da parte del team, per indirizzare la scelta verso l'architettura utilizzata alla fine. Inoltre, i vari costruttori mettono spesso a disposizione degli strumenti utili ad affinare la fase di studio prima della realizzazione, basti pensare ai vari modelli SPICE disponibili per le differenti versioni CAD.

Nello specifico Texas Instruments fornisce uno strumento generico di progettazione di circuiti di conversione di potenza DC-DC, con implementate le varie topologie. Inoltre, dispone anche di un simulatore di circuiti gratuito con il quale integrare i modelli matematici già disponibili.

Stesura requisiti:

La fase di stesura dei requisiti è probabilmente la parte più sensibile di tutte, poiché le richieste di un cliente vanno esaminate attentamente e implementate da quanto risulta essere necessario per rispettarle: tanto più sarà precisa la descrizione dei requisiti, tanto più sarà accurato un eventuale TEST-PLAN.

5 - Progetto

I requisiti sono divisibili per aree concettuali di competenza:

- **Requisiti di sistema:** sono quella serie di specifiche che riguardano il sistema generico, ad esempio, il numero di connettori di interfaccia.
- **Requisiti Meccanici:** una parte è derivata dai requisiti di sistema ed una da necessità del prodotto. Gli ingombri meccanici, ad esempio, sono spesso ben definiti soprattutto in ambito automotive, poiché le strutture di base sono derivanti da modelli o strutture passate. Le aree in cui collocare una determinata centralina non sono definibili a piacere. Diversamente, per quanto riguarda il materiale di un dissipatore, potrebbe essere necessario avere già un'idea di quanta potenza occorra dissipare.
- **Requisiti Hardware:** sono quelli che determinano la scelta dei componenti, ad esempio, le potenze da dissipare per i resistori ne determinano i fattori di forma, oppure la scelta delle aree da dedicare alla dissipazione termica per preservare i componenti da danneggiamenti dovuti all'auto-riscaldamento. In senso più generico sono tutte quelle scelte necessarie a garantire il funzionamento del circuito dedicato a soddisfare una parte o un intero requisito di sistema.
- **Requisiti Software:** sono quei requisiti che stabiliscono l'architettura e le funzionalità che dovrà soddisfare il Software. Un esempio è rappresentato dai messaggi che dovranno essere inviati alle altre centraline, oppure dalla scelta di quale modulo utilizzare per una determinata conversione AD, per evitare il sotto campionamento, oppure una risoluzione troppo bassa.

Realizzazione prototipo:

In questa fase consideriamo tutti quei passi funzionali che porteranno alla realizzazione di un dispositivo fisico: la ricerca di fornitori, definizione della BOM (Bill Of Materials, elenco dei componenti necessari) e approvvigionamento materiale, sviluppo di un layout, realizzazione di un circuito stampato ed infine, il montaggio dello stesso. Nel computo sopra elencato non sono presenti fasi di debug software: è indispensabile, durante la stesura del codice, avere la possibilità di testare le differenti funzionalità che si interfacciano con l'esterno. A tale scopo vengono realizzati dei prototipi parziali oppure dei circuiti equivalenti in modo da garantire il minor tempo di tuning una volta realizzato il prototipo fisico definitivo. I passi proposti sono una traccia per indicare i punti principali, tuttavia sono relativi ad un progetto di tipo prototipale poiché, per realizzare un prodotto, è necessaria una fase di industrializzazione ed una flessibilità differente. In un progetto che sia necessario industrializzare, e quindi rendere effettivo per una produzione di massa, occorre spesso definire codici equivalenti per la maggior parte dei componenti poiché l'obsolescenza degli stessi o la mancanza di possibilità di approvvigionamento non blocchi la produzione.

Test:

5 - Progetto

L'ultima fase è quella di test del dispositivo, nella quale viene verificata la conformità alle specifiche stese in precedenza. Qualora non fossero rispettate una o più condizioni sarà necessario intervenire esaminando la non conformità ed eventualmente risolvendo il problema. Questo tipo di processo è adatto soprattutto ad aziende di grandi dimensioni, in cui esistono dei team che si occupano della stesura dei test a partire dai requisiti stilati. Questi test vengono poi eseguiti ed i risultati archiviati in modo da produrre dei documenti che certificheranno la conformità del prodotto alle richieste pervenute.

Solitamente, la parte di test è svolta da due differenti gruppi. Uno più relativo alla verifica delle differenti funzionalità, più specifico nel verificare eventuali strategie software e/o hardware: questa è detta validazione funzionale. Una parte è più relativa alla verifica di operatività da un punto di vista esterno, trattando il sistema prodotto come una scatola nera. Questa parte comprende prove di resistenza e di durata (test di caduta, test a banco vibrante, compatibilità elettromagnetica, ecc...) essa è solitamente identificata come validazione prodotto.

5.1.2 Processo SPICE

In ambito automotive, le centraline che vengono montate a bordo di un veicolo sono sempre più spesso dotate di intelligenza. Per intelligenza si intende un blocco funzionale con lo scopo di coordinare le varie parti di un circuito HW, in modo da farle operare in modo organico, secondo un preciso risultato atteso. Per svolgere questo compito sono richieste delle unità di controllo micro-programmate MCU (Micro Controlled Unit). Esse vengono, in fase di sviluppo, programmate per svolgere le azioni richieste. Spesso i compiti di una centralina richiedono azioni complesse come, nel nostro caso, la scelta del regime più appropriato in cui operare al fine di massimizzare l'efficienza del sistema, oppure la regolazione dei DAC per adattarsi alla richiesta di potenza inviata dalla centralina Master.

Questa complessità sempre crescente di compiti demandati ad un unico blocco funzionale, il cui comportamento è regolato unicamente dal codice in esso contenuto, ha avuto molteplici effetti nell'industria dell'autoveicolo. La struttura del codice sviluppato è diventata sempre più gerarchica, separando il codice in diversi strati con diverse concezioni operative, al fine di rendere le sezioni di codice indipendenti e riutilizzabili. Queste modifiche sono intervenute nell'ambiente dello sviluppo del prodotto, mentre, per quanto riguarda l'ottica a livello cliente, è diventato sempre più importante dare prova di un processo che evitasse errori di stesura di codice per evitare difettosità inattese. Un esempio può essere rappresentato dalle FSM (Finite State Machine): in ogni corso relativo ai sistemi, viene precisato che, non è bene in un automa a stati finiti, non coprire delle condizioni. Viene sempre consigliato di costringere le transizioni non coperte ad uno stato noto, generalmente non dannoso per il sistema. Per scongiurare tali problemi, in alcuni compilatori, è forzato un controllo sulla presenza di un "Default:" all'interno di un blocco decisionale "Switch Case". Il blocco elencato precedentemente è quello incaricato di rappresentare gli stati di una FSM, essa evolve seguendo l'assegnazione di una variabile al valore prestabilito, tuttavia, a causa della profondità di memoria del micro-controllore o del linguaggio di programmazione scelto, le variabili hanno dimensioni prefissa-

5 - Progetto

te non sempre assimilabili al valore associato da una variabile “Enumerativa”, per questa ragione è necessario implementare un blocco di default che raccolga tutti gli stati non previsti.

Generalmente una variabile di un gruppo Switch Case è associata ad una Enumerativa, per semplicità di lettura, 0 viene rappresentato da FALSE, 1 da TRUE. In questa situazione risulta impossibile avere un valore pari a 2 per la variabile in questione, tuttavia possiamo immaginare un caso di errore in cui, o per ragioni software o per ragioni di disturbi elettromagnetici, la variabile possa assumere un valore inatteso di 2. In questa situazione, il microcontrollore opererà in maniera non nota a priori e potenzialmente dannosa per l'intero sistema in cui il dispositivo finale verrà inserito.

A fronte di questa possibilità è nata l'esigenza di regolamentare un processo che verificasse la presenza di eventuali errori in condizioni complesse, essa è stata soddisfatta dal processo SPICE. SPICE è un acronimo che ha come significato **Software Process Improvement and Capability dEtermination**

Il processo SPICE è regolamentato da un consorzio e si propone proprio di certificare, che il processo di sviluppo di una determinata azienda segua flussi stabiliti, intesi in ottica di evitare che un problema o una difettosità raggiunga il cliente finale. Esso non regola l'utilizzo di alcuni strumenti piuttosto che altri, ma è semplicemente volto a dare prova che vengano effettuati i passi necessari, un esempio del processo è rappresentato dal modello a V.

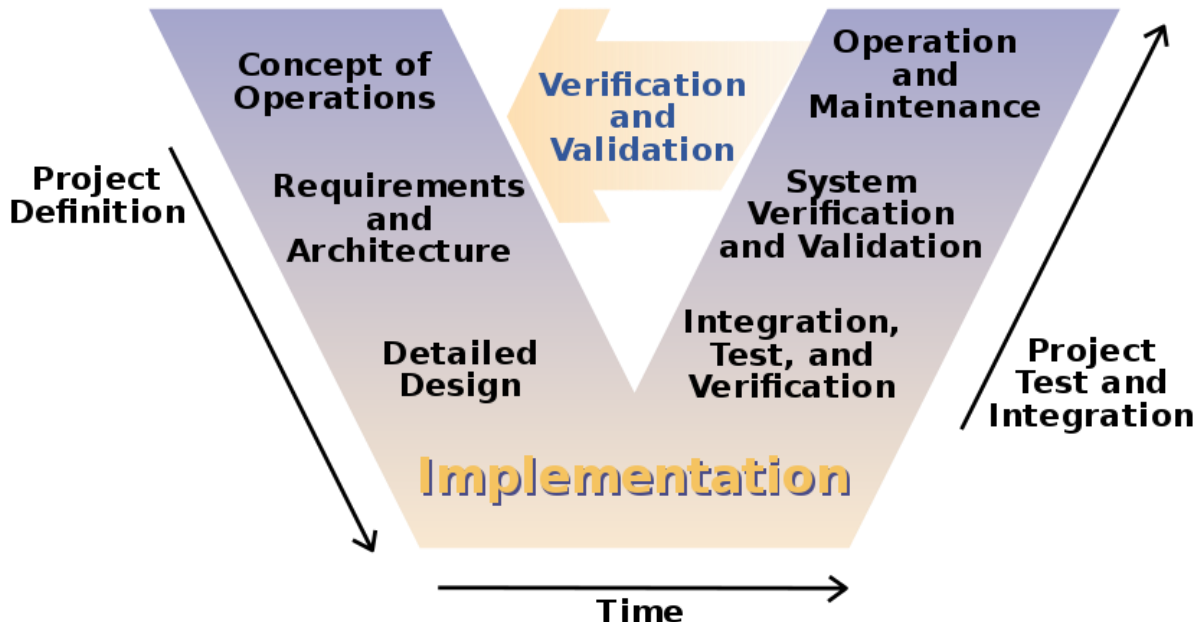


Figura 14: Processo a V generico

5 - Progetto

In Figura 14 è illustrato il processo a V generico, applicabile ad ogni sistema. È chiara l'interazione della gamba destra che riporta a quella sinistra, in caso di difettosità è necessario intervenire al livello in cui essa è stata riscontrata.

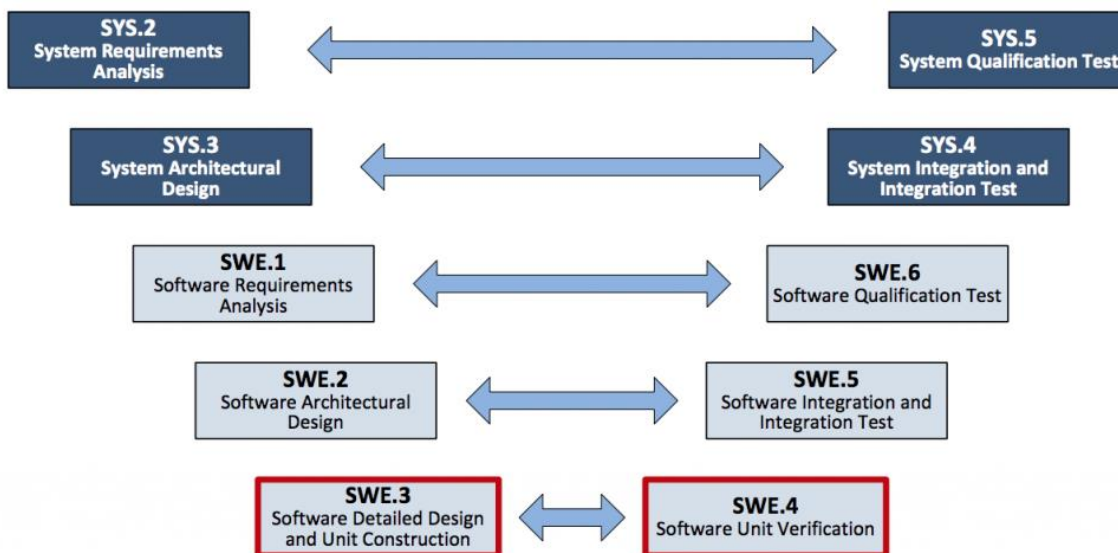


Figura 15: Modello a V specifico software

Il modello rappresentato in Figura 15 è invece più specifico [46].

5.2 Requisiti funzionali

Per il progetto PIEVERDE, il dispositivo dovrà soddisfare le seguenti caratteristiche:

- Tensione di ingresso minima (HV) 200 V
- Tensione di ingresso massima (HV) 420 V
- Tensione di ingresso nominale (HV) 278 V
- Tensione di uscita nominale (LV) 13,3/14,4 V
- Corrente di uscita nominale (LV) 150 A
- Corrente di uscita massima @200 V (LV) 40 A
- Corrente di uscita massima @ 320 V (LV) 150 A
- Efficienza alla massima potenza superiore a 90%

5 - Progetto

- Ripple di uscita @ 70 A (LV) inferiore a 700 mV_{RMS}
- Potenza massima richiesta (HV -> LV) 2.1 kW
- Potenza massima richiesta (LV -> HV) 400 W
- Temperatura ambiente -40 °C / 70 °C
- Temperatura operativa -40 °C / 70 °C
- Raffreddamento ad aria
- Dimensioni massime 300x300x100 mm
- Peso inferiore a 10 Kg
- Vita utile 40000 ore
- Connettore d'interfaccia tipo TE HVA 280 lato HV, tipo TE Ampseal per connessione segnali

Il dispositivo deve permettere il flusso di potenza in entrambi i versi, è provvisto di diverse protezioni contro la sovratemperatura ed è isolato galvanicamente tra ingresso ed uscita.

Il contenitore metallico è realizzato in maniera prototipale, con dissipatori commerciali.

Il componente consente l'inserimento nell'architettura di rete (CAN) per comunicare con l'unità centrale di controllo (VMU) secondo lo standard SAE J1939 (descritto nella ISO11998) e, a livello funzionale, è di tipo Slave (non prende alcuna iniziativa se non indicato dalla VMU).

Come nota è necessario precisare che: in un progetto cliente i requisiti presentano una parte importante di tutto il lavoro. Le attività di analisi e stesura possono durare alcuni mesi. Nel nostro caso l'insieme è particolarmente ridotto grazie alla natura di ricerca del progetto stesso. Questo lo identifica come più orientato verso una fattibilità futura piuttosto che verso un'ingegnerizzazione tipica della produzione in serie.

5.3 Descrizione del sistema

Il sistema è costituito da un circuito elettronico con i seguenti sottosistemi:

- Modulo Push-Pull da 400 W singolo;
- Tre moduli da 700 W full bridge, con circuito di sincronizzazione;
- MCU;

5 - Progetto

- EEPROM, usata sia per mantenere i parametri di calibrazione che per informazioni di diagnostica, comunicazione su rete SPI;
- Convertitore D/A, usato per impostare i set-point di corrente sui moduli SMPS, comunicazione su rete I2C;
- Convertitore A/D usato per i sensori di corrente e di tensione, sia interni MCU che esterni, comunicazione su rete I2C;
- Convertitore DTS, usato per misurare la temperatura vicino ai trasformatori e gli switches per ogni modulo SMPS, comunicazione su rete I2C;
- Segnali digitali per abilitare/disabilitare i moduli SMPS ed i relè anti-inversione lato HV;
- Segnali digitali per il rilevamento di sovracorrenti e sovratensioni;
- Driver CAN, usato per connettere il sistema alla rete CAN del veicolo;
- Rete I2C;
- Rete SPI;
- Modulo UART opzionale, usato per la comunicazione a bassa velocità per effettuare il debug e per la taratura dei parametri software;
- Alimentazioni ausiliarie;
- Connettori per ingressi LV ed HV e per i segnali;
- Contenitore meccanico con dissipatore di calore passivo.

Le relazioni tra gli elementi sono riportati in Figura 16:

5 - Progetto

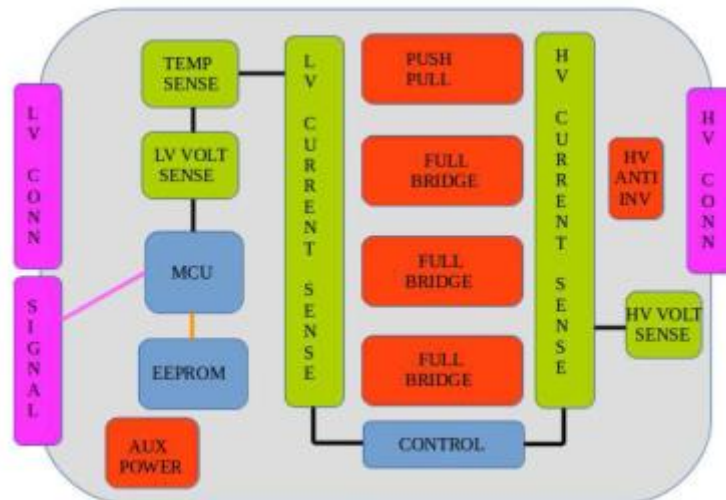


Figura 16: Schema a blocchi sistema

5.3.1 Rete SPI

L'interfaccia SPI (Serial Peripheral Interface) è un protocollo sincrono molto utilizzato per trasmettere informazioni da un Master ad uno Slave [47].

Il protocollo SPI ha le seguenti proprietà:

- Sincrono
- Seriale
- Master/Slave
- Utilizzato per scambio di dati

Sincrono:

Con sincrono si intende che un dispositivo Master fornisce un segnale di clock che servirà per temporizzare l'ascolto e la risposta di un dispositivo Slave interrogato.

Seriale:

Il protocollo SPI è seriale poiché le interazioni di trasmissione e ricezione avvengono su un unico canale, la trasmissione è regolata dal clock, che, ad ogni nuovo colpo, permette ai dispositivi di commutare la linea in cui viene multiplexato il messaggio.

Master/Slave:

5 - Progetto

In una rete SPI sono identificabili un dispositivo Master e uno o più dispositivi Slave. Il Master è tale poiché è l'unico in grado di pilotare la linea di clock.

Utilizzato per scambio di dati:

In una rete SPI esiste sempre una bidirezionalità dell'informazione. Anche nel caso in cui una periferica debba soltanto applicare il comando ricevuto da un Master, avrà sempre una risposta, sia essa vuota perché non utilizzata, contenente un flag di conferma di avvenuta ricezione, o comunicante lo stato precedente. Spesso, alcuni dispositivi rispondono ad una richiesta menzionando la stessa. Un tipico esempio è rappresentato da una richiesta di lettura di un determinato registro interno di un dispositivo, in questo caso, la risposta sarà contenuta nel Byte meno significativo. Il Byte più significativo, invece, conterrà una copia della richiesta ricevuta. Le applicazioni sono gestite dal tipo di dispositivo, ma la risposta è imposta da protocollo. Ogni dispositivo ha due linee di dato, una per la trasmissione una per la ricezione. Lo scambio dei dati è determinato dal segnale di clock trasmesso dal Master. Esiste inoltre un controllo di Slave Select per attivare lo Slave con cui si intende iniziare la comunicazione.

I dati vengono trasmessi ogni colpo di clock e sono validi sul fronte di salita o su quello di discesa, i dati vengono bloccati sul fronte opposto, quale dei due definisce la polarità.

In Figura 17 [48] è possibile vedere lo schema a blocchi di una rete con un solo Master e molti dispositivi Slave i quali possono essere selettivamente attivati dal dispositivo Master.

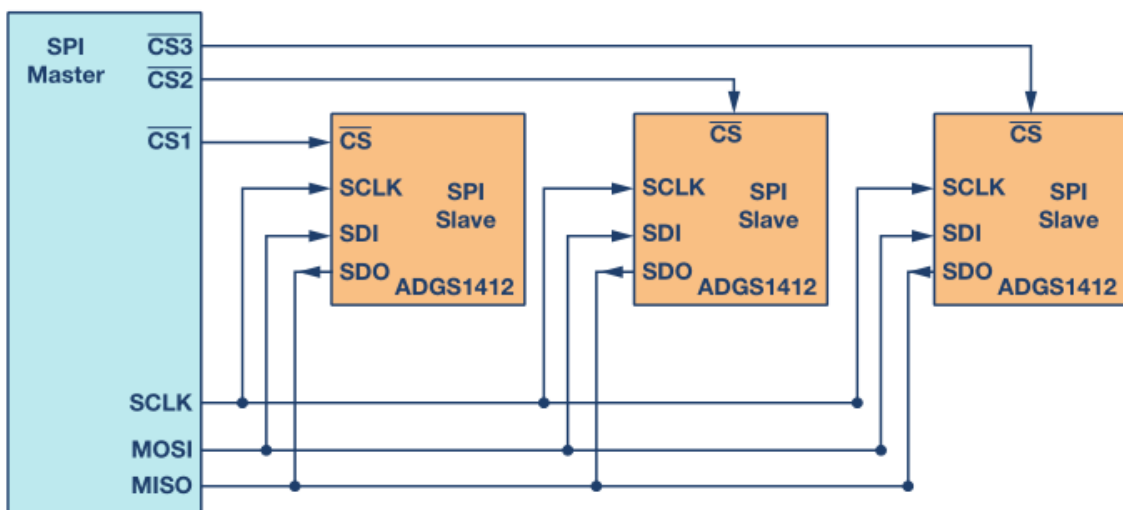


Figura 17: Rete SPI MultiSlave

L'interfaccia SPI prevede che vengano utilizzati i seguenti segnali:

- CS o SS: Chip Select o Slave Select, segnale a livello per l'attivazione di un determinato Slave;

5 - Progetto

- CK: Segnale di clock, il Master e gli Slave compiono operazioni sulle transizioni di questo segnale;
- SDO: Serial Data Output;
- SDI: Serial Data Input.

Di seguito vediamo un esempio di comunicazione, MOSI indica Master Output Slave Input, MISO è il duale. Un dettaglio importante è che finchè il CS non viene asserito, la porta output dello Slave è mantenuta ad alta impedenza.

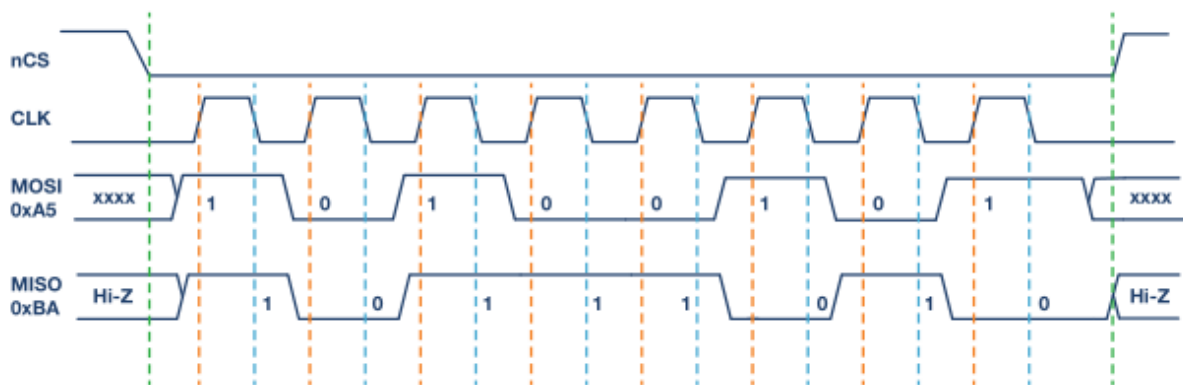


Figura 18: Esempio di trasmissione SPI tipica

5.3.2 Rete I2C

Il bus I2C (Inter-IC) è un bus originariamente creato da Philips, sviluppato per la comunicazione tra circuiti integrati con il minor numero di pin utilizzati. L'I2C è un protocollo bidirezionale che sfrutta 2 linee:

- SDA: Serial Data;
- SCL: Serial Clock.

Il protocollo I2C supporta anche alcune funzionalità più avanzate quali multi Master. Tuttavia, nel nostro progetto, è stato utilizzato solo per la semplice connessione ad un unico Master, rappresentato dalla MCU. Ogni dispositivo connesso sulla rete I2C è identificato dal proprio indirizzo. Spesso i componenti hanno dei pin da connettere ad alimentazione o a potenziale di riferimento, per determinare il codice al quale lo stesso risponderà se interrogato. Il Master, il quale ha il compito di iniziare una comunicazione, fornisce anche il segnale di clock SCL. Un dettaglio importante è rappresentato dal fatto che esiste una velocità massima di trasmissione ma non ne esiste una minima [49].

5 - Progetto

Protocollo	Velocità
I ² C ('Industrial', and SMBus)	100 kHz
I ² C	400 kHz
I ² C 'High Speed mode'	3,4 MHz

Tabella 3: Tipi I2C

Una nota fondamentale è rappresentata dal fatto che, durante una comunicazione, solo due dispositivi possono scambiare informazioni. In Figura 19 è presente, sia una tabella descrittiva, sia la definizione del tempo di salita, definito come il tempo che intercorre tra il 30% e il 70% del valore finale.

	Standard-Mode	Fast-Mode	High-Speed-Mode	
Bit Rate (kbits/s)	0 to 100	0 to 400	0 to 1700	0 to 3400
Max Cap Load (pF)	400	400	400	100
Rise time (ns)	1000	300	160	80
Spike Filtered (ns)	N/A	50	10	
Address Bits	7 and 10	7 and 10	7 and 10	

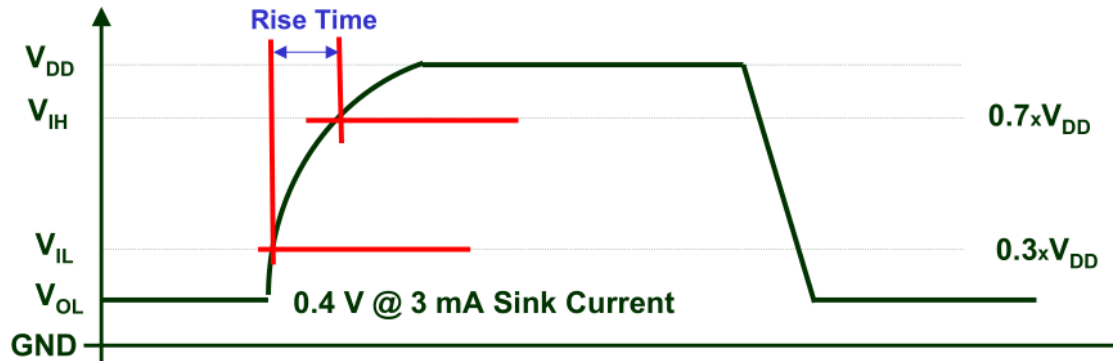


Figura 19: Dettagli I2C

Per permetterne il normale funzionamento, la rete I2C necessita di avere dei resistori di "Pull-Up". Sono dei resistori che hanno il compito di tenere le linee di trasmissione, di clock e di dato, a livello logico alto. Poiché i dispositivi I2C sono di tipo "Open-Collector", significa che hanno la possibilità di forzare la linea al potenziale di riferimento, mentre il livello alto è presente solamente se nessuno dei dispositivi sta pilotando attivamente la linea. Una rappresentazione è in Figura 20.

5 - Progetto

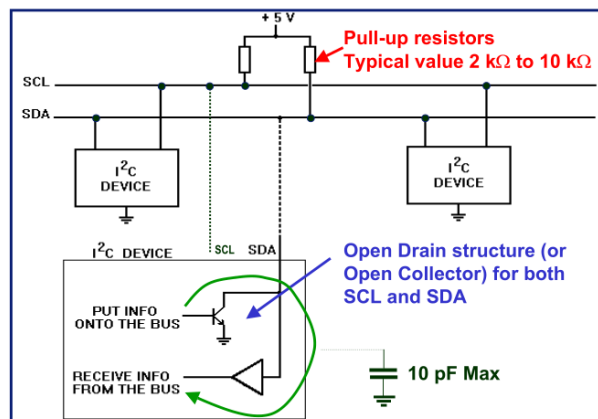


Figura 20: Connessione tipica Bus I2C

Fino a questo momento il bus I2C è stato trattato considerando il layer fisico, tuttavia il protocollo prevede delle fasi di comunicazione che vediamo di seguito:

- Start: Inizio di una trasmissione, transizione da livello alto a livello basso sul segnale SDA quando SCL è a livello logico alto;
- Stop: Termine di una trasmissione, transizione da livello basso a livello alto sul segnale SDA quando SCL è a livello logico alto;
- Dati: Trasmissione dei dati, siano essi di tipo: indirizzo, comando o dato, composti da 8Bit con ordine MSB-first. Il valore deve essere mantenuto stabile durante la fase di SCL alta mentre possono cambiare durante la fase bassa;
- Acknowledge: segnale di riconoscimento, effettuato ogni nono colpo di clock di una trasmissione nel periodo in cui il segnale SCL si trova a livello alto. La transizione avviene sulla linea SDA, il Master rilascia il bus mentre lo Slave lo porta a potenziale di riferimento;
- Clock: segnale di clock fornito dal/i Master.

Mentre sono chiare le transizioni di Start e di Stop, è più complicato distinguere la fase di indirizzamento di un determinato dispositivo. Occorre specificare che il messaggio è composto come segue, e che esistono due tipi di indirizzamento a 7 e 10 bit.

5 - Progetto

•7-bit addressing



• 10-bit addressing

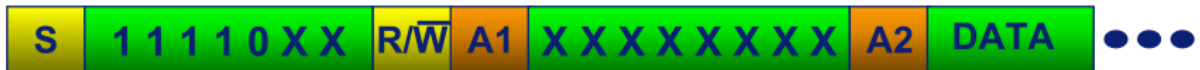


Figura 21: Indirizzamento su I2C

In Figura 21 vediamo unicamente il dettaglio per la parte a 7 bit poiché, nel nostro sistema, utilizzeremo un bus di questo tipo. Dopo i 7 bit di indirizzamento abbiamo un bit di read-write, esso viene utilizzato per definire il significato dei successivi bit di dato.

5.3.3 Rete CAN

CAN è l'acronimo di Controller Area Network, la rete CAN è descritta nella ISO11898. Questo tipo di protocollo è stato originariamente sviluppato da Bosch nel 1985 ed è particolarmente adatto per trasferire informazioni a bordo veicolo. Negli ultimi anni, l'elettronica a bordo dei veicoli ha avuto un incremento notevole, le connessioni che prima avvenivano in modo Punto-Punto avrebbero portato ad un considerevole aumento di peso dovuto a scomodi ed ingombranti cablaggi.

Il protocollo CAN standardizza il "Physical layer" ed il "Data link layer" che sono i due strati inferiori della pila OSI [50]. Per comprendere meglio questa informazione occorre esaminare cosa, si intende per OSI. È un acronimo che significa Open System Interconnection, essa è un'astrazione su sette differenti livelli, definiscono tutte le caratteristiche di un sistema di interconnessione. In Figura 22 possiamo vedere tutti gli strati che compongono la pila OSI.

Nello specifico, il "Physical layer", riguarda tutti quei dettagli di carattere fisico come livelli di tensione, connettori, numero di poli, impedenze tipiche e tutte quelle informazioni che riguardano il mezzo di trasmissione. Il "Data link layer" presenta un livello di astrazione maggiore poiché definisce già un impacchettamento delle informazioni, che forniscono ai moduli superiori delle modalità per interpretarli.

5 - Progetto

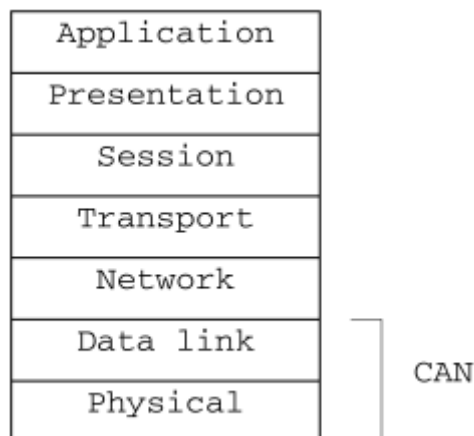


Figura 22: Modello OSI del protocollo CAN

La rete CAN permette di interconnettere molti dispositivi utilizzando unicamente due conduttori di tipo “twisted-pair”. La connessione è di tipo differenziale e l’utilizzo di cavi intrecciati aiuta a ridurre i disturbi esterni che si accoppierebbero in modo analogo su entrambe le linee. La loro natura differenziale ne garantisce una buona reiezione a questo genere di distorsioni. Per ridurre l’effetto delle riflessioni sul canale fisico, le linee del CAN sono terminate ad entrambe le estremità da resistori del valore di 120 Ω .

L’informazione è codificata in [51]:

- Bit Dominante (0): CAN_H = 3.5V, CAN_L = 1.5V;
- Bit Recessivo (1): CAN_H = 2.5V, CAN_L = 2.5V.

In questo progetto, per la comunicazione, viene implementato il protocollo SAE J1939 descritto nella ISO 11998. Esso si sviluppa sulla base CAN ed è utilizzato tipicamente per veicoli di tipo industriale come autocarri, autotreni, ecc... Esistono varianti dedicate per settori specifici, come quello agricolo o quello militare.

La SAE J1939 rispetta le seguenti specifiche [52]:

- Connessione intrecciata schermata;
- Lunghezza massima della rete di 40 m;
- Baud rate standard di 250 kBit/s;
- ID a 29-Bit di profondità;
- Massimo 30 nodi nella rete.

5 - Progetto

Lo standard CAN 2.0A è stato esteso a 2.0B per permettere identificativi a 29-Bit. Di seguito possiamo vedere la composizione di un normale frame CAN a standard 2.0A e 2.0B.

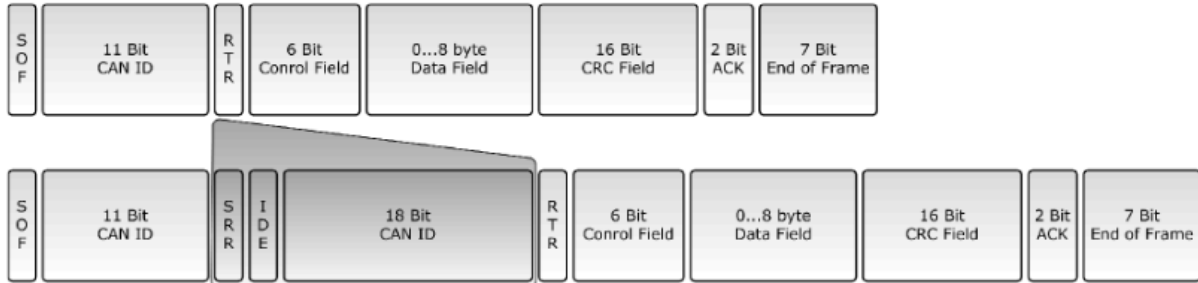


Figura 23: Frame standard CAN 2.0A sopra, 2.0B sotto

Possiamo distinguere ogni blocco e descriverne le caratteristiche [53]:

- SOF (Start Of Frame): un singolo bit dominante viene utilizzato per sincronizzare i nodi sul bus dopo uno stato di idle;
- Identifier: identificativo che stabilisce la priorità del messaggio, minore è il valore, maggiore è la priorità;
- RTR: (Remote Transmission Request) è dominante quando è richiesta un'informazione da un'altra centralina, tutti i nodi ricevono la richiesta ma l'identificativo indica a chi è destinata;
- IDE: (IDentifier Extension) un singolo IDE dominante significa che verrà trasmesso un messaggio CAN standard senza estensione;
- R-0: Bit riservato per possibili usi futuri;
- DLC: (Data Length Code) è un campo di 4-Bit che indica quanti Byte verranno trasmessi;
- DATA: possono essere trasmessi fino ad un massimo di 8 Byte;
- CRC: (Cyclic Redundancy Check) è un campo di 16-Bit (15 + 1 di delimitazione) contiene un checksum per la verifica dei dati inviati;
- ACK: (ACKnowledge) è un campo di 2-Bit (1 + 1 delimitatore) che viene settato da recessivo a dominante se il ricevente ha riscontrato una trasmissione senza errori;
- EOF: (End Of Frame) è un campo di 7-Bit che indica la fine della trasmissione di un Frame CAN;

5 - Progetto

- IFS: (InterFrame Space) è un campo di 7-Bit che serve a fornire al controllore il tempo necessario per processare il messaggio ricevuto prima di servirne un altro.

5.4 Strumenti per la progettazione

Nella prima fase della progettazione, una volta decisa la strada da percorrere, definita un'architettura di sistema ed un'implementazione circuitale, può essere molto utile ricorrere a determinati strumenti, per verificare che il sistema ideato, operi in modo organico. Di questa categoria fanno parte i simulatori circuitali SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis). Come abbiamo già anticipato nei capitoli precedenti, spesso i produttori di circuiti integrati forniscono dei modelli matematici degli stessi, in modo da poterne simulare virtualmente il comportamento.

Generalmente, proprio per la loro utilità, questo tipo di programmi, sono integrati negli ambienti in cui si andrà a sviluppare il proprio schematico. Per il progetto PIEVERDE, lo schematico è stato sviluppato con orCAD. Questo cad comprende diversi ambienti tra cui, progettazione di circuiti stampati ed un ambiente di simulazione. Esistono comunque anche dei pratici simulatori gratuiti che forniscono delle ottime funzionalità, il più comune è LTSpice che viene fornito da Linear Technology, ma anche TINA-TI (Tool for Interactive Network Analysis) fornito da Texas Instruments. TINA-TI è stato utile in fase di comprensione del sistema anche perché, i principali componenti che costituiscono la parte di conversione di potenza del sistema progettato, sono prodotti proprio da loro. Questo non è però stato l'unico strumento utile nella comprensione dell'interoperatività degli elementi.

5.4.1 Comprensione della topologia

Come attività iniziale di documentazione, è stato necessario apprendere quali potessero essere delle alternative topologiche per realizzare i convertitori richiesti. Inoltre, considerando il panorama molto vasto e l'argomento che non è di per sé di facile comprensione, una volta individuata la scelta architettonica del Push-Pull (lato LV- HV) e dello ZVSPSFB (lato HV – LV), occorre comprenderne meglio il meccanismo. Per questo compito, è stato di grande aiuto un tool sviluppato da Texas Instruments, il quale si propone di mostrare le principali topologie circuitali evidenziandone le forme d'onda dei principali componenti, in funzione di alcuni parametri che possono essere modificati dall'utente. Questo applicativo è disponibile gratuitamente dal sito in formato zip con nome "slic015c". All'interno è contenuto il file "Power Stage Designer Tool 4.0.exe". In Figura 24 possiamo notare la schermata principale: porremo attenzione sulle due scelte di nostro interesse.

5 - Progetto

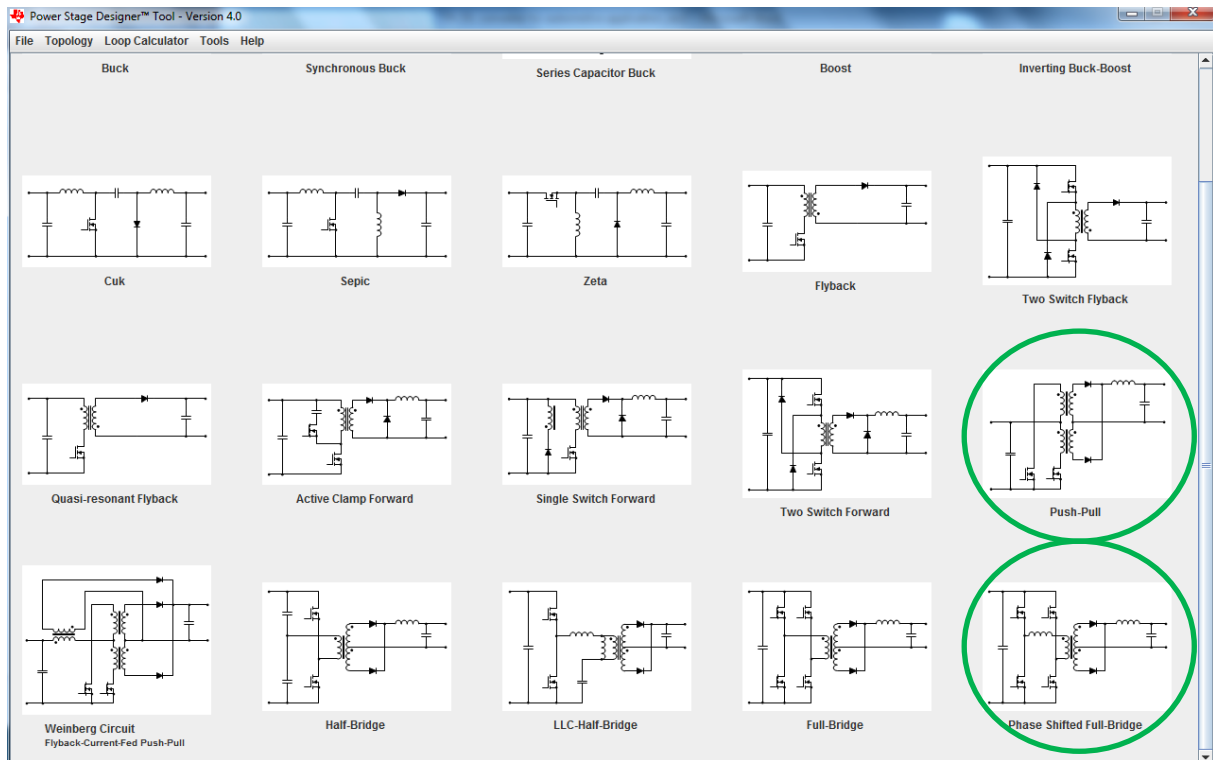


Figura 24: Schermata iniziale tool Power Stage Designer

Push-Pull

Per il convertitore di tipo Push-Pull, la Figura 25 può essere uno specchio molto utile ed efficace per ricordare il comportamento atteso: In blu vediamo le forme d'onda della corrente ed in rosso quelle della tensione.

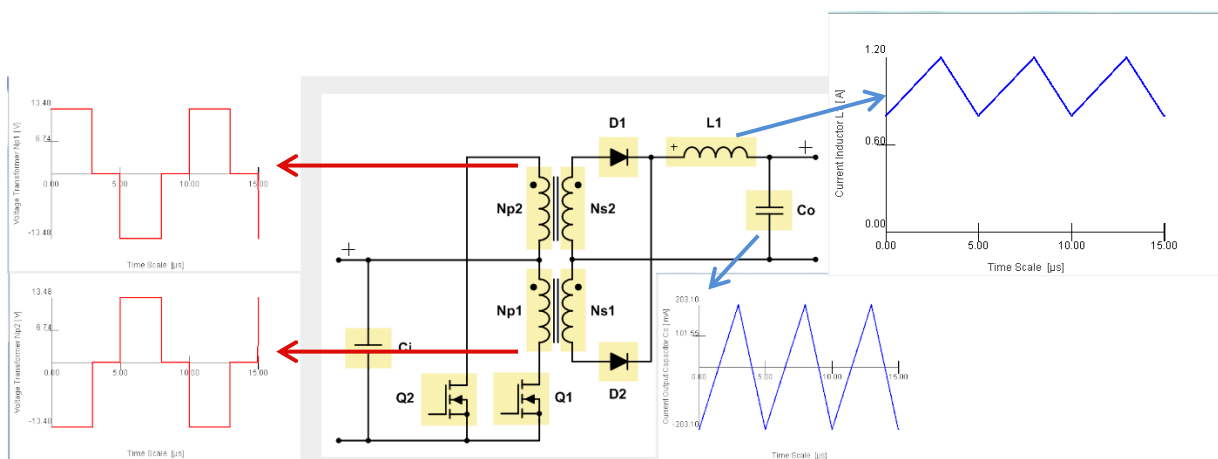


Figura 25: Forme d'onda tipiche per il convertitore Push-Pull

5 - Progetto

Lo schema precedente è relativo ad un trasformatore a doppio primario, indispensabile per implementare l'architettura Push-Pull, e a doppio secondario. Tuttavia, nella nostra applicazione è stato utilizzato un trasformatore a secondario singolo. L'effetto di questa scelta incide sul numero di diodi necessari per la rettifica. Dal momento che le correnti in gioco per questo convertitore sono dell'ordine di 1 A lato HV, e il rendimento di questo modulo non è di particolare interesse, sono stati utilizzati quattro diodi, disposti a ponte di Graetz. In questo modo è possibile raddrizzare la doppia semi onda anche a singolo secondario.

Phase Shifted Full Bridge

Lo schema riportato in Figura 26, presenta la tipica topologia per lo ZVSPSFB, con il tool indicato precedentemente, è possibile avere un'indicazione chiara delle forme d'onda attese.

Sulla sinistra troviamo i comandi di pilotaggio di una singola gamba: in rosso il comando di $Q1$ mentre in verde il comando di $Q3$, in arancio vediamo invece la tensione al primario del trasformatore ed infine, in blu distinguiamo la corrente che fluisce sempre nel trasformatore.

Sulla destra invece vediamo l'intervento dei due rettificatori a diodo, come già riportato in precedenza, la nostra applicazione prevede l'uso di rettificatori sincroni, ossia MOSFET, opportunamente controllati per ridurre le perdite che il diodo presenta durante la conduzione, le quali possono essere dell'ordine di decine di Watt. In relazione ad una tipica tensione diretta (Forward voltage) di un diodo di potenza tradizionale $V_F \geq 1V$. Una nota utile è relativa al fatto che la corrente che scorre nei diodi, raggiunto il regime CCM (Continuous Conduction Mode) del convertitore, è pari al ripple accettabile sull'induttore di uscita.

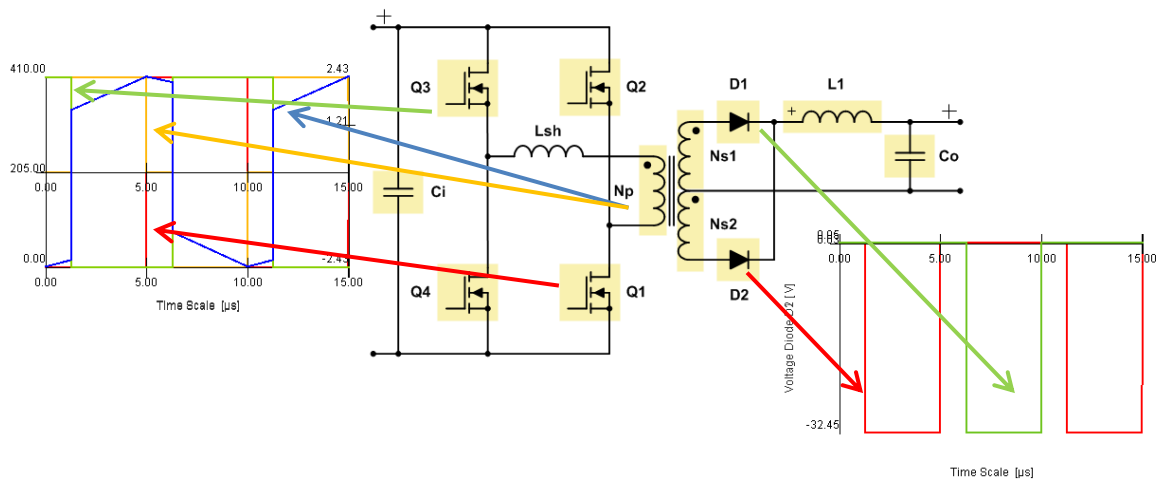


Figura 26: ZVSPSFB forme d'onda tipiche

5 - Progetto

5.4.2 Simulazioni SPICE

L'utilità del tool di Texas Instruments, appena mostrato è ancora di tipo didattico. Avendo accesso a molte informazioni risulta facile confondersi, tale strumento è un utile e rapido riscontro delle principali relazioni che sussistono tra i diversi elementi all'interno del circuito che stiamo progettando. Gli stessi grafici sono poco più che qualitativi e per questa ragione non danno sufficienti informazioni per un riscontro pratico.

Il simulatore SPICE e l'evaluation board sono invece strumenti più specifici e molto utili anche se per ragioni differenti. La seconda risulta utile solo se "paragonabile" al progetto che si sta andando a sviluppare, dove paragonabile è riferito alle condizioni di interesse per lo studio di un determinato fenomeno. Per fare un rapido esempio, anche il controller del Push-Pull ha una propria scheda dimostrativa. Tuttavia, non è stata né acquistata né tantomeno considerata. Questa decisione è dipesa dalle condizioni al contorno della stessa, poiché operava con intervalli di tensione completamente diversi dai nostri, una misura su quel tipo di circuito non avrebbe portato alcun valore aggiunto.

In un progetto complesso, con vari regimi e condizioni di funzionamento, non è sempre facile o possibile trovare il compromesso ottimo. Ad esempio, alcune condizioni operative sono peggiorative per un determinato componente ma migliorative per un altro, inoltre le non linearità non sono sempre predicibili con grande affidabilità oppure ancora, alcuni calcoli risultano particolarmente complessi o poco affidabili a causa di eccessive approssimazioni successive.

Il PSFB è un caso di studio piuttosto complesso ed occorre esperienza per scegliere il componente "ottimo" per l'applicazione. Si può comunque progettare con un ragionevole margine e verificare con prove reali a regimi particolarmente significativi. In questo può essere fondamentale l'utilizzo di un'evaluation board. Si può, con essa, determinare l'overshoot del controllo, un ordine di grandezza dei disturbi introdotti dalle commutazioni ed in generale capire su quali leve agire per adattare il progetto a necessità specifiche. L'utilità è inoltre dettata anche dal fatto che, misure su un evaluation board risultano certamente più semplici. Esse nascono come dimostratori e come tali funzionano in una condizione specifica, limitando i gradi di libertà durante le prove. Le stesse misure risultano decisamente più complesse in un prodotto che ha molteplici controlli e modalità o circuiti a contorno (es. particolari sequenze di inizializzazione per sicurezza) costringendo il progettista ad "ingannare" la scheda per indagare un fenomeno specifico. Chiaramente la fase di test su queste board di sviluppo non sostituisce la fase di verifica del prodotto e la validazione dello stesso, tuttavia rende il processo di esame finale più snello.

La simulazione SPICE, invece, aiuta a simulare diversi regimi in maniera più "rapida" (alcuni test di laboratorio costano, in termini di ore, anche alcune giornate di lavoro, senza contare la quantità di strumentazione necessaria). Non solo, esse, con un determinato margine e con considerazioni dettate dalla conoscenza elettronica del sistema, possono sostituire alcune fasi del calcolo. Particolare attenzione va posta poiché la simulazione DEVE sempre essere SOLO a supporto. Il progettista necessita di conoscere in maniera approfondita i requisiti dei compo-

5 - Progetto

nenti poiché delle simulazioni o dei modelli “poveri” possono produrre dei risultati errati o peggio fuorvianti. Tuttavia, verificata la bontà di una simulazione, ad esempio, è possibile controllare più agevolmente le perdite in commutazione di un MOSFET e verificare che si abbia, per lo stesso, un margine di SOA (Safe Operating Area) sufficiente per tutte le condizioni di utilizzo.

Questo paragrafo serve a ricordare l'utilità che alcuni strumenti di verifica possono avere e che il progettista deciderà se sfruttare o meno. Come regola, se non si ha già esperienza con applicazioni particolari, è suggerito impraticarsi studiando il comportamento di un sistema reale ove possibile, l'evaluation sarà quindi un ottimo strumento.

Ad esempio, non saranno presentati test su evaluation board per LM25037 a causa dell'eccessiva diversità della stessa rispetto al nostro design, e anche grazie alle specifiche più rilassate, che lasciano più margine di sicurezza senza dover indagare in maniera così approfondita.

Sebbene la simulazione SPICE, risulti essere molto comoda per esaminare caratteristiche di comportamento di un circuito a livello generale, o più nello specifico per singoli fenomeni transitori, occorre sempre utilizzare questo strumento con estremo criterio. Bisogna necessariamente ricordare che la simulazione che si sta effettuando è costituita di modelli matematici e non di sistemi reali, ad esempio esistono modelli di componenti che hanno come parametro configurabile anche la temperatura, tuttavia layout, temperatura, materiale del circuito stampato possono influire sui comportamenti reali. Sempre per sottolineare il perimetro di competenza di un simulatore SPICE, esiste una citazione anonima: *“Per utilizzare proficuamente un simulatore, occorre conoscere molta più elettronica di lui”*. Essa è chiaramente un'espressione goliardica ma forte, necessaria per ricordare sempre di esaminare i risultati ottenuti con senso critico. Fatta questa premessa, Texas Instruments presenta tra le proposte di prodotto, anche una evaluation board, una scheda dimostrativa di entrambi i controllori utilizzati. “UCC28950EVM-442” ed “LM25037EVAL”, mentre la seconda, relativa al controller Push-Pull, come anticipato, si discosta di molto dal design richiesto per la nostra missione, l'evaluation dell'UCC28950 è estremamente simile: per questa ragione è utile esaminare questa soluzione prima di procedere con il design effettivo. Nel paragrafo seguente osserveremo le misure reali prese su un sistema stimolato con appositi strumenti, tuttavia esiste anche una simulazione TINA-TI già configurata per l'analisi transitoria, la quale dovrebbe replicare il comportamento dell'evaluation board.

5 - Progetto

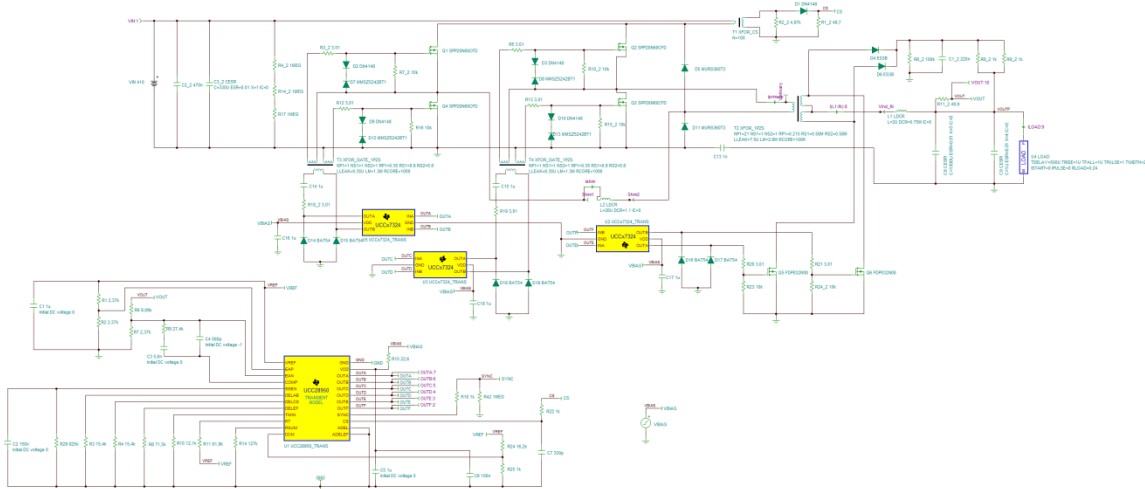


Figura 27: Schematico evaluation board UCC28950

In Figura 27 vediamo lo schematico del modulo ZVSPSFB, mentre in Figura 28 possiamo osservare delle forme d'onda tipiche a regime stazionario raggiunto.

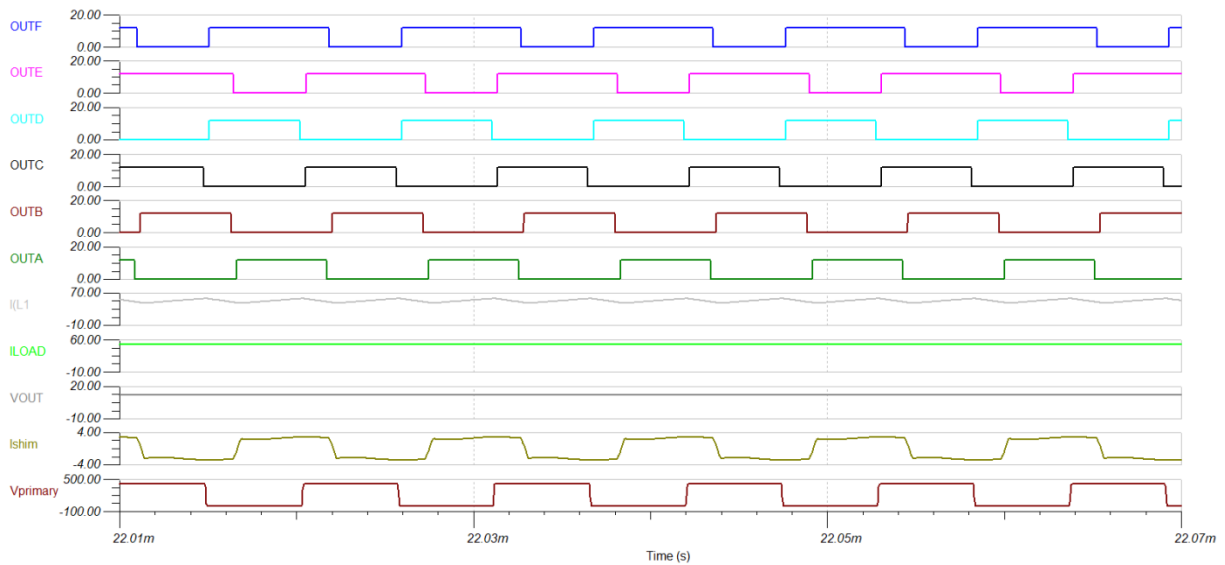


Figura 28: Forme d'onda a regime

Per comprenderle, elaborarle ed esaminarle meglio possiamo esportarle e rimaneggiarle con excel, in modo da rappresentare solo ciò che è di nostro interesse.

5 - Progetto

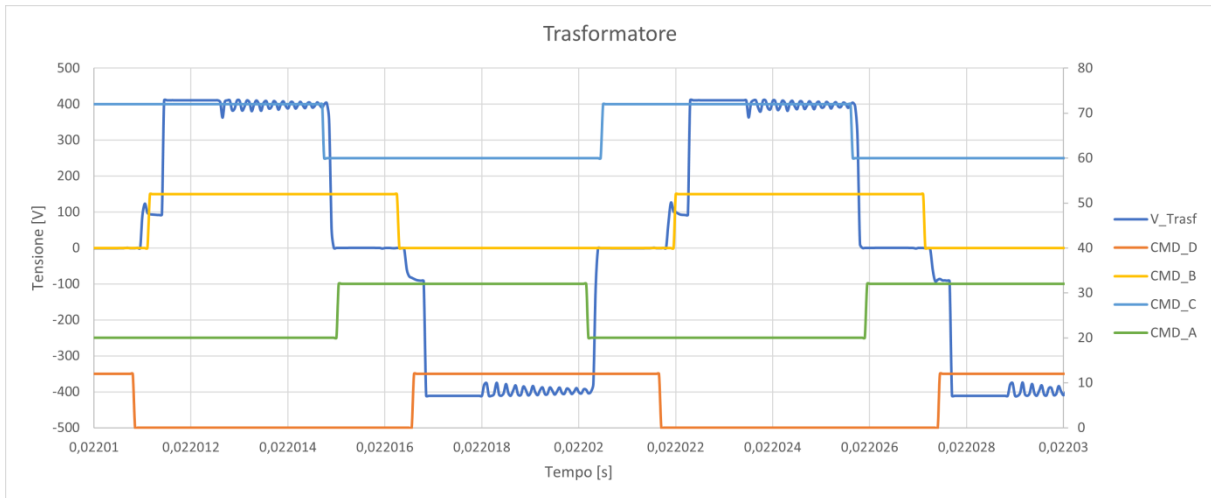


Figura 29: Fasi del comando v.s. tensione trasformatore

In Figura 29 possiamo apprezzare le diverse fasi di funzionamento di un trasformatore controllato secondo lo schema PSFB. Contrariamente ad altre strutture circuitali ZVSPSFB, sfrutta i parametri parassiti del circuito per funzionare correttamente: diodo di body dei MOSFET e capacità parassita Drain-Source: C_{oss} . Inoltre, l'induttanza che concorrerà a svolgere la funzione di ZVS è composta dall'induttore di "Shim" e dall'induttanza di "Leakage" del trasformatore posta in serie. Questo dettaglio non è trascurabile ai fini di ottenere un convertitore che funzioni con il rendimento atteso nella zona ottimizzata. L'induttanza di leakage è spesso poco precisa e di valore considerevole per i trasformatori tradizionali.

In Figura 30 vediamo il modello di trasformatore.

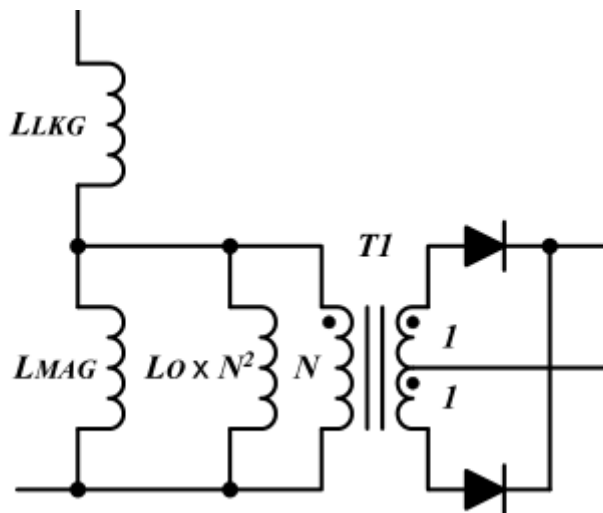


Figura 30: Modello trasformatore

$LLKG$ = Induttanza data dalle perdite per costruzione e rendimento dei componenti;

5 - Progetto

L_{MAG} = Induttanza di magnetizzazione valore dell'induttore equivalente considerando il nucleo;

$L_O \cdot N^2$ = Componente induttiva data dal carico L_O rappresenta l'induttanza di uscita del filtro LC.

Quanto mostrato in Figura 29, è la conseguenza di un controllo che può essere diviso in 4 fasi [54]: due di "trasferimento di potenza" e due di "Coasting". Per trasferimento di potenza si intende l'intervallo in cui una "gamba" forza una corrente nel trasformatore attraverso i commutatori della diagonale, mentre per Coasting si intende quella fase in cui lo PSFB cortocircuita i terminali dell'induttore.

Nell'analisi faremo riferimento ai vari commutatori secondo la Figura 31 presentata sotto, inoltre i MOSFET presentano in parallelo ai terminali di Drain e Source i propri parassiti C_O (capacità di uscita) e D_B (diode di body) poiché serviranno per comprendere meglio le transizioni.

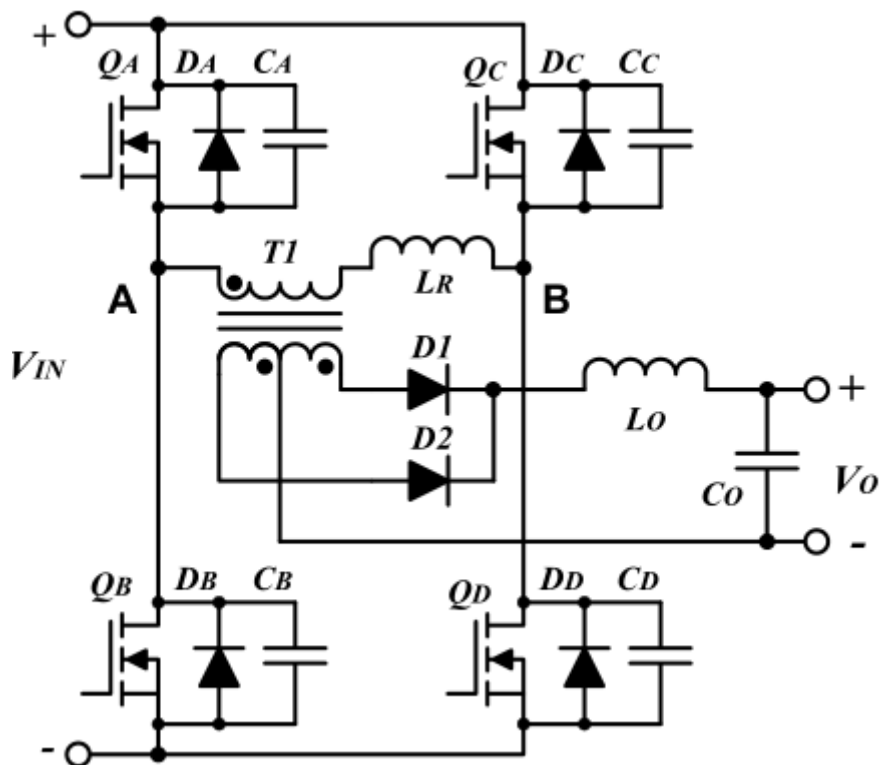


Figura 31: schema ZVSPSFB con evidenziati i parassiti dei MOS

Possiamo dividere una transizione fondamentale in istanti di tempo: $t(0)$, $t(1)$, $t(2)$, $t(3)$, $t(4)$.

5 - Progetto

Condizioni iniziali:

Il ciclo precedente si conclude con una fase di trasferimento di potenza, questo serve per determinare le condizioni iniziali in cui la corrente di primario $I_P(t(0))$ sarà al valore finale raggiunto da questa fase e di conseguenza, dipendente dalle condizioni di carico del convertitore.

Tempo $t < t(0)$, $Q_A = \text{ON}$, $Q_D = \text{ON}$;

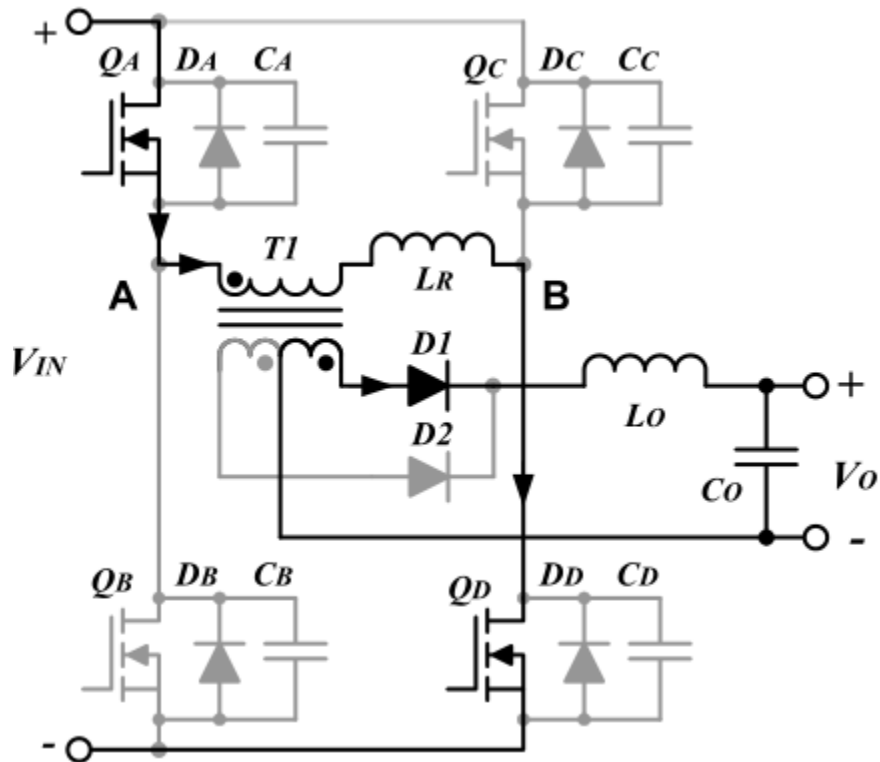


Figura 32: Condizioni iniziali per l'istante $t(0)$

5 - Progetto

Intervallo di transizione di risonanza della gamba destra:

Prima fase del ciclo di ZVSPSFB, il MOSFET Q_D viene spento ed il suo condensatore parassita viene caricato per portarlo alla V_D di V_{in} , inoltre il condensatore parassita di Q_C viene anch'esso percorso da corrente fino a quando V_{SOURCE} di Q_C non diventa pari alla V_{in} azzerandone quindi la V_{DS} . In questa fase, la riduzione di corrente nell'induttore è trascurabile.

Tempo $t(0) < t < t(1)$, $Q_A = ON$, $Q_D = OFF$, $CD = \uparrow$, $CC = \downarrow$;

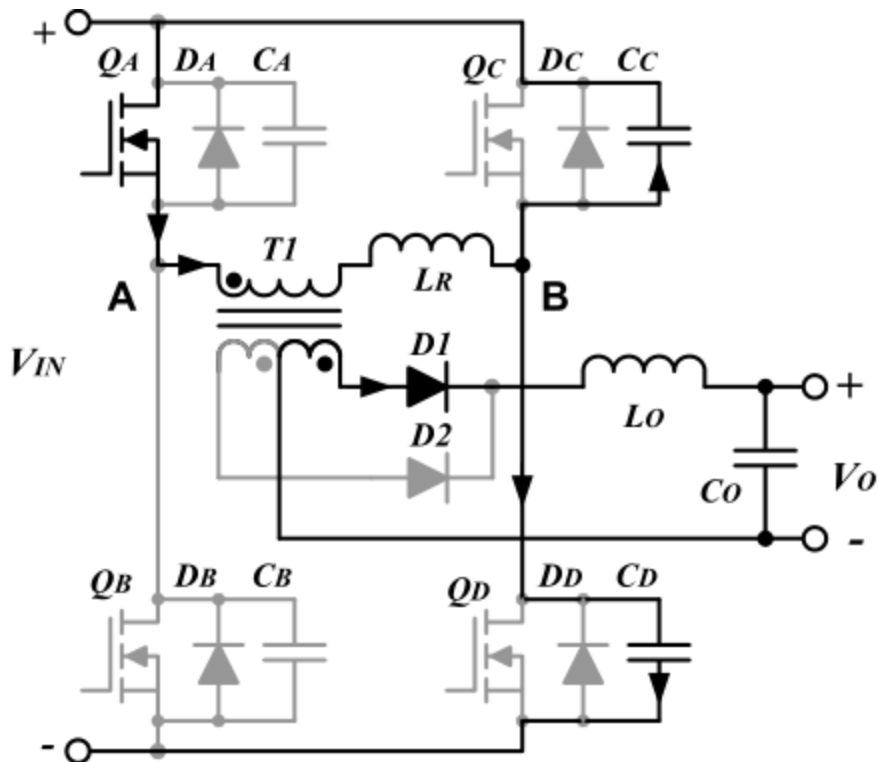


Figura 33: Transizione di risonanza della gamba destra

5 - Progetto

Intervallo di ricircolo chiuso:

Seconda fase del ciclo di ZVSPSFB, esaurito il transitorio di “scarica” della capacità Drain-Source parassita del MOSFET Q_C , l'induttore si richiude su se stesso attraverso il diodo di body D_C . A questo punto il Transistor Q_C può essere chiuso, durante questa fase, la corrente nell'induttore si riduce di poco per effetto delle non idealità dei componenti.

Tempo $t(1) < t < t(2)$, $Q_A = \text{ON}$, $Q_C = \text{ON}$, $D_C = \text{ON}$;

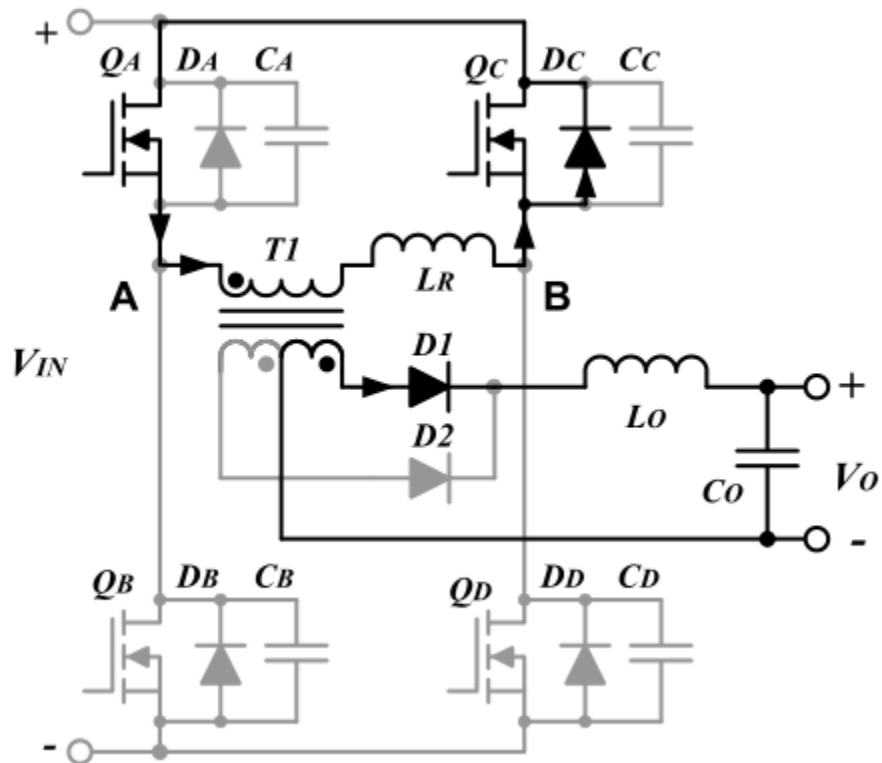


Figura 34: Intervallo di ricircolo chiuso

5 - Progetto

Transizione sulla gamba sinistra:

Terza fase del ciclo di ZVSPSFB, la corrente nel primario all'istante $t(2)$ rimane prossima al valore $I_P(t(0))$. In questa fase Q_C è acceso e viene comandato lo spegnimento di Q_A , a questo punto il percorso della corrente diventa la capacità parassita C_A . Il verso della corrente causa l'aumento della V_{DSA} , l'opposto accade a C_B che vede la sua tensione ai capi, ridursi per effetto della transizione risonante, la corrente di primario continua a scorrere e rimane bloccata dal diodo di body D_B .

Tempo $t(2) < t < t(3)$, $Q_A = \text{OFF}$, $Q_C = \text{ON}$, $D_C = \text{ON}$, $C_A = \uparrow$, $C_B = \downarrow$;

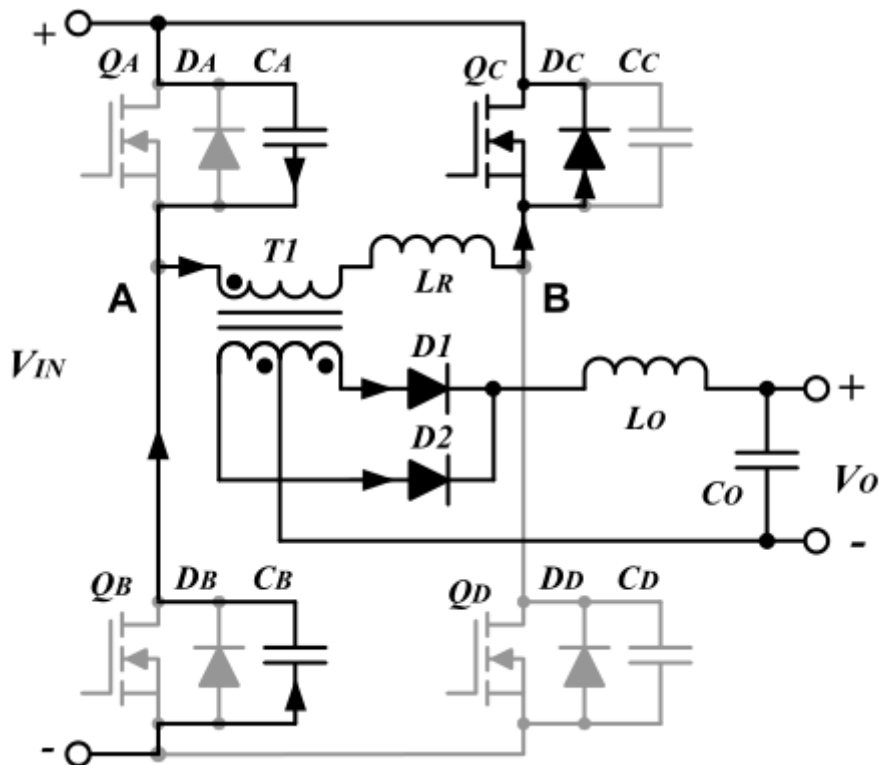


Figura 35: Transizione sulla gamba sinistra

5 - Progetto

Trasferimento di potenza:

Quarta ed ultima fase in cui viene effettuato il trasferimento di potenza, il trasformatore vede applicata ai suoi capi la V_{in} , la corrente DC da cui esso è percorso sale al valore I_o/N . Il tempo di ON simultaneo di questi MOSFET è funzione della V_{in} , V_{out} e di N , definendo quindi la relazione del comando che lega l'ingresso all'uscita.

Tempo $t(3) < t < t(4)$, $Q_B = ON$, $Q_C = ON$;

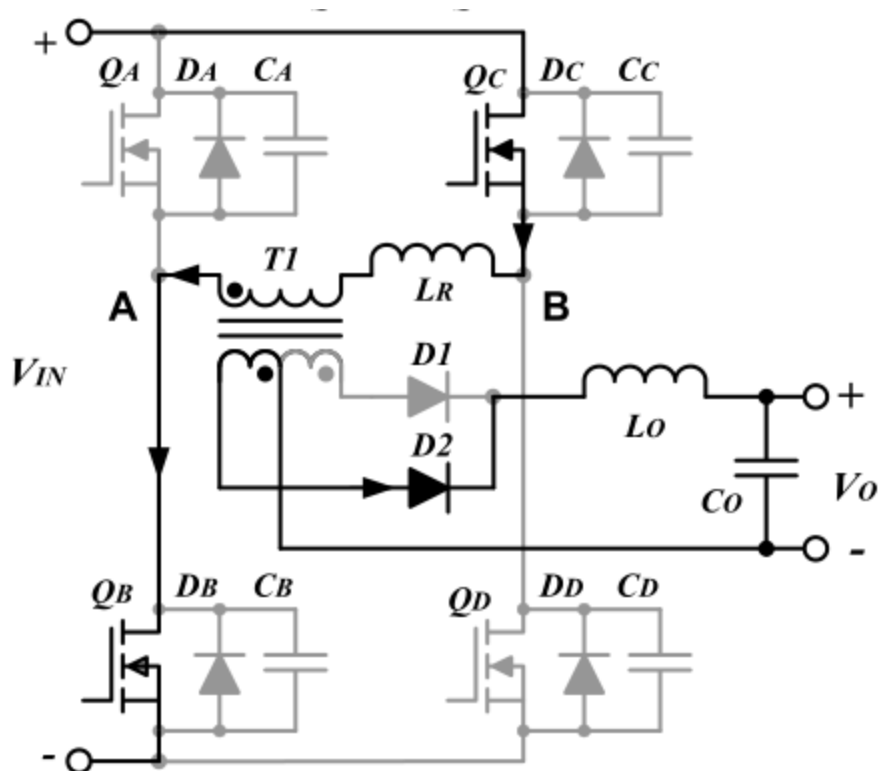


Figura 36: Fase di trasferimento di potenza

Spegnimento dei commutatori:

Tempo $t(4)$, è la conclusione di un ciclo di commutazione, a questo punto inizia una nuova fase analoga a quella elencata ma che interessa i MOSFET reciproci.

5 - Progetto

5.4.3 Test su Evaluation Board

Dopo aver esaminato le forme d'onda attese ed aver compreso il meccanismo di pilotaggio alla base di un PSFB, possiamo preparare un setup per delle misure di laboratorio che serviranno anche per valutare la bontà del nostro sistema una volta realizzato, poiché l'evaluation in esame si comporta in modo estremamente simile alla nostra applicazione. Le misure fisiche, inoltre, sono utili a evidenziare eventuali comportamenti non coperti da un modello matematico.

Test setup:

Una procedura di test, perché sia efficace, deve essere definita in maniera chiara, occorre definire le strumentazioni necessarie a prendere la misura e a stimolare il sistema e le forme d'onda che si intendono indagare.

Il test seguente, si divide in due parti: analisi delle forme d'onda al primario, cioè quelle che comandano il trasformatore, e analisi forme d'onda sul secondario, per vedere l'intervento della rettificazione sincrona.

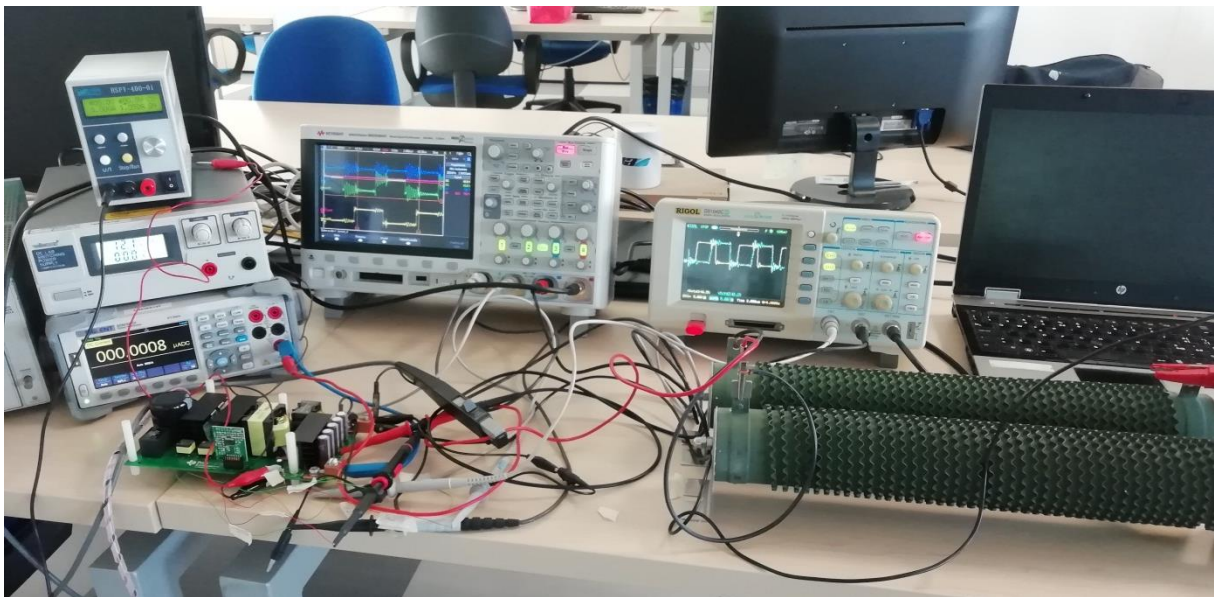


Figura 37: Test setup a regime fisso

In Figura 37 è riportato il test setup per un regime fisso, inteso come carico costante, le due resistenze corazzate formano un carico di $500\text{ m}\Omega$, a questo regime dovrebbe essere stimolato l'intervento dello ZVS.

5 - Progetto

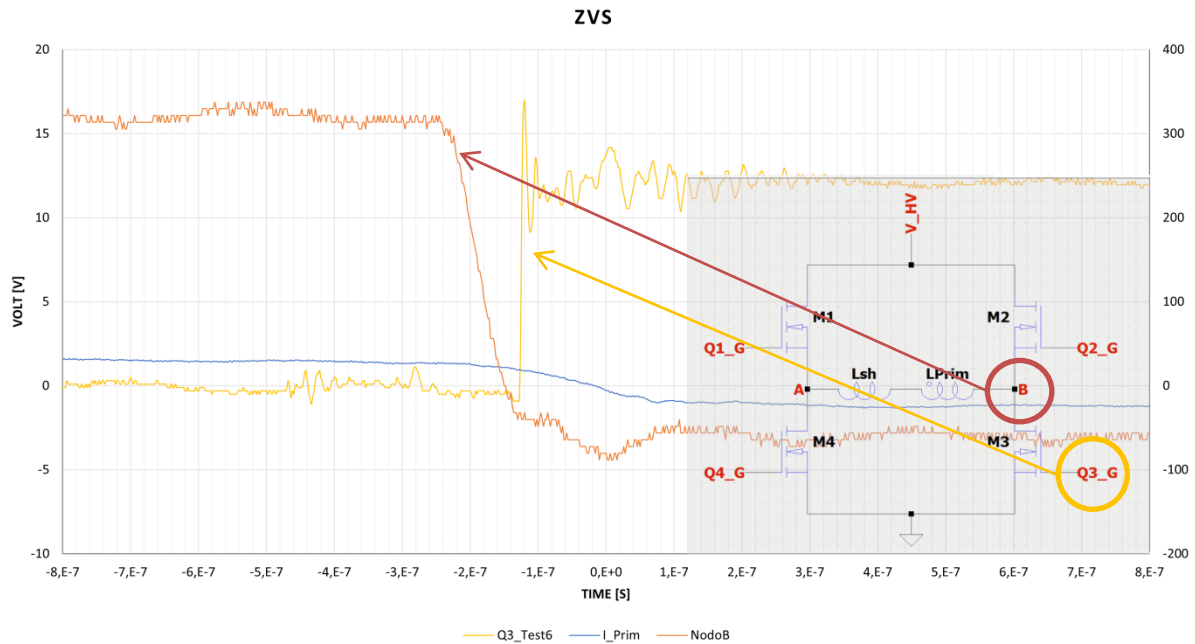


Figura 38 : Transizione a zero voltage switching

In Figura 38 possiamo vedere la tensione al nodo B scendere a zero prima che il comando di Q3 venga attivato, in questo caso, al momento della commutazione, il transistor Q3 avrà una V_{DS} prossima allo zero riducendo le perdite in commutazione. Per ragioni di strumentazione il riferimento di potenziale è lo zero in uscita dal lato LV, per questa ragione la tensione al nodo B risulta spostata verso il basso di circa 50V. La stessa prova è stata ripetuta riducendo il carico poiché la ZVS dovrebbe intervenire dal 50% al 100%. In Figura 39, vediamo la tensione scendere come nell'esempio precedente. Tuttavia, il comando di accensione di Q3 viene asserito quando la sua V_{DS} risulta ancora essere molto alta. È possibile, inoltre, distinguere due diversi comportamenti: la fase di accensione del MOSFET, in cui la tensione scende gradualmente senza modificare di molto la pendenza, e quella di ingresso in regione triodo. All'ingresso della regione triodo, il MOSFET presenta una resistenza di Drain-Source molto bassa, causando un rapido crollo della tensione al nodo B. Questo fenomeno, come già detto, aumenta di molto le perdite di commutazione. Come è possibile osservare dal grafico aumenta, però, anche l'overshoot dovuto al gradiente di tensione, peggiorando anche le caratteristiche del dispositivo in termini di emissioni EMC.

5 - Progetto

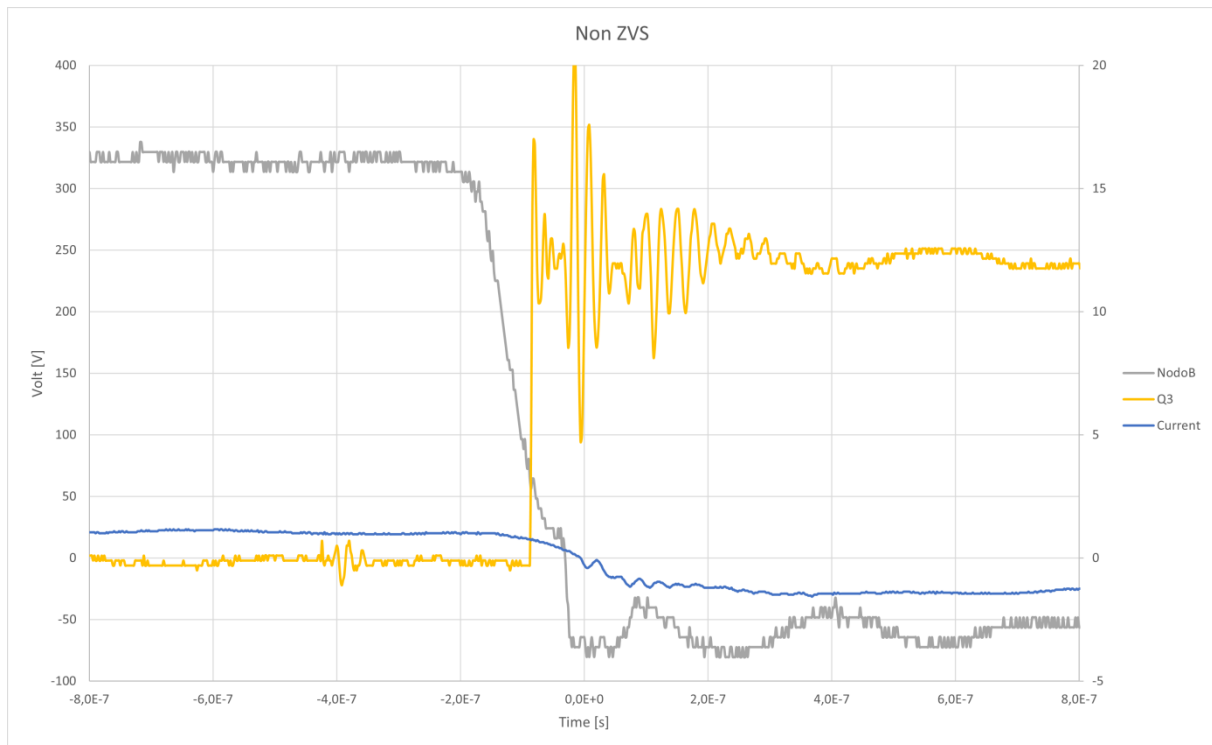


Figura 39 : Transizione non ZVS

Questa prova ha evidenziato il meccanismo di ZVS, che aiuterà anche il progettista durante la fase di tuning, qualora le prestazioni non fossero quelle desiderate. Ad esempio, se come induttore di Shim venisse usato un trasformatore a nucleo toroidale con spire avvolte, si potrà agire sul valore dello stesso aumentandole o riducendole.

Possiamo ora dedicarci ad un altro elemento sensibile di questo progetto, il dimensionamento dei Synchronous rectifier.

Chi i Synchronous rectifier, sono elementi che operano in CCM riferiti all'induttore di uscita, essi andranno quindi dimensionati e studiati in funzione dello stadio a bassa tensione, poiché sono applicati solo al PSFB all'interno del nostro progetto. In quest'ottica la misura risulta anche più semplice, non c'è necessità di prendere segnali riferiti a potenziali differenti e le tensioni in gioco non sono proibitive per la strumentazione.

5 - Progetto

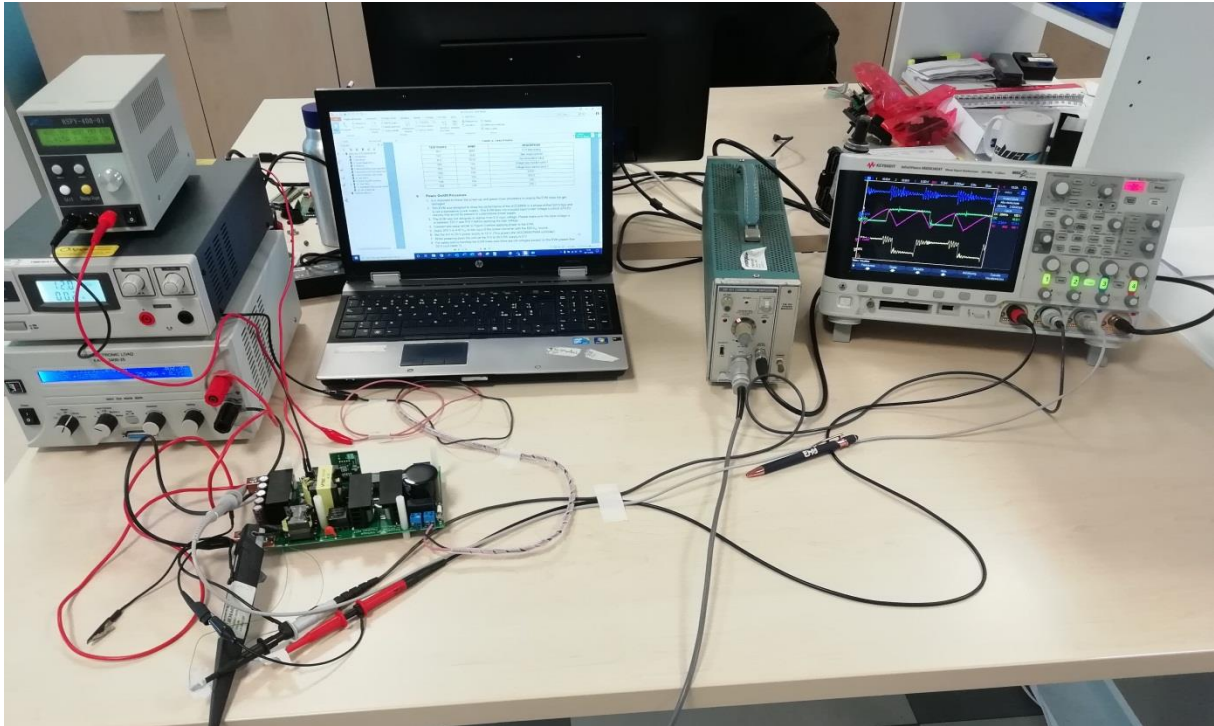


Figura 40: Analisi Synchronous Rectifier (CCM)

In questo caso il setup prevedeva quasi unicamente il carico elettronico. Questo strumento permette di operare in molti modi differenti, quello più semplice ed in questo caso molto utile, è rappresentato da un resistore di valore variabile. Agendo sulla relativa manopola è possibile variarne il valore, diminuendolo fino al valore necessario a raggiungere la modalità CCM è possibile osservare che si attiva il comando dei Gate dei MOSFET relativi. Come per il trasformatore è necessario ricordare che gli elementi induttivi lavorano al doppio della frequenza di comando dei commutatori.

5 - Progetto

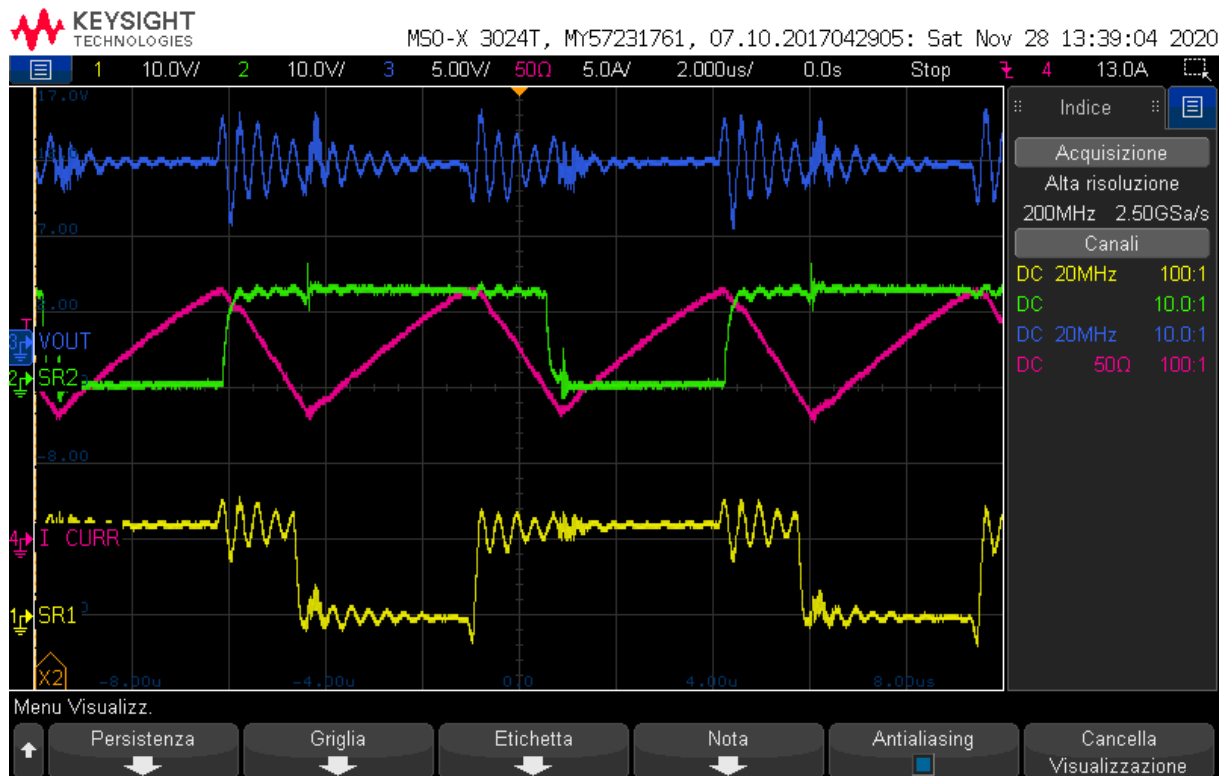


Figura 41 : Rettificazione sincrona

5.5 Sviluppo del prototipo

Il passo successivo alle analisi ed al design è lo sviluppo di un prototipo. In questa fase diventa necessario definire gli elementi che verranno utilizzati per completare la missione prescritta. Inoltre, vengono definite alcune caratteristiche più tipiche di un'ingegnerizzazione che di uno sviluppo di prototipo. Per la natura del progetto, esistono due sezioni distinte, una che vede in gioco basse correnti ed elementi integrati per il controllo ed una di potenza con componenti anche fisicamente più grossi e con necessità di dissipare notevoli quantità di energia. Queste caratteristiche possono essere in forte contrasto tra di loro, grandi correnti, per evitare eccessive cadute di tensione ed eccessivi aumenti di temperatura, necessitano di deposizioni di rame di elevato spessore. Componenti integrati quali i microcontrollori, per contenere gli spazi e per l'esiguo consumo di potenza, spesso sono distribuiti in involucri di tipo QFP o QFN Il passo dei pin definito dagli stessi, spesso non è compatibile con deposizioni metalliche di elevato spessore a causa di deformazioni meccaniche del circuito o impossibilità di realizzare i piani richiesti per il routing, ecc...

Per questa ragione e per motivi di spazio, il design di PIEVERDE è composto da due PCB distinti, interconnessi tra di loro da "baionette verticali" e vincolato meccanicamente da torrette esagonali di dimensioni opportune.

5 - Progetto

Ogni parametro per i componenti è stato definito in base a simulazioni circuitali, in modo da massimizzare l'efficienza. In base a tali simulazioni, che tuttavia non tengono conto di alcuni aspetti di ordine superiore, si stima un rendimento medio del 90 % per il convertitore Push-Pull ed un rendimento medio del 92 % per i convertitori full bridge. Nelle tabelle 3 e 4 sono riassunte le prestazioni in termine di efficienza, rispettivamente per il modulo Push-Pull e per un modulo full-bridge singolo.

Tabella 4: Curva di efficienza stimata per il Push-Pull

Vout, V	200	200	200	200	Vout, V	350	350	350	Vout, V	420	420	420
Io, A	0,1	0,5	1	2	Io, A	0,1	0,5	1,15	Io, A	0,1	0,5	0,95
Po, W	20	100	200	400	Po, W	35	175	400	Po, W	42	210	400
eff, %	90	91	90	89	eff, %	92	92	91	eff, %	92	93	92
Pdiss, W	2	9	20	44	Pdiss, W	3	14	36	Pdiss, W	3	15	32
Pcond/Pdiss, %	30	30	35	35	Pcond/Pdiss, %	25	25	30	Pcond/Pdiss, %	20	25	25
Pcomm/Pdiss, %	20	20	20	20	Pcomm/Pdiss, %	15	15	15	Pcomm/Pdiss, %	15	15	15
Pmagn/Pdiss, %	50	50	45	45	Pmagn/Pdiss, %	60	60	55	Pmagn/Pdiss, %	65	60	60

Tabella 5: Curva di efficienza per il PSFB

Vin, V	200	200	200	200	Vin, V	350	350	350	350	Vin, V	420	420	420	420
Io, A	5	20	35	50	Io, A	5	20	35	50	Io, A	5	20	35	50
Po, W	70	280	490	700	Po, W	70	280	490	700	Po, W	70	280	490	700
eff, %	93	93	92	91	eff, %	93	93	92	91	eff, %	93	92	92	91
Pdiss, W	5	20	39	63	Pdiss, W	5	20	39	63	Pdiss, W	5	22	39	63
Pcond/Pd	7	18	28	35	Pcond/Pd	3	12	23	25	Pcond/Pd	3	10	17	22
Pcomm/P	18	15	13	15	Pcomm/P	28	26	19	21	Pcomm/P	32	30	27	25
Pmagn/Pd	75	67	59	50	Pmagn/Pd	69	62	58	54	Pmagn/Pd	65	60	56	53

Per ragioni di sicurezza e a fronte di specifica richiesta cliente, si è definita la mappa messaggi, dove la VMU invia e riceve messaggi, suddivisi in:

- un messaggio di impostazioni per far lavorare il DC-DC nella maniera richiesta, contenente informazioni circa il valore di corrente da impostare e la direzione;
- un messaggio di stato generale, cioè informazioni circa la temperatura e le grandezze elettriche di esercizio;
- un messaggio dedicato alla diagnostica, contenente informazioni riguardo eventuali mal-funzionamenti.

5.5.1 Sviluppo schematico

Quando viene sviluppato un progetto in ambito automotive, è necessario che i suoi componenti rispondano a determinate caratteristiche. Alcune di queste sono profili di vibrazione, particolari tolleranze a livelli di tensione oppure, ancora, determinate finestre di temperatura di lavoro. A tale scopo esistono delle categorie distinte in cui è possibile individuare prodotti già certificati dal costruttore. Esistono categorie distinte per componenti attivi, circuiti integrati e per componenti passivi. AEC-Q101 distingue i componenti attivi (es. MOSFET),

5 - Progetto

AEC-Q100 distingue i circuiti integrati (es. MCU), mentre AEC-Q200 si riferisce a componenti passivi (resistori, condensatori, ecc). Inoltre, queste categorie, possono fare riferimento a gradi diversi che corrispondono a range di temperatura destinati ad ambienti differenti del veicolo.

Scheda di controllo

Come descritto precedentemente, l'architettura è divisa in due blocchi fisicamente distinti, anche per questa ragione, sono stati sviluppati due progetti separati che necessitano di accorgimenti differenti. La parte principale della scheda che definiremo "di controllo" è il microcontrollore, esso è protetto da un meccanismo di sicurezza che necessita di un watchdog per mantenere il sistema attivo. Quando viene rilevato traffico sulla rete CAN, un controller separato, fornisce i 5V al microcontrollore che interviene all'interno di una finestra temporale precisa e determina se la richiesta pervenuta è diretta al sistema di cui fa parte. Se viene rilevato del traffico che richiede al micro determinate operazioni allora, esso entra in stato normale e si occupa di fornire un segnale che manterrà attiva l'alimentazione necessaria a svolgere le operazioni e a coordinare il funzionamento generale del dispositivo. Questa ridondanza è tipica dei sistemi automotive complessi poiché per ragioni di sicurezza, qualora la MCU dovesse avere un comportamento inatteso e, per questa ragione non riuscisse più a fornire il segnale di wakeup, tutto il sistema verrebbe disattivato evitando problemi più gravi. Inoltre, i sistemi che devono operare direttamente connessi alla batteria servizi, detti nodi KL30, è necessario che si trovino per la maggior parte della loro vita, in uno stato di consumo estremamente basso. Questo meccanismo di interconnessione garantisce un consumo estremamente basso, dell'ordine di centinaia di μA , che preserverà la durata della batteria del mezzo.

Sulla scheda di controllo troviamo inoltre un sensore di temperatura, che servirà come riferimento ambiente, per determinare l'innalzamento termico dei vari moduli di potenza. Sempre sulla stessa scheda, troviamo i vari controller delle topologie scelte: tre controller UCC28950 per PSFB e un LM25037 per Push-Pull. Per permettere inoltre il funzionamento concorrenziale dei moduli da 700W possiamo trovare anche una sorgente di clock LTC6902. Un DAC a quattro differenti uscite avrà il compito di determinare il set point dei singoli moduli per soddisfare la richiesta ricevuta da una centralina esterna che comanderà l'erogazione della corrente. Infine, una EEPROM sarà utilizzata per contenere i dati di calibrazione necessari al corretto funzionamento del dispositivo. Quest'ultimo elemento è particolarmente utile soprattutto in un ambito di progetto di "ricerca", esso è spesso un costo difficilmente giustificabile in un progetto e per questa ragione rimpiazzato con stratagemmi più o meno efficaci. La scelta più comune è di riservare molta più "data flash" del necessario all'interno del microcontrollore e da lì utilizzare degli algoritmi che gestiscano le scritture in memoria in modo da massimizzarne la durata. In ambito automotive, è particolarmente importante il discorso di autodiagnosi di un dispositivo. È previsto quindi un meccanismo di salvataggio di errore e di un "contesto" che contiene informazioni al contorno spesso indispensabili per determinare la causa di un guasto. Inoltre, alcune informazioni potrebbero essere utili al momento della riaccensione del dispositivo stesso. Tutte queste strategie richiedono un determinato spazio in

5 - Progetto

memoria ed eventualmente una riscrivibilità elevata. Visto l'ambito in cui viene sviluppato questo progetto, si è scelto di risolvere il problema implementando la EEPROM 25LC1024.

Scheda di potenza

La scheda di potenza, risulta essere meno densa di componenti, tuttavia è la parte principale in cui si verifica la conversione di potenza. Il controller del PSFB UCC28950, all'interno della scheda tecnica, presenta anche i calcoli necessari a definire i componenti al contorno per realizzare l'architettura dell'evaluation board. Questa traccia è estremamente utile, il concetto principale che risulta essere indispensabile, in un design come il nostro, è quello di pensare al rendimento che si intende raggiungere. Il dimensionamento d'esempio parte proprio da quello che viene definito "power budget" ossia, quanto ci si può permettere come potenza "persa" e a partire da ripartizioni più o meno ragionevoli, spesso dettate dall'esperienza, quanta dedicare a ogni componente sensibile tra quelli visti nei capitoli precedenti.

$$P_{BUDGET} = P_{OUT} \cdot \left(\frac{1 - \eta}{\eta} \right)$$

Un discorso differente, più conservativo, si applica invece ai componenti che compongono il Push-Pull, come già accennato in precedenza.

Sulla scheda di potenza troviamo un blocco relè come sicurezza aggiuntiva, da richiesta cliente, per il flusso di potenza in direzione della batteria servizi. Questa separazione avviene sul lato del connettore alta tensione, dal momento che il comando viene operato lato LV è necessario garantire anche un layout con isolamento adeguato. Successivamente possiamo trovare tutti i componenti attivi che compongono i tre moduli PSFB, i MOSFET del ponte con i relativi driver e zener a protezione delle V_{GS} . Le V_{GS} necessarie per il pilotaggio sono intorno ai 15V in modo da garantire una buona accensione in regione di triodo, la stessa in cui viene definita la R_{DS_ON} , senza che però venga danneggiato l'ossido di gate a causa di un campo eccessivo. Un problema non banale è rappresentato dal pilotaggio dei gate dell'high side (MOSFET connessi al potenziale di alimentazione all'interno di un'architettura a ponte). Generalmente, per tensioni di alimentazione dell'ordine delle decine di Volt, si usufruisce di circuiti innalzatori di tensione. Il più comune è la pompa di carica di Dickson, che sfrutta il principio delle capacità commutate per fornire tensioni multiple a quelle della sorgente, lo stesso principio è sfruttato anche dal circuito di Bootstrap. Le alternative precedenti sono tuttavia inapplicabili per le tensioni che troveremo nel nostro progetto. A causa delle perdite di questi circuiti e delle grandi dimensioni che i componenti degli stessi dovrebbero avere per garantire gli isolamenti necessari. La soluzione viene suggerita anche dal design di esempio di Texas Instruments, ossia la rettificazione del pilotaggio tramite trasformatori riferiti ai potenziali di Source, in modo che sia sufficiente un rapporto 1:1 e che venga anche garantito l'isolamento galvanico con gli elementi di potenza. Le failure mode dei MOSFET sono genericamente dei cortocircuiti che possono estendersi anche ai terminali di GATE, con questo metodo viene scongiurata la possibilità di un cammino diretto verso i terminali a bassa tensione, accessibili anche a personale non qualificato. Sempre legati a questi moduli troviamo l'induttore di Shim

5 - Progetto

e i trasformatori di current-sense e quello di trasformazione di potenza. Quest'ultimo è stato prodotto con la tecnologia già presentata in precedenza, di tipo planare e realizzato su misura per rispettare le specifiche di questo progetto, la realizzazione è stata commissionata a "Payton-Planar". Infine, troviamo l'induttore di uscita e i MOS necessari a realizzare la rettificazione sincrona. Questi ultimi sono duplicati in configurazione parallela, a causa degli elevati livelli di potenza. Per mantenere il fattore di forma per ragioni meccaniche rimanendo quindi su soluzioni in TO220, invece di scegliere componenti in formati come il TO247, i quali avrebbero garantito maggiori densità di potenza.

Per quanto riguarda la parte relativa al converter Push-Pull, il pilotaggio dei gate degli elementi commutatori risulta meno critico e viene effettuato da un comune gate-driver poiché le tensioni tra i terminali di Drain e Source sono quelle della batteria servizi ed i Source dei MOSFET si trovano al potenziale di riferimento di 0 V. Anche il trasformatore, diversamente dal precedente, risulta essere meno critico e per questa ragione è stato scelto un modello commerciale comune, semplicemente reperibile da un distributore come Mouser. L'elemento importante di questo convertitore è rappresentato dall'elevatissima efficienza dei rettificatori. Il ponte di Graetz è realizzato con i dispositivi della tipologia descritta nei capitoli precedenti, ossia in tecnologia SiC, che garantisce la possibilità di raggiungere tensioni dirette estremamente basse e tensioni inverse di isolamento altissime. Il modello C4D05120A garantisce una tensione inversa fino a 1200 V ed una diretta di 3 V nel caso peggiore in un ambiente a 175 °C. L'utilizzo di componenti così performanti, è ciò che ha reso il design di questo convertitore meno complesso rispetto ai corrispettivi per il percorso HV-LV. Senza queste prestazioni sarebbe stato necessario valutare accorgimenti differenti, che avrebbero notevolmente complicato il dimensionamento del sistema. Infine, come per i blocchi precedenti, troviamo l'induttore di filtro per l'uscita.

Per ragioni di sicurezza, accanto ad ogni modulo, per entrambi i flussi di potenza, è stato inserito un sensore di temperatura che, in relazione a quello di riferimento sulla scheda di controllo, serve a determinare una possibile criticità e operare di conseguenza. Una strategia di esempio è rappresentata, in relazione alla richiesta di potenza da parte della centralina Master, dalla disattivazione progressiva di uno dei tre moduli in favore di uno che si possa definire più "fresco" ossia a temperatura minore. In questo frangente, è possibile apprezzare un ulteriore vantaggio della realizzazione di convertitori di tipo modulare, che in questo caso possono aumentare il tempo di vita dell'intero sistema.

Come dettaglio finale, è stato realizzato un piccolo convertitore di tipo Flyback per fornire i 5V per comandare un DAC che piloti un foto-accoppiatore.

5.5.2 Sviluppo BRD

Come già accennato, il progetto è composto da due unità distinte, e la scelta è dovuta alle diverse esigenze costruttive.

5 - Progetto

Il layout del progetto è stato sviluppato da un consulente esterno per ragioni di sicurezza e confidenza sulle possibili criticità di eventuali isolamenti.

Progettare un circuito stampato è materia più complessa del semplice piazzamento dei componenti. Nello sviluppo esistono delle precise regole per scongiurare eventuali malfunzionamenti, siano essi termici, capacitivi, di compatibilità elettromagnetica, ecc...

Proveremo ad accennare alcune nozioni di base. Esistono regole specifiche che stabiliscono delle distanze da mantenere tra le linee di alimentazione, queste sono relative a possibili fenomeni di elettromigrazione. Esistono inoltre regole relative all'impedenza, nel caso di trasporto di segnali ad alta frequenza, dove per alta frequenza si intendono sistemi superiori al MHz, comincia a diventare importante rispettare requisiti di identica lunghezza per evitare fenomeni di riflessione. Chiaramente, il requisito è da intendersi valido per linee di tipo differenziale come può essere ad esempio il CAN. Altri requisiti possono essere dettati da questioni termiche, in design più permissivi in materia di spazio è possibile selezionare componenti con packages a foro passante, i quali permettono agevolmente di montare dissipatori di calore a conduzione. Questo concetto necessita di essere rivisitato per i circuiti a montaggio superficiale, in questo caso, per permettere la dissipazione per conduzione, è necessario progettare opportunamente l'area di rame su cui il componente dovrà trasferire il calore in eccesso. In alternativa, per potenze inferiori o qualora l'area non fosse sufficiente, esistono dissipatori per convezione.

Altri parametri, che hanno un notevole impatto nel processo di progettazione del circuito stampato, sono le deposizioni di rame, il numero di strati "layer" ed il materiale di base su cui verrà realizzato il circuito. Il materiale più comune ha la sigla FR4, il numero di strati nel nostro progetto corrisponde a quattro, generalmente è un numero di partenza standard. In generale viene deciso uno strato "TOP" in cui andranno collocati la maggior parte dei componenti. Su questo strato si utilizzano spesso serigrafie con nomi di componenti e o indicazioni specifiche, informazioni invece omesse sul lato "BOTTOM". Quest'ultimo aiuterà la fase di piazzamento fornendo un'area sulla quale far passare le piste e potrà ospitare alcuni componenti. Infine, si usano due "INNER" layer (che significa letteralmente strato interno), poiché il loro numero dipende da esigenze specifiche non sono definiti con caratteristiche precise a priori. Essi si usano per portare le alimentazioni ossia, un layer è sempre quello del potenziale di riferimento. L'utilizzo di aree ampie nella deposizione di rame permette di trasportare le connessioni con il percorso minimo ai componenti che le necessitano. Inoltre, la grande area aiuta a scongiurare effetti di "Ground-Bounce". In caso di assorbimenti impulsivi di corrente, le linee di alimentazione possono comportarsi come degli induttori, causando spostamenti nei livelli di tensione. Per capire questo fenomeno possiamo aiutarci con un esempio limite: consideriamo due componenti che comunicano tramite un canale, che nel nostro caso potrebbe essere l'SPI, se le linee di massa di ricevitore e trasmettitore fossero connesse tramite piste distanti e molto lunghe, l'assorbimento di corrente impulsiva da parte di un dispositivo in prossimità di uno dei due riferimenti, potrebbe portare una differenza tra i due potenziali a valori di alcuni Volt. In questo caso si potrebbe addirittura percepire uno zero trasmesso come un uno ricevuto, corrompendo quindi l'informazione di partenza. L'ultimo parametro citato ri-

5 - Progetto

guarda lo spessore della deposizione di rame, per schede definibili di “controllo” è consigliabile utilizzare delle deposizioni di $35\mu\text{m}$. Queste garantiscono di poter collegare la maggior parte dei package comuni anche se ad alta densità, rispettando comunque delle distanze di sicurezza tra interconnessioni adiacenti. Per progetti con alta densità di corrente, è preferibile scegliere deposizioni maggiori che garantiscano una minore caduta di tensione a parità di area occupata. Nel nostro caso si è scelta la deposizione a $70\mu\text{m}$ per la scheda di potenza, questa deposizione non permette di connettere package ad alta densità, inoltre, dato lo spessore maggiore, risulta più complesso realizzare un numero di strati superiori a due.

Un elemento caratteristico ed interessante di questo progetto è l'utilizzo di connettori di tipo “Press-Fit”, che presentano una connessione a pressione appunto. Diversamente ad una a saldatura più comune, questa garantisce una minore caduta di tensione a parità di corrente trasportata. Data l'elevata corrente che risulta necessario trasportare in uscita dal convertitore DC-DC, maggiore di 150 A nel caso di massima richiesta di potenza, le connessioni scheda connettore sono realizzate con bandelle di rame che sono state realizzate specificamente per questo progetto. L'esigenza nasce dal fatto che, un cavo di una sezione opportuna, sarebbe stato molto ingombrante e di difficile interconnessione, ad esempio tramite appositi capicorda. In Figura 42 possiamo osservare le interconnessioni tramite “Press-Fit” ed un fusibile per interrompere il flusso di corrente in caso di guasto.

Va inoltre considerato che, all'interno di un progetto che non necessita di ingegnerizzazione, alcuni accorgimenti possono essere trascurati. In questo caso sono stati comunque inseriti dei segni distintivi chiamati “Fiducial Marker” essi possono essere globali o locali. Questi marker sono fondamentali nella fase di assemblaggio e sono necessari per i macchinari. Quelli di tipo globale servono per orientare il circuito stampato mentre i secondi sono aggiunti in prossimità di componenti con packages ad alta densità di connessioni, questo per scongiurare eventuali errori di saldatura dovuti alle tolleranze.

5 - Progetto

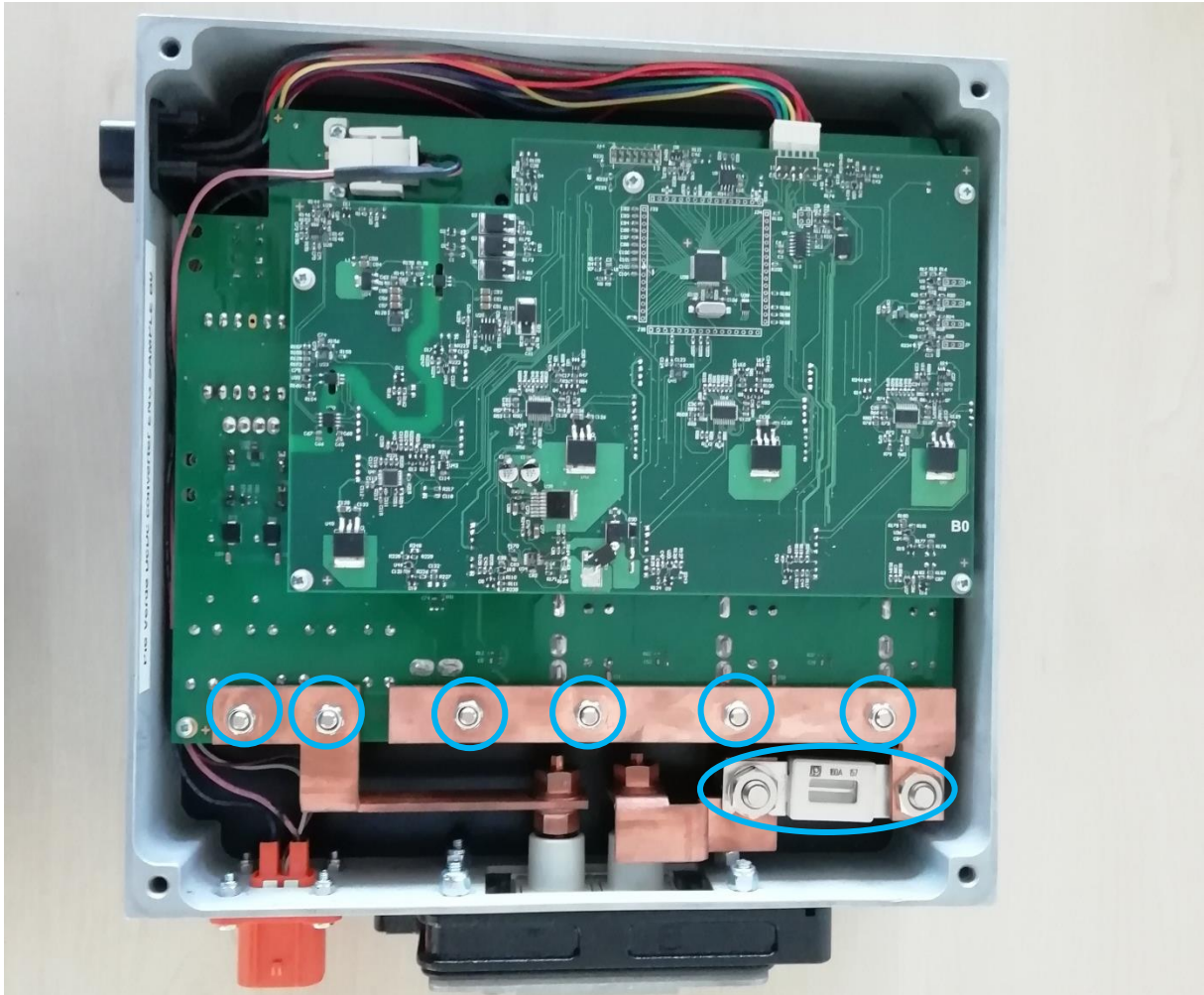


Figura 42: DC-DC converter, vista interna

Infine, per quanto riguarda la progettazione meccanica, si è sviluppato il contenitore metallico di modo che, da un lato si mantengano dimensioni e massa totale entro i valori indicati, e dall'altro lato si garantisca semplicità di collegamento ai connettori e utilizzi un solo dissipatore passivo. In **Errore. L'origine riferimento non è stata trovata.** Figura 43 è indicato il progetto 3D del contenitore.

5 - Progetto

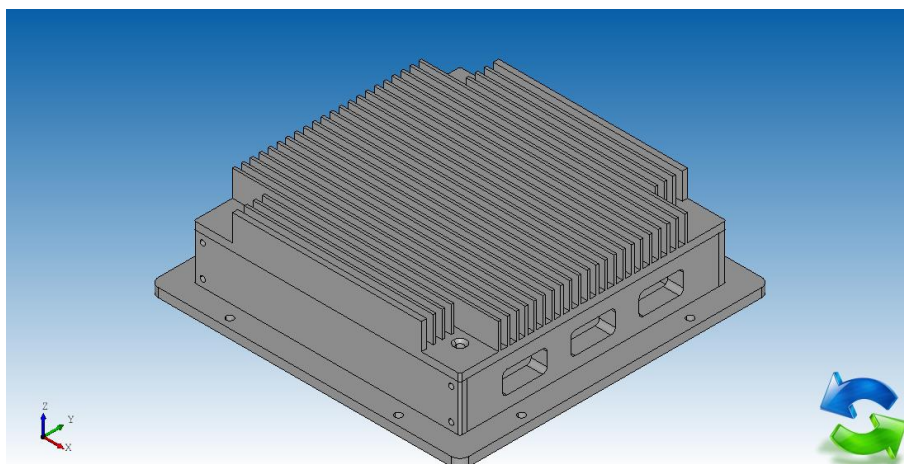


Figura 43: Progetto meccanico

Lo sviluppo del PCB è stato eseguito massimizzando l'accoppiamento con il dissipatore di calore.

5.6 Risultati

La fase finale del progetto è stata piuttosto caotica, a causa di ritardi nelle consegne, a strumentazioni disponibili per brevi tempi e ad un errore nel montaggio di alcune componenti del circuito. Questi inconvenienti hanno dettato un limitato periodo di test, nonostante tutto è stato comunque possibile caratterizzare il singolo modulo PSFB e quello Push-Pull.

In Figura 44 uno dei setup dei test di caratterizzazione: per le diverse fasi sono stati utilizzati 4 multimetri da banco, due carichi elettronici (bassa tensione / alta tensione) due alimentatori (bassa tensione / alta tensione) Oscilloscopio ed una teca di protezione contro shock elettrici.

5 - Progetto

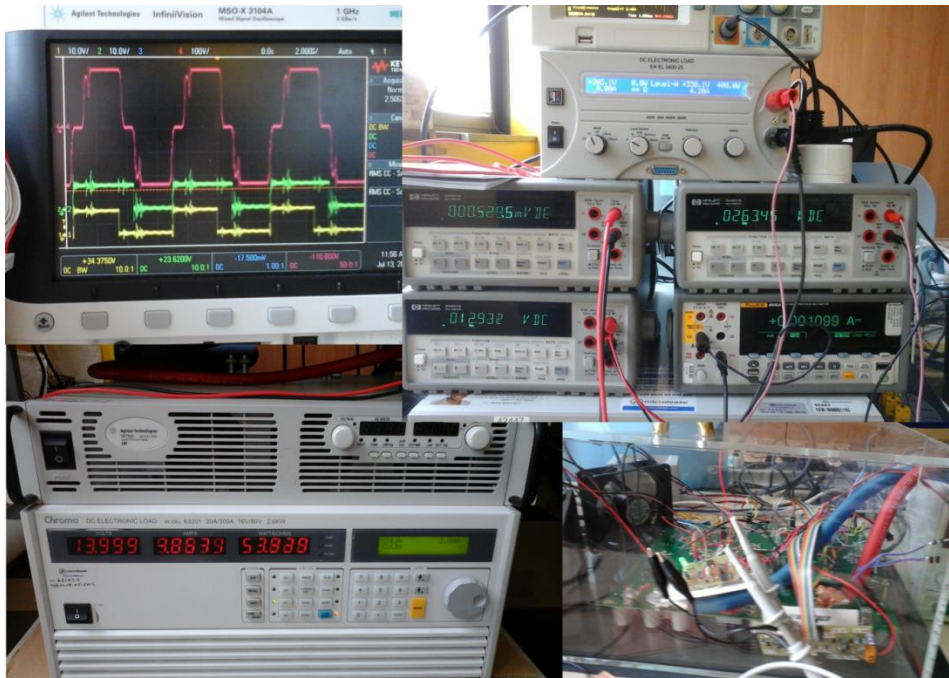


Figura 44: Collezione immagini setup

Malgrado il setup e le rilavorazioni manuali sulla scheda, i risultati ottenuti sono stati incoraggianti. In Figura 45 possiamo osservare la curva di rendimento del singolo modulo ZVSPSFB, ottenuta facendolo operare a correnti prestabilite in funzione di differenti tensioni di alimentazione. Le correnti indicate sono quelle che vengono fatte scorrere in un carico, la possibilità di operare così agevolmente è stata ottenuta grazie ad un carico elettronico. Sempre considerando il modulo ZVSPSFB è stato ottenuto un secondo grafico, rappresentato in Figura 46 in cui il rendimento viene espresso in funzione della potenza richiesta dal modulo stesso. In questo secondo grafico è più semplice notare che il rendimento è massimizzato per il regime di funzionamento intorno ai 270V.

5 - Progetto

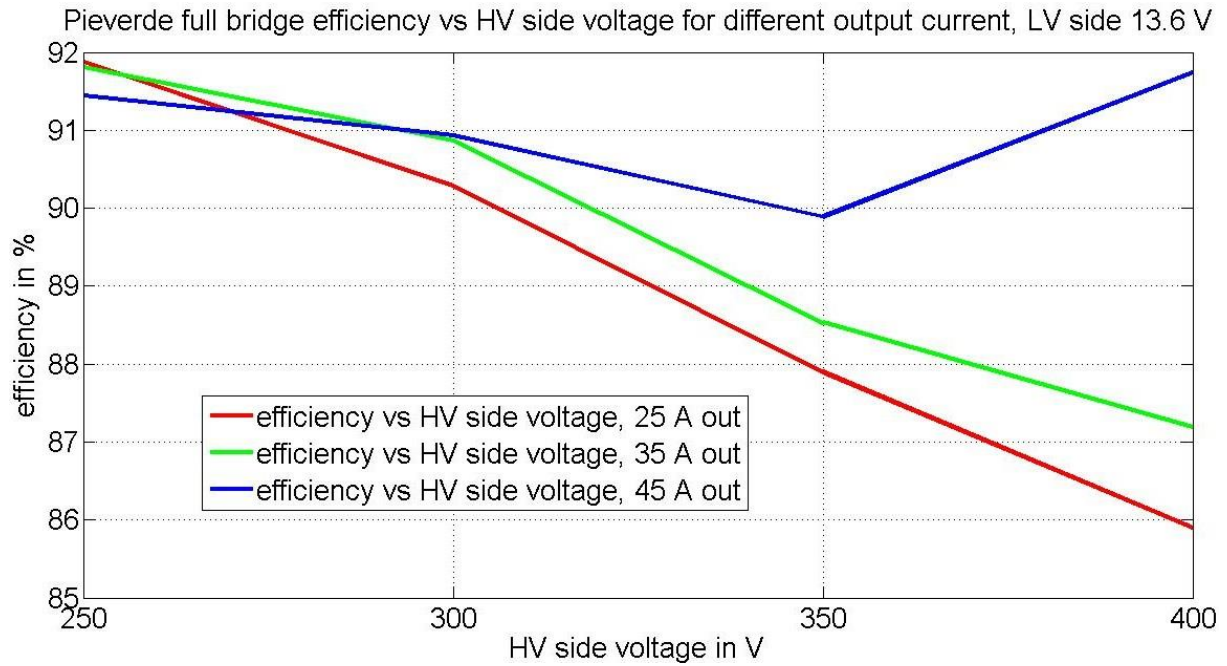


Figura 45: Curva di rendimento del modulo PSFB in funzione della tensione

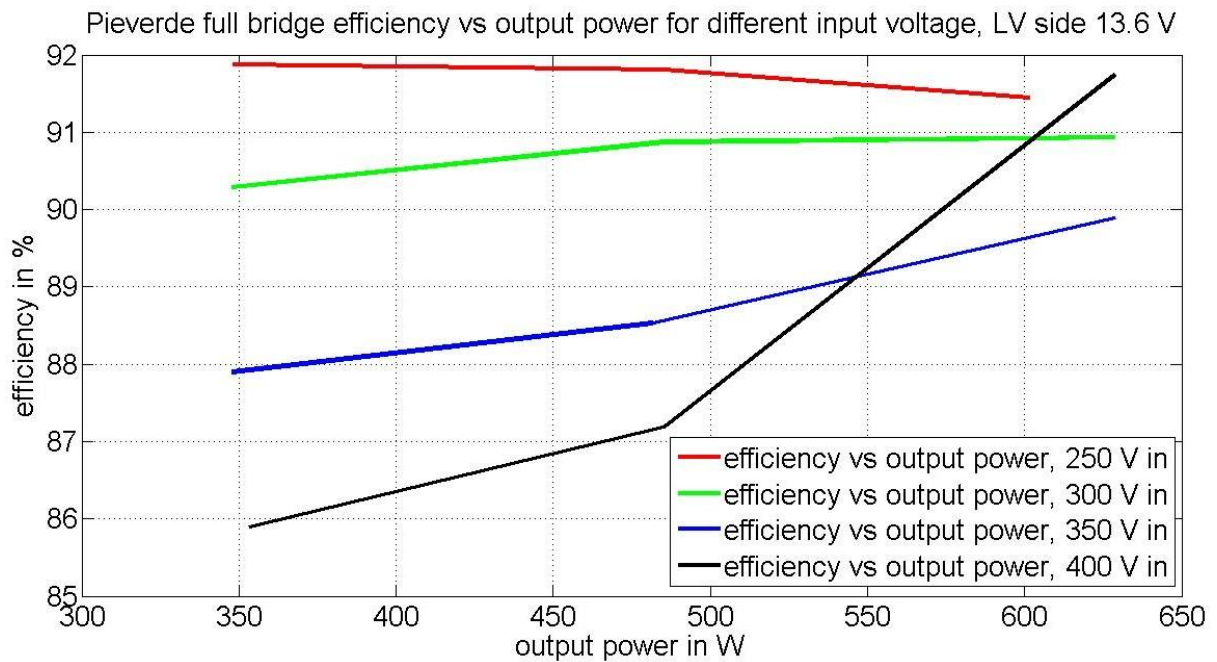


Figura 46: Curva di rendimento del modulo PSFB in funzione della potenza richiesta

La stessa procedura è stata eseguita per il modulo Push-Pull, in Figura 47 è rappresentata la curva di rendimento in funzione della potenza.

5 - Progetto

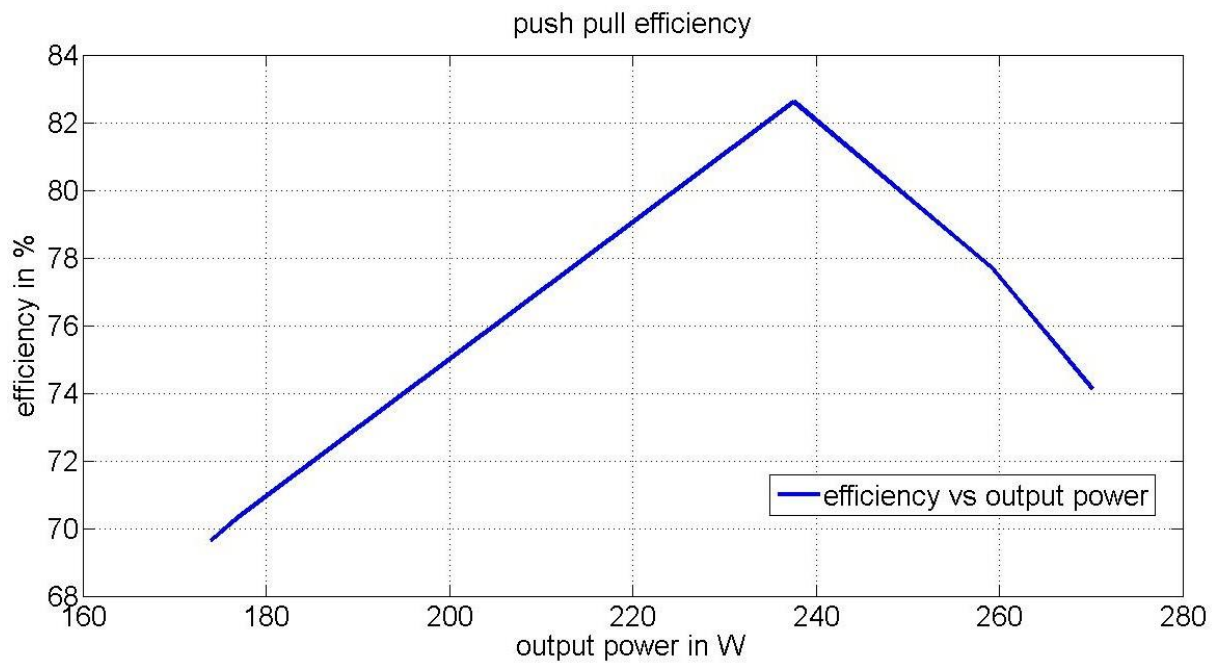


Figura 47: Curva di rendimento del modulo Push-Pull

Come descritto nell'intero elaborato, è possibile apprezzare un rendimento decisamente inferiore rispetto al modulo PSFB, inoltre il picco si ha verso un regime di carico medio, che rende questo modulo ideale per trasferimenti di potenza ausiliari. Questo risultato è così diverso principalmente a causa del modello commerciale di trasformatore ed a scelte topologiche che non prevedono soluzioni di rettificazione sincrona.

6 Conclusioni e futuri miglioramenti

Il progetto è stato interrotto per mancanza di risorse, i risultati ottenuti, seppur incoraggianti non lasciavano intravedere l'effettivo lavoro necessario per completare un dispositivo che potesse soddisfare la completa funzionalità. Inoltre, sarebbe stato necessario valutarne una eventuale ingegnerizzazione, che, al momento in cui il progetto si è interrotto, non era possibile intraprendere. Negli anni è stata acquisita una maggiore esperienza, il parco di strumenti a disposizione e le risorse, di qualsiasi tipo, si sono incrementate. Questo fattore, unito alla sempre crescente domanda in materia di movimentazione elettrica e degli scenari anche più vari, sui quali ci si può avventurare, ha reso il progetto più appetibile. Per questa ragione si prevede, in un prossimo futuro, di ripartire da questo progetto per la realizzazione di convertitori. Personalmente, questo elaborato mi ha dato la possibilità di immergermi nuovamente nel lavoro intrapreso anni fa, approcciandomi con un'esperienza ed una maturità maggiori. Questi mi hanno portato a pormi domande più precise su quali potessero essere stati i problemi riscontrati durante l'analisi dei malfunzionamenti rilevati. Il progetto stesso e la stesura di questo elaborato hanno contribuito alla mia crescita professionale, permettendomi di esaminare un contesto, quello dei convertitori ad alta tensione, che risulta particolarmente interessante e stimolante. La sinergia con i colleghi ed il referente tecnico sono durati per anni, permettendo un ambiente lavorativo efficace e propositivo. Questo progetto, in conclusione, è stato decisamente positivo come esperienza sia lavorativa che personale.

7 Bibliografia

- [1] 7.1.1.1.1.1.1.1 K. M.K., *Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters*, Wiley, 2008.
- [2] K. M. K. Bellur Dakshina M., «DC-DC converters for electric vehicle applications,» in *2007 Electrical Insulation Conference and Electrical Manufacturing Expo*, Nashville, TN, USA , 2007.
- [3] L. e. al., «A Natural ZVS Medium-Power Bidirectional DC-DC Converter With Minimum Number of Devices,» *IEEE Tran. Industry Applications*, pp. 525-535, Aprile 2003.
- [4] Z. W. a. H. L. L. Wang, «Asymmetrical Duty Cycle Control and Decoupled Power Flow Design of a Three-port Bidirectional DC-DC Converter for Fuel Cell Vehicle Application,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, Febbraio 2012.
- [5] K. e. al., «A comparative evaluation of isolated bi-directional DC/DC converters with wide input and output voltage range,» *Proc.40th Industry Applications Conf.*, pp. 599-606, Ottobre 2005.
- [6] R. e. al., «A novel control principle of bi-directional DC-DC power conversion,» *Proc. IEEE 25th Applied Power Electronics Specialist Conf.*, pp. 978-984, 22-27 giugno 1997.
- [7] B. Gautam, «A comparison of soft-switched DC-to-DC converters for electrolyser application,» *Proc. India Int Conf. Power Electronics,* 2006.
- [8] K. Krismer, «Efficiency-optimized high-current dual active bridge converter for automotive applications,» *IEEE Tran. Industrial Electronics*, pp. 2745-2760, Luglio 2012.
- [9] P. e. al., «Analysis and design considerations of a load and line independent zero voltage switching full bridge DC/DC converter topology,» *IEEE Tran. Power Electronics*, Settembre 2002.
- [10] H. K. C. J. a. D. H. B. Kim, «A digital controlled DC-DC converter for electric vehicle applications,» in *Proc. Electrical Insulation Conf.*, 22-24 Ottobre 2007.
- [11] D. e. al., «An efficient soft switched DC-DC converter for electric vehicles,» *Proc. 28th IEEE Applied Power Electronics Conf.*, pp. 1798-1803, 17-21 Marzo 2013.
- [12] Mappus, *Current-doubler rectifier reduces ripple current*, T. Instruments, A cura di, Settembre 2004.
- [13] Dixon, «Design planar magnetic,» in *Texas Instruments Seminar*, 2013 Dicembre.

7 - Bibliografia

- [14] Mappus, *Control Driven Synchronous Rectifiers In Phase Shifted Full Bridge Converters*, T. Instruments, A cura di, 2003.
- [15] Balogh, *The Current-Doubler Rectifier: An Alternative Rectification*, vol. Design Note N63, U. T. Instruments, A cura di, 1999.
- [16] M. M.Zehendner, *Power Topologies Handbook*, Texas Instruments.
- [17] P. K. Xu, «Multi-phase DC-DC converter with Bi-directional power flow ability for distributed generation system,» in *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conf.*, 2008.
- [18] B. F. Zhang, «Theoretical design of compact multi-phase interleaved buck DC-DC converter for automotive power applications,» in *Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, 20-22 Giugno 2012.
- [19] L. S. Czogalla, «Automotive application of multi-phase coupled-inductor DC-DC converter,» in *Proc. Industry Applications Conference, 38th IAS Annual Meeting*, 12-16 Ottobre 2003.
- [20] A. D. D. Jacobs, «Multi-Phase Series Resonant DC-to-DC Converters: Stationary Investigations,» in *Proc. IEEE 36th Power Electronics Specialist Conf.*, 16 Giugno 2005.
- [21] k. Waffler, «Efficiency optimization of an automotive multi-phase bi-directional DC-DC converter,» in *Proc. IEEE 6th Power Electronics and Motion Control Conf.*, 17-20 Maggio 2009.
- [22] B. K. Waffler, «Output ripple reduction of an automotive multi-phase bi-directional dc-dc converter,» in *Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Expo*, 20-24 Settembre 2009.
- [23] Z. d. C. C. Garcia, «Automotive DC-DC bidirectional converter made with many interleaved buck stages,» *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 21, n. 3, pp. 578-586, 2006.
- [24] C. Yoon, «Multi-Phase DC-DC converters using a boost half bridge cell for high voltage and high power applications,» in *Proc. IEEE 6th Power Electronics and Motion Conf.*, 17-20 Maggio 2009.
- [25] P. H. Ni, «A high power, current sensorless, bi-directional, 16-phase interleaved, DC-DC converter for hybrid vehicle application,» in *Proc. Energy Conversion Congress and Expo.*, 12-16 Settembre 2010.
- [26] Stevens, *Synchronizing Three or More UCC28950 Phase-Shifted, Full-Bridge Controllers*, Texas Instruments, Settembre 2011.
- [27] P. Georgilakis, *Spotlight on modern transformer design*, London: Springer-Verlag, 2009.

7 - Bibliografia

- [28] C. W. T. McLyman, *Transformer and inductor design handbook*, CRC Press, Marzo 2004.
- [29] L. N. H. Z. D. Ferrell, «The role of parasitic inductance in high-power planar transformer design and converter integration,» in *Proc. IEEE 19th Applied Power Electronics Conf.*, 2004.
- [30] T. A. Ouyan, «Optimal Design and Tradeoff Analysis of Planar Transformer in High-Power DC–DC Converters,» in *IEEE Tran. Industrial Electronics*, Luglio 2012.
- [31] R. Selders, *Synchronous rectification in high-performance power converter design*, Texas Instruments.
- [32] A. Inoue, «A Bi-Directional Isolated DC/DC Converter as a Core Circuit of the Next-Generation Medium-Voltage Power Conversion System,» in *Proc. IEEE 37th Power Electronics Specialist Conf.*, 18-22 Giugno 2006.
- [33] F. W. S. Willander, «Silicon carbide and diamond for high temperature,» *Journal of Materials Science: Materials In Electronics*, vol. 17, pp. 1-25, 2006.
- [34] I. e. al., «Experimental validation of newly fabricated normally-on GaN high-electron-mobility transistor,» in *Proc. IEEE Energy Conversion Congress*, 15-19 Settembre 2013.
- [35] *SiC power devices and modules*, Rohm Semiconductor, 2013.
- [36] F. e. al., «A study on SiC devices in synchronous rectification of DC-DC converter,» in *Proc. IEEE 22nd Applied Power Electronics Conf.*, 2007.
- [37] A. e. al., «Bi-Directional Isolated DC-DC Converter for Next-Generation Power Distribution - Comparison of Converters using Si and SiC Devices,» in *Power Conversion Conf.*, 2-5 Aprile 2007.
- [38] H. e. al., «Efficiency comparison of SiC and Si-based bidirectional DC-DC converters,» in *Proc. IEEE Transportation Electrification Conf.*, 16-19 Giugno 2013.
- [39] R. e. al., «High temperature operation of a DC-DC power converter utilizing SiC power devices,» in *Proc. IEEE 20th Applied Power Electronics Conf. vol1*, 6-10 Marzo 2005.
- [40] *Gallium Nitride (GaN) Versus Silicon Carbide (SiC) in the high frequency (RF) and power switching applications*, Microsemi.
- [41] Hayashi, «Power density design of SiC and GaN DC-DC converters for 380 V DC distribution system based on series-parallel circuit topology,» in *Proc. IEEE 28th Applied Power Electronics Conf.*, 17-21 Marzo 2013.

7 - Bibliografia

- [42] W. K. Emadi, «Power electronics intensive solutions for advanced electric, hybrid electric, and fuel cell vehicular power systems,» in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 3, Maggio 2006.
- [43] V. G. K. Graf, «Intelligent power semiconductors for future automotive electrical systems,» in *Proc. 17th Meeting ElektronikimKraftfahrzeug*, Giugno 1997.
- [44] G. Lakkas, *MOSFET power losses and how they affect power-supply efficiency*, Texas Instruments, 2016.
- [45] Texas Instruments, «AN-1197 Selecting Inductors for Buck Converters,» 2001 - Revised 2013.
- [46] M. Hirz, «An approach supporting integrated modeling and design of complex,» 2018.
- [47] Microchip, *Overview and Use of the PICmicro Serial Peripheral Interface*, p. 46.
- [48] P. Dhaker, *Introduction to SPI Interface*, 2018.
- [49] J. M. I. Steve Blozis, «I2C Bus Overview,» in *DesignCon*, 2003.
- [50] K. & T. M. & N. L. Johansson, «Vehicle Applications of Controller Area Network,» 2005.
- [51] I. Simma Software, *Understanding SAE J1939*.
- [52] esd-electronics-usa, *SAE J1939 serial control and communications vehicle network*.
- [53] S. Corrigan, «Introductionto the ControllerAreaNetwork(CAN),» Texas instruments , 2002.
- [54] *PHASE SHIFTED FULL BRIDGE, ZERO VOLTAGE TRANSITION DESIGN CONSIDERATION*, Texas Instruments, Agosto 2011.
- [55] M. e. al., «A High Frequency-Link Secondary-Side Phase Shifted Full-Range Soft-Switching PWM DC-DC Converters With ZCS Active Rectifier for EV Battery Chargers,» *IEEE Tran. Power Electronics*, pp. 5758-5773, Dicembre 2013.
- [56] C. e. al., «Fully soft-switched bidirectional resonant dc-dc converter with a new CLLC tank,» *Proc. IEEE 25th Applied Power Electronics Conf.*, pp. 1238-1242, 21- 25 Febbraio 2010.