POLITECNICO DI TORINO

Dipartimento di Elettronica e Telecomunicazioni

Laurea Magistrale in Ingegneria Elettronica

Tesi di Laurea

Convertitore Ausiliario per Veicoli Full Electric

Relatore

Prof. Franco Fiori

Candidato

Riccardo Pirrello

Indice

Sommario **ii**

Sommario **iii**

1 Convertitori DC-DC **1**

1.1 Introduzione 1

1.2 Convertitore Buck 4

1.3 Convertitore Boost 7

1.4 Convertitore Buck-Boost 10

1.5 I convertitori bidirezionali 13

1.5.1 Convertitori non isolati 13

1.5.2 Convertitori isolati 16

1.6 DUAL ACTIVE BRIDGE CONVERTER 18

1.6.1 Steady-State analisi 18

1.6.2 Tensione di uscita 24

1.6.3 Potenza in uscita 25

1.6.4 Ripple di tensione 26

1.6.5 Soft switching 28

1.7 Trasformatore 34

2 Progetto del Convertitore **39**

2.1 Design Convertitore ausiliario da 1500W 40

2.2 Convertitore con 4 moduli 43

2.3 Scelta componenti 46

2.3.1 Power Switch 46

2.3.2 Condensatori 49
2.3.3 Trasformatore 53
2.3.4 Induttore 54

3 Simulazioni **56**
3.1 Simulazione convertitore 1500 W 57
3.2 Simulazione convertitore con 4 moduli in parallelo 61
3.3 Simulazione in Boost mode 65

4 Anello di Controllore **67**
4.1 Modello Dinamico 67
4.2 Progetto Controllore 72

5 Conclusioni **77**

Sommario

Al giorno d'oggi la nostra società basa il trasporto di merci e persone sull'utilizzo di veicoli a combustione interna, che dal dopoguerra, hanno dominato l'industrializzazione e lo sviluppo della società contemporanea.
Le riserve limitate di petrolio e le problematiche derivanti dalla propria combustione, quali l'inquinamento dell'aria e l'emissione di CO_2, hanno accentrato il problema nel trovare una soluzione sostenibile per il trasporto.
Processi sempre più efficienti nella produzione di energia, derivante da fonti rinnovabili, hanno spinto il settore automotive verso la mobilità sostenibile.
L'elettrificazione dei veicoli permette di ovviare le problematiche derivanti dall'utilizzo di veicoli a combustione interna.
Lo sviluppo dei veicoli a propulsione elettrica ha cambiato radicalmente l'architettura delle auto convenzionali; infatti, i classici componenti quali la fusoliera del combustibile, l'alternatore ed il motore endotermico sono stati rimpiazzati da: pacco batteria, convertitori DC-DC, inverter, motore elettrico.
L'interesse del settore automobilistico per la mobilità elettrica è stato possibile con lo sviluppo di semiconduttori in grado di sopportare tensione e correnti elevate.
Un ruolo fondamentale nella powerunit di un veicolo ibrido (HEV) o completamente elettrico (EV) è svolto dai convertitori di potenza che permettono di controllare e di adattare i flussi di potenza elettrica necessari per il corretto funzionamento di un veicolo.

CAPITOLO 1

Convertitori DC-DC

1.1 Introduzione

I problemi derivanti dall'uso delle automobili a combustione interna, quali l'inquinamento e la diminuzione delle risorse petrolifere, hanno spinto i produttori di auto a trovare una soluzione sostenibile per il trasporto di persone e cose.
I veicoli full electric (EV) o ibridi (HEV) sono stati proposti per sostituire le convenzionali autovetture.
La sostituzione dei motori a combustione interna con i motori elettrici permette di migliorare le prestazione dell'auto, quali: l'aumento dell'efficienza del propulsore elettrico, la riduzione del peso e del volume occupato. Inoltre, si ha una totale indipendenza dai combustibili fossili.
Oltre al motore elettrico, l'architettura del powertrain di un veicolo elettrificato comprende l'utilizzo di una sorgente ad alta densità energetica, tale da fornire in modo continuo l'energia richiesta per la propulsione elettrica.
Quest'ultima viene realizzata attraverso un pacco batteria ad alta tensione ($300V$) implementato con delle celle agli ioni di litio.
Per fornire la giusta potenza al propulsore elettrico e alimentare correttamente i vari carichi elettrici è indispensabile inserire nella grid di un EV o HEV i convertitori di potenza.
Poiché i motori principalmente utilizzati sono ad induzione o a magneti permanenti, è necessario l'utilizzo degli inverter tra il pacco batteria a tensione costante e il motore

elettrico per il controllo della velocità di rotazione e della coppia da fornire.

Oltre all'inverter, bisogna inserire nell'impianto di propulsione elettrico dei convertitori DC-DC.
Spesso vengono utilizzati due convertitori statici: uno è utilizzato per fissare la tensione ai terminali d'ingresso dell'inverter, mentre il secondo, definito convertitore ausiliario - che sarà realizzato nella seguente tesi - ha la funzione di sostituire l'alternatore utilizzato nelle convenzionali auto a combustione interna.
Il convertitore ausiliario viene utilizzato per trasformare l'alta tensione del pacco batteria in bassa tensione, in modo da caricare la batteria ausiliaria da 12V o alimentare i vari carichi elettrici a bassa tensione, che richiedono una potenza nominale di $1500W$.

In figura 1.1 è possibile osservare il layout della power train di un veicolo full electric.

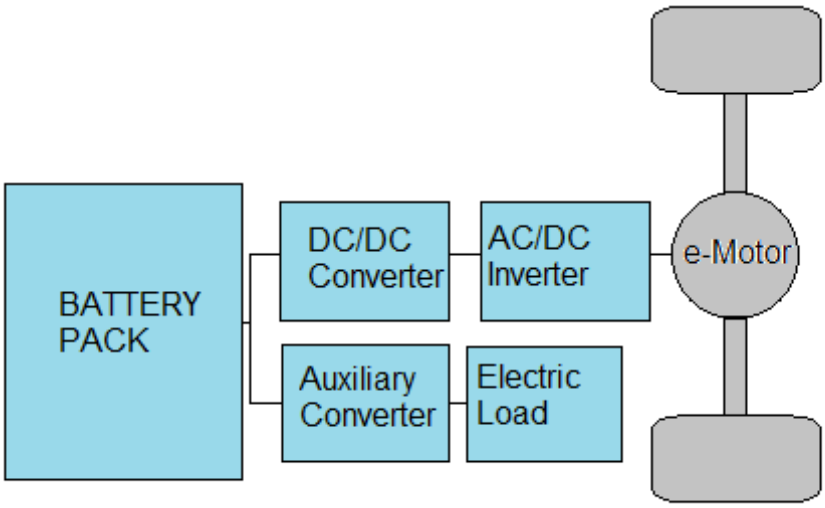

Figura 1.1: *powertrain EVs*

Uno dei vantaggio dei veicoli a propulsione elettrica è la capacità di recuperare energia durante le fasi di frenata.
Infatti, il propulsore elettrico opera sia come motore, durante le fasi di trazione, sia come generatore, nelle fasi di frenata: durante quest'ultima fase l'energia cinetica viene trasformata in energia elettrica per ricaricare il pacco batteria.
La frenata rigenerativa permette di aumentare l'efficienza totale del sistema.

Per sfruttarla bisogna utilizzare dei convertitori controllati opportunamente durante le fasi di frenata. Per non aumentare l'ingombro e il peso del sistema di recupero di energia, bisogna implementare i convertitori bidirezionali, che nelle fasi di frenata permettono il flusso di energia dal motore verso il bus ad alta tensione.
La bidirezionalità del convertitore ausiliario, usato per adattare il bus ad alta tensione con il bus da 12V, permette, invece, di utilizzare la batteria a bassa tensione durate le fasi di accelerazione; ciò consente di assistere il pacco batteria principale prevenendo il suo invecchiamento. Si richiede, inoltre, la bidirezionalità del convertitore ausiliario per le situazioni di emergenza.
L'utilizzo dei convertitori di potenza, quindi, è di fondamentale importanza per un veicolo elettrico.
Per massimizzarne le prestazioni si richiede: una elevata efficienza di conversione, un'alta affidabilità ed una elevata densità di potenza.

I componenti principali per implementare un convertitore DC-DC sono: gli switch di potenza, che vengono opportunamente controllati in modo da ottenere in uscita la tensione continua desiderata ed inoltre si utilizzano componenti reattivi, quali induttori e condensatori necessari per immagazzinare e trasferire l'energia.
I Convertitori DC-DC si basano principalmente su 2 tipologie base: il Buck e il Boost; la combinazione di questi due convertitori permette di implementare il Buck-Boost.

1.2 Convertitore Buck

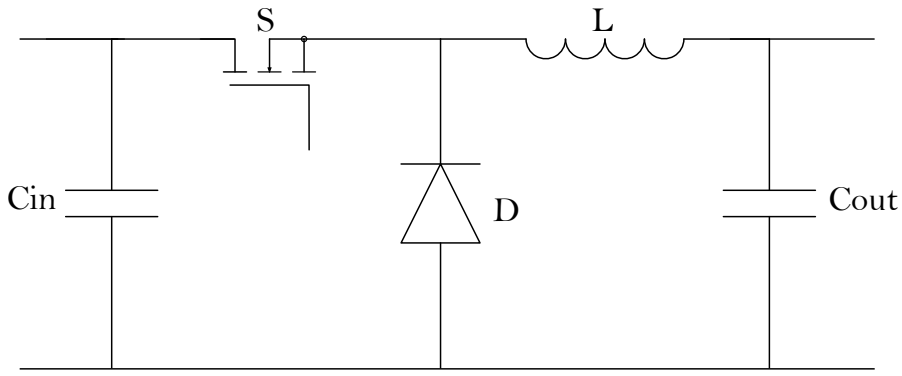

Figura 1.2: *Buck*

Il buck (figura 1.2) è un convertitore statico che genera ai morsetti di uscita una tensione V_{out} fissa minore della tensione V_{in}.
La variazione del duty-cycle, $D = \frac{T_{on}}{T_{sw}}$, con cui si pilota lo switch, permette di controllare il rapporto di conversione tra V_{out} e V_{in}.
Per comprendere il funzionamento del convertitore buck bisogna analizzare il comportamento in steady-state quando opera in CCM (Continous Current Mode), ovvero quando la corrente nell'induttore fluisce in modo continuo.

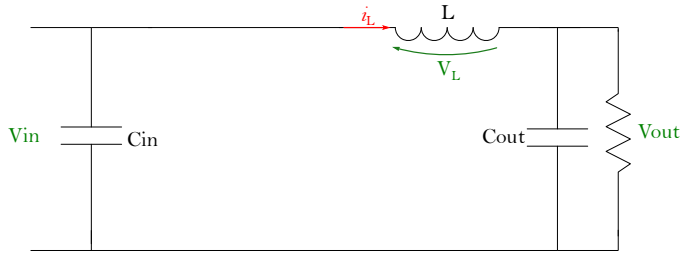

Figura 1.3: *Fase di conduzione dello switch*

Durante $t = t_{on}$ (figura 1.3) il power switch è acceso e conduce la corrente nell'induttore, mentre il diodo si trova in polarizzazione inversa: in questo fase si fornisce energia dall'ingresso verso il carico.
La caduta di tensione sull'induttore vale:

$$V_L = V_{in} - V_{out} \tag{1.1}$$

quindi si avrà un incremento lineare della corrente dell'induttore.

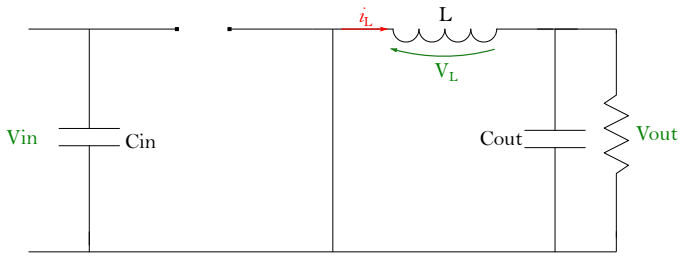

Figura 1.4: *Fase di conduzione del diodo*

Quando il power switch passa in interdizione (figura 1.4) il diodo si polarizza facendo circolare la corrente dell'induttore: durante questa fase l'energia magnetica immagazzinata nell'induttore viene ceduta al carico.
In quest'ultima fase la corrente che scorre nell'induttore decresce linearmente poiché la caduta di tensione su di esso vale:

$$V_L = -V_{out} \tag{1.2}$$

La fig.1.5 mostra la tensione e la corrente nell'induttore per il buck in CCM.

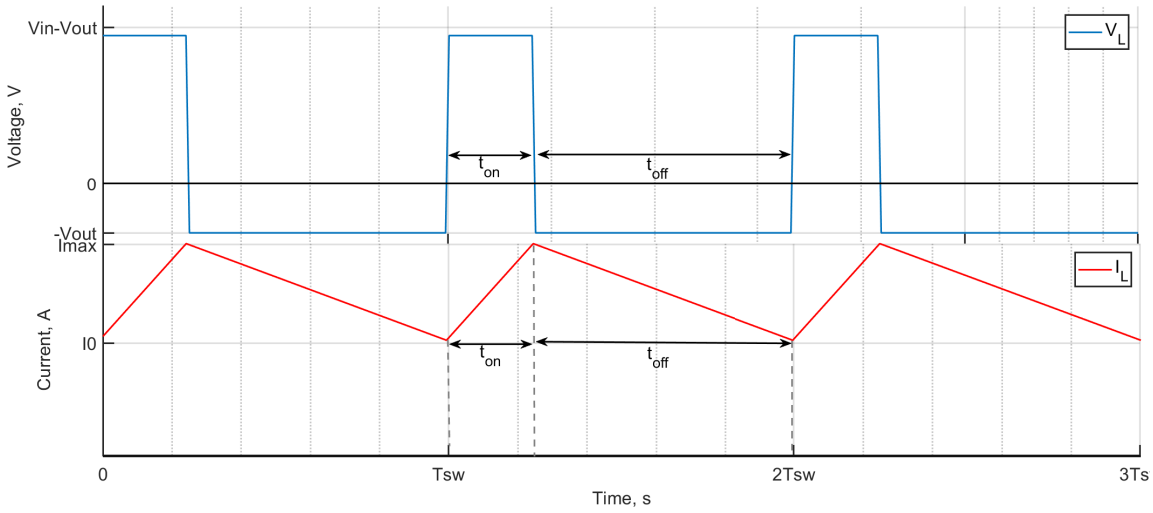

Figura 1.5: *Tensione e corrente sull'induttore.*

Dall'analisi in steady-state della tensione sull'induttore, in un periodo di switching, si ricava il rapporto di tensione tra uscita e ingresso; infatti:

$$\int_0^{T_{sw}} V_L(t)\,dt = \int_0^{t_{on}} V_L(t)\,dt + \int_{t_{on}}^{T_{sw}} V_L(t)\,dt = 0 \tag{1.3}$$

Quindi:

$$(V_{in} - V_{out})t_{on} - V_{out}(T_{sw} - t_{on}) = 0 \tag{1.4}$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{t_{on}}{T_{sw}} = D \tag{1.5}$$

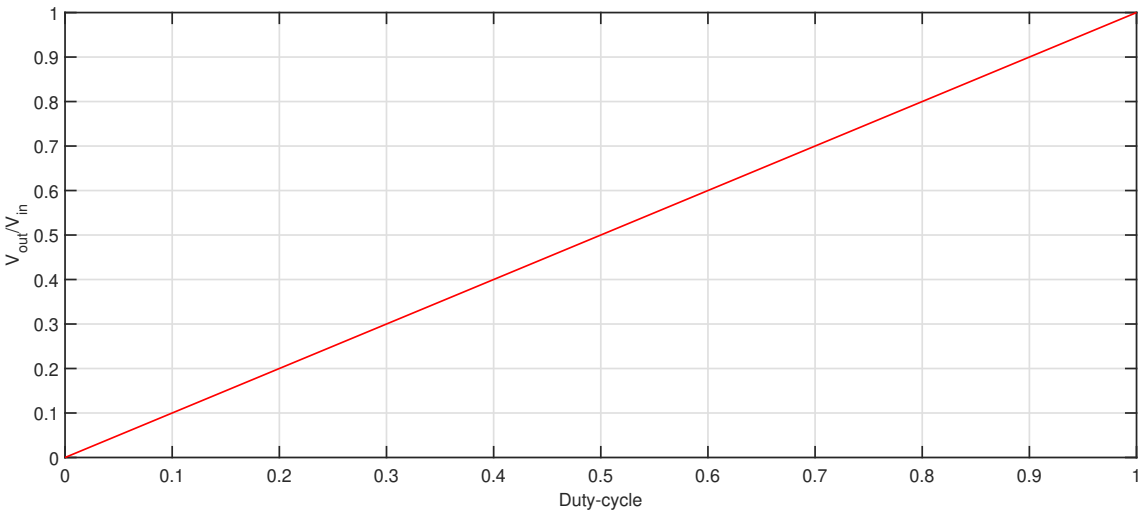

Figura 1.6: *Caratteristica Buck*

Nella figura 1.6 è possibile osservare la caratteristica del convertitore buck in CCM: la tensione in uscita varia linearmente con il duty-cycle dello switch.

1.3 Convertitore Boost

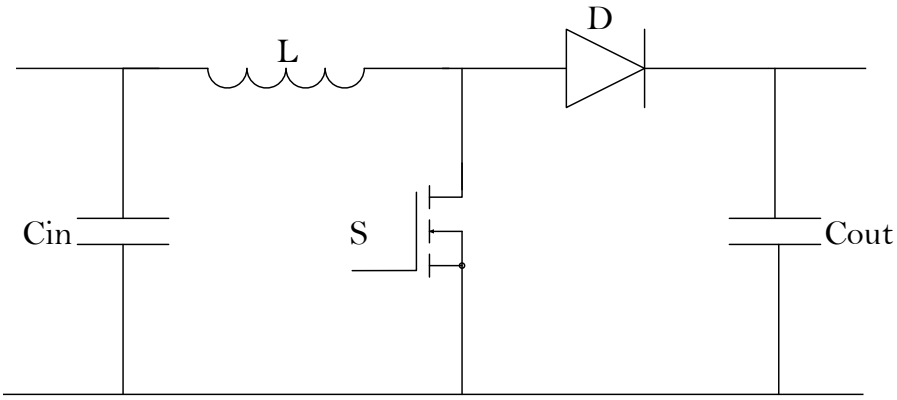

Figura 1.7: *Boost*

Il convertitore boost (figura 1.7) genera, ai morsetti di uscita, una tensione stabile maggiore o uguale rispetto a quella applicata al suo ingresso.
Il rapporto di conversione, quando si opera in CCM, dipende sempre dal duty-cycle del segnale di pilotaggio del power switch.

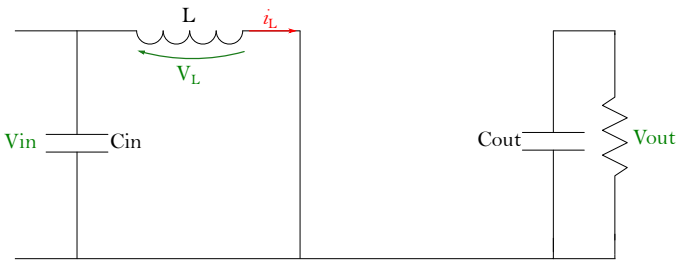

Figura 1.8: *Fase conduzione switch*

Durante $t = t_{on}$ (figura 1.8) si ha l'immagazzinamento dell'energia nell'induttore attraverso la conduzione dello switch.

Allo spegnimento del power switch, fase $t = t_{off}$ (figura 1.9), il diodo entra in polarizzazione diretta, tale da fornire un percorso per la corrente dell'induttore e rilascia l'energia al carico.
Nel boost il condensatore in uscita oltre a realizzare il filtro passa basso tale da ridurre il ripple di tensione, è anche funzionale al circuito, in quanto permette di mantenere la tensione in uscita costante nella fase di conduzione del power switch.

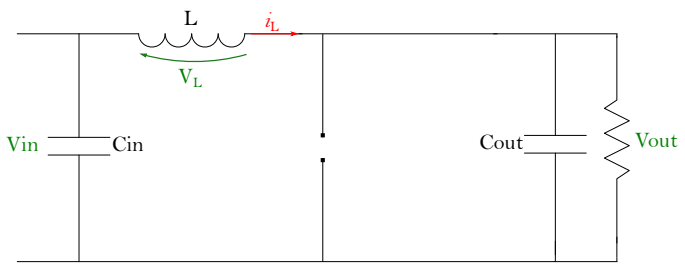

Figura 1.9: *Fase conduzione diodo*

Nella figura 1.10 è possibile osservare il comportamento in steady-state del boost in CCM.

Nella fase di conduzione del power switch, la caduta di tensione sull'induttore è pari:

$$V_L = V_{in} \tag{1.6}$$

pertanto la corrente I_L cresce linearmente.

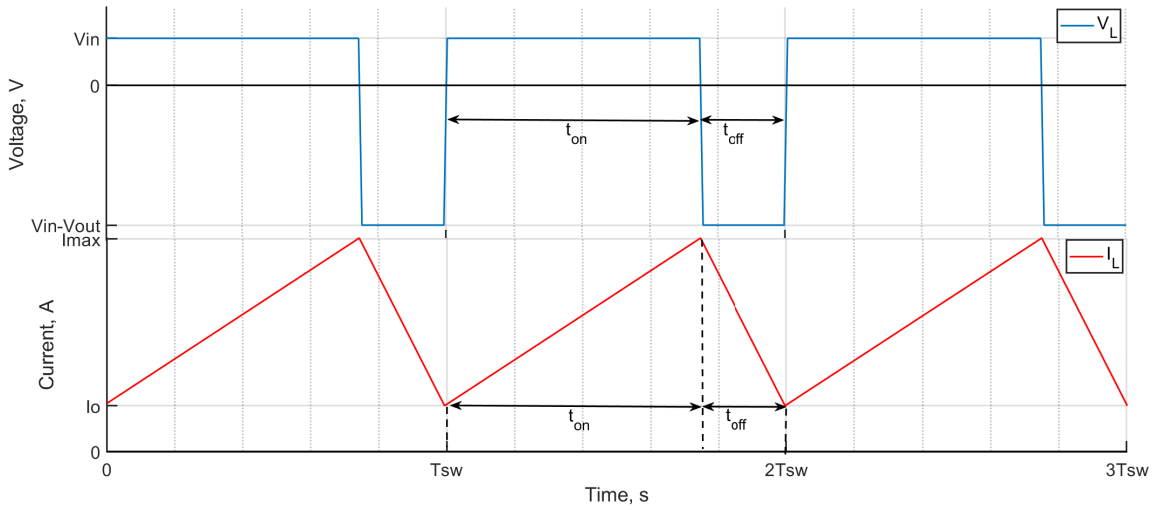

Figura 1.10: *Tensione e corrente sull'induttore*

Nella fase di scarica dell'energia immagazzinata nell'induttore, essendo:

$$V_L = V_{in} - V_{out} < 0 \tag{1.7}$$

si ha un decrescita lineare della corrente, con un pendenza pari a:

$$\Delta I_L = \frac{V_{in} - V_{out}}{L} \tag{1.8}$$

Dall'analisi della caduta di tensione sull'induttore in un periodo di switch si ricava che:

$$\int_0^{T_{sw}} V_L(t)\,dt = \int_0^{t_{on}} V_L(t)\,dt + \int_{t_{on}}^{T_{sw}} V_L(t)\,dt = 0 \tag{1.9}$$

$$V_{in}t_{on} + (V_{in} - V_{out})(T_{sw} - t_{on}) = 0 \tag{1.10}$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1-D} \tag{1.11}$$

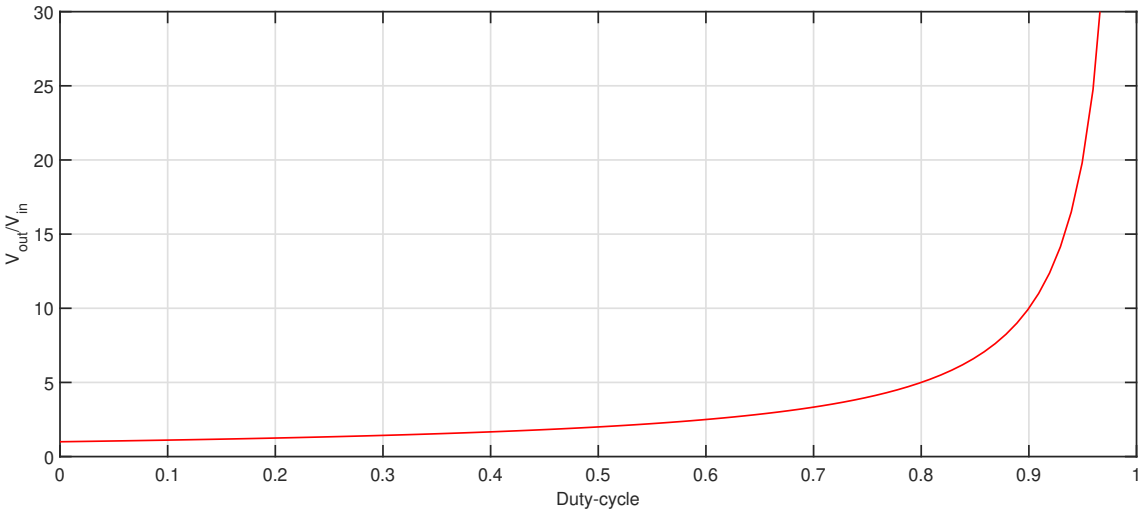

Figura 1.11: *Caratteristica Boost*

Anche per il convertitore boost la tensione in uscita viene controlla con il duty cycle del transistor (figura 1.11).

1.4 Convertitore Buck-Boost

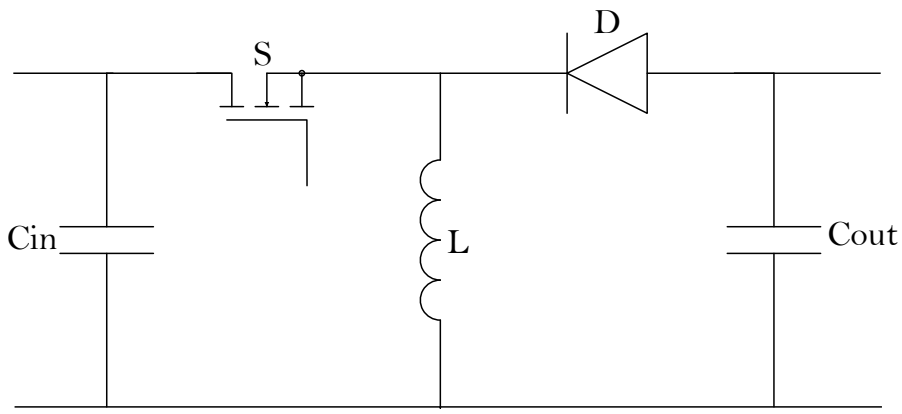

Figura 1.12: *Buck-Boost Converter*

Il buck-boost (fig 1.12) deriva dalla combinazione dei due convertitori analizzati in precedenza.
Quest'ultimo convertitore è utilizzato quando si vuole generare una tensione con polarità inversa rispetto al terminale comune dell'ingresso.

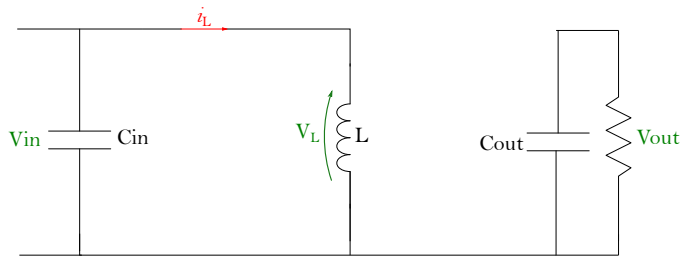

Figura 1.13: *fase di conduzione dello switch*

Durante la conduzione dello switch $t = t_{on}$ la corrente fornita dall'ingresso immagazzina l'energia magnetica sull'induttore (figura 1.13).

All'apertura del power switch $t = t_{off}$, il diodo entra in conduzione in modo da far ricircolare la corrente dell'induttore, permettendo quindi il trasferimento dell'energia immagazzinata al carico in uscita (figura 1.14).

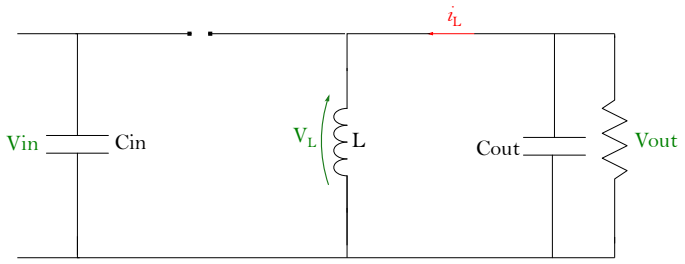

Figura 1.14: *fase di conduzione del diodo*

La figura 1.15 mostra dettagliatamente la caduta di tensione e la corrente nell'induttore del buck-boost in CCM.
Nell'istante di conduzione dello switch la corrente dell'induttore cresce linearmente con una pendenza pari a $\frac{V_{in}}{L}$; mentre all'apertura dell'interruttore di potenza, la caduta di tensione sull'induttore è pari a $-V_{out}$ causando la decrescita della corrente.

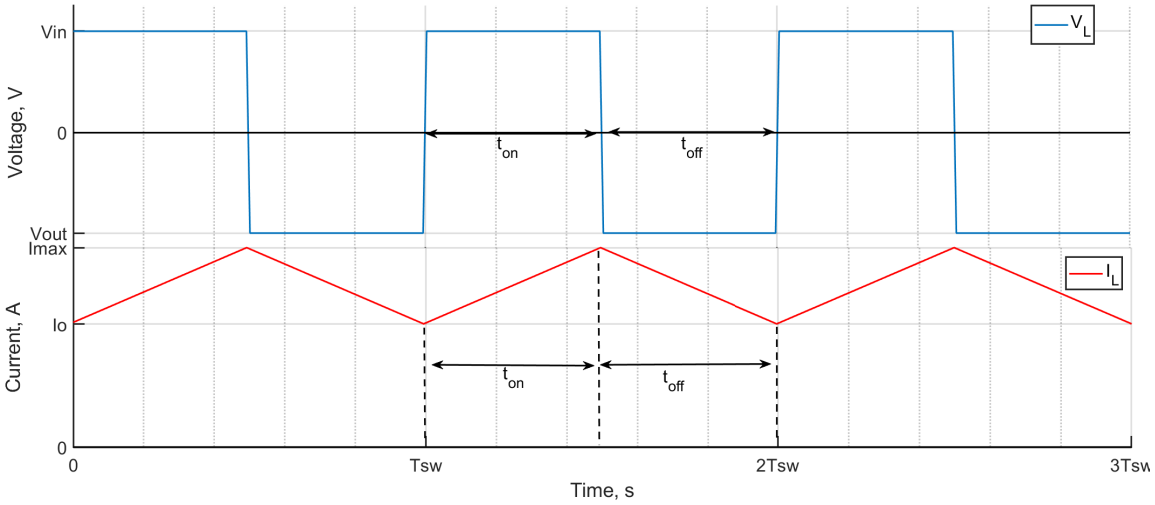

Figura 1.15: *Tensione e corrente sull'induttore*

Dall'analisi in steady-state si ricava:

$$\int_0^{T_{sw}} V_L(t)\,dt = \int_0^{t_{on}} V_L(t)\,dt + \int_{t_{on}}^{T_{sw}} V_L(t)\,dt = \int_0^{t_{on}} V_{in}(t)\,dt + \int_{t_{on}}^{T_{sw}} V_{out}(t)\,dt = 0 \tag{1.12}$$

$$V_{in}t_{on} + V_{out}(T_{sw} - t_{on}) = 0 \tag{1.13}$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-D}{1-D} \tag{1.14}$$

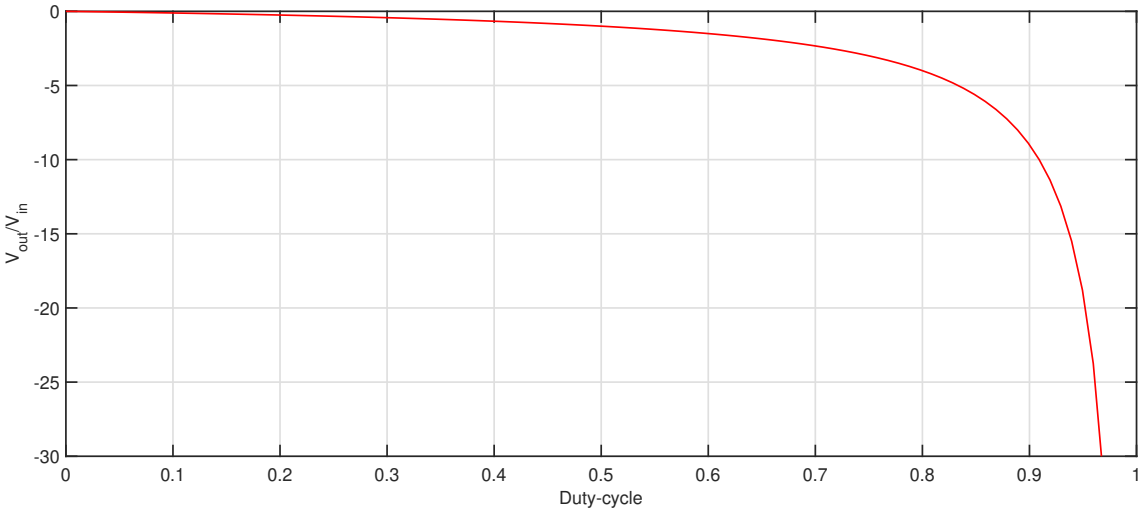

Figura 1.16: *Caratteristica Buck-Boost*

Anche il buck-boost, così come i precedenti convertitori analizzati, in CCM viene controllato attraverso il tempo di conduzione del power transistor.

I tre convertitori analizzati sono non isolati e monodirezionali, cioè non sono caratterizzati dalla presenza del trasformatore, che fornisce l'isolamento galvanico, ed inoltre la potenza fluisce in'unica direzione.

1.5 I convertitori bidirezionali

Il buck ed il boost sono i convertitori statici base che permettono di adattare la tensione in uscita al valore desiderato; l'implementazione dei due convertitori, in un unico modulo, è possibile attraverso l'utilizzo di switch di potenza attivi.
Ciò permette di realizzare il più semplice convertitore bidirezionale.
In base al range di potenza di utilizzo si implementano convertitori non isolati e convertitori isolati [1].

1.5.1 Convertitori non isolati

I convertitori non isolati sono caratterizzati da dimensioni ridotte, grazie all'assenza del trasformatore ad alta frequenza.
Tali convertitori vengono utilizzati principalmente nelle applicazioni di bassa/media (per tensioni$< 60V$) tensione [2] o per rapporti di guadagno di tensione limitati tipicamente per $0.25 < \frac{V_{out}}{V_{in}} < 4$ [5].
Il buck-boost bidirezionale (fig 1.17) e l'Interleaver buck-boost (fig 1.18) sono i convertitori bidirezionali non isolati più usati nei EVs.

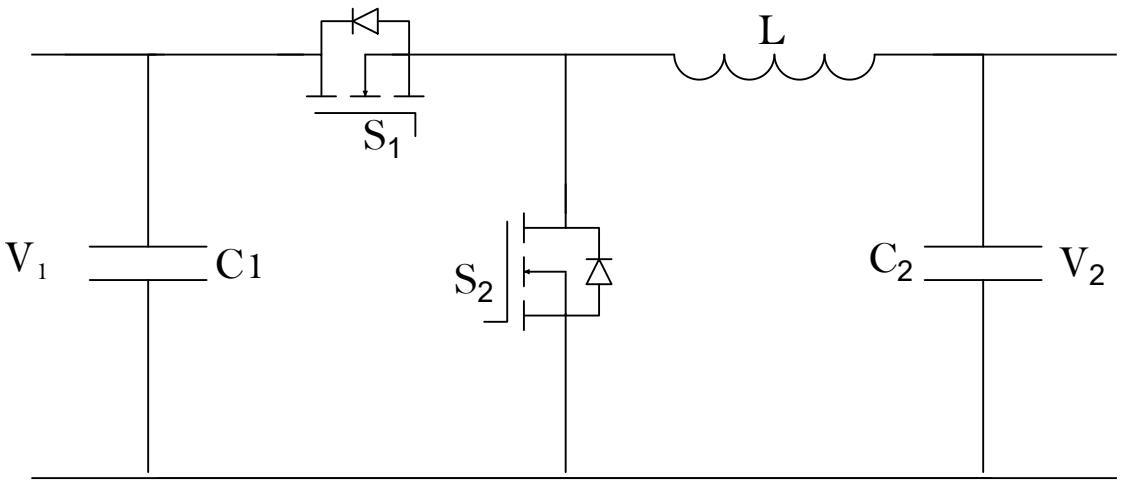

Figura 1.17: *Buck-Boost bidirezionale*

Il Buck-Boost bidirezionale è implementato con due power switch attivi: $S1$ ed $S2$.

Quando opera come buck si controlla il tempo di conduzione dell'interruttore $S1$, in questo modo l'energia fluisce da V_1 verso V_2.
Controllando il tempo di accensione di $S2$, invece, si inverte la direzione del flusso di potenza, che viene fornita a V_1 da V_2, in questo caso il convertitore opera in boost mode.
Il principale vantaggio del Buck-Boost bidirezionale è dato dal ridotto numero di componenti utilizzati a discapito di una efficienza limitata all'86% [6].
Un altro inconveniente del Buck-Boost bidirezionale è dato dall'elevato ripple di corrente in ingresso e ripple di tensione in uscita, per ovviare a questo problema una possibile soluzione è l'Interleaver Buck-Boost [6].

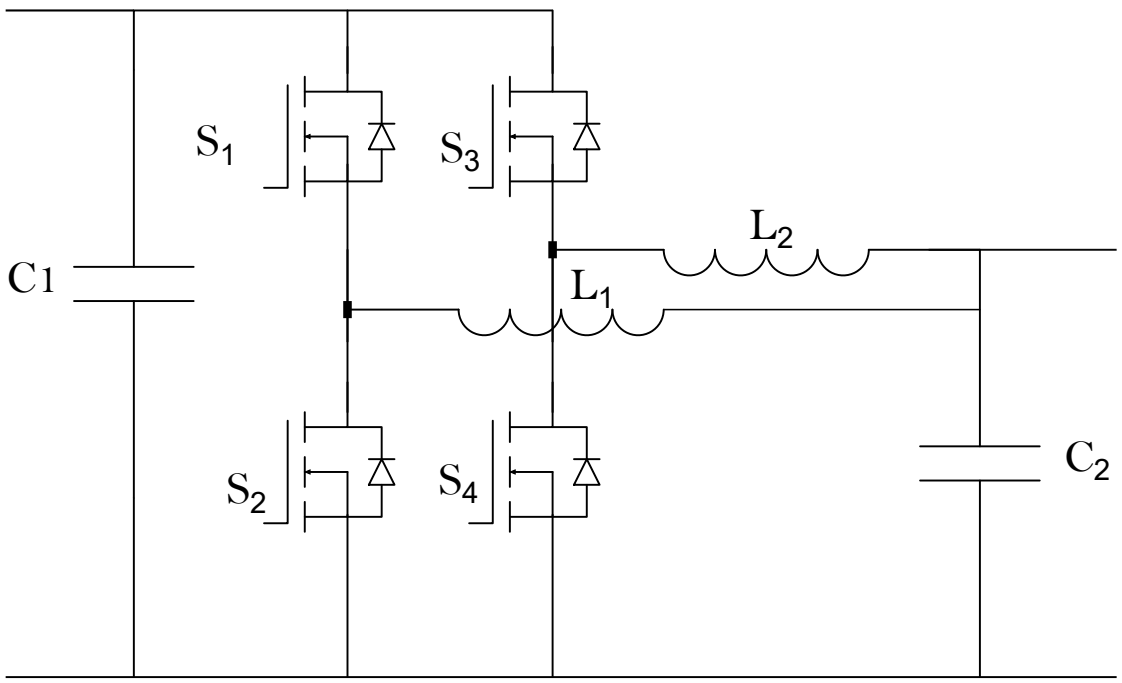

Figura 1.18: *Interleaver Buck-Boost bidirezionale*

Quest'ultimo è realizzato dalla combinazione di "n" convertitori in parallelo (in figura 1.18, n=2) che lavorano con uno sfasamento di $\frac{360°}{n}$.
Il principale vantaggio è dato dalla riduzione della corrente di drain nei transistori, ciò riduce le perdite di conduzione e garantisce un'efficienza maggiore rispetto al buck-boost bidirezionale, tipicamente $\eta \geq 90\%$ [6]. Inoltre si riesce a ridurre il ripple di

tensione in uscita a svantaggio dell' aumento dei componenti e della complessità nel controllo.
Precedentemente è stato accennato un utilizzo limitato dei convertitori non isolati, per elevati rapporti di tensione; il principale limite è dato dall'effetto delle resistenze parassite.
Per comprendere ciò, si analizza l'effetto dei parassiti resistivi, in particolare della resistenza parassita dell'induttore nel convertitore boost.
Infatti la caduta di tensione su di quest'ultima limita il massimo rapporto di tensione ottenibile.
L'effetto dei parassiti resistivi nel convertitore boost è osservabile dallo studio del circuito nella figura 1.19, che riporta il circuito equivalente del boost reale.

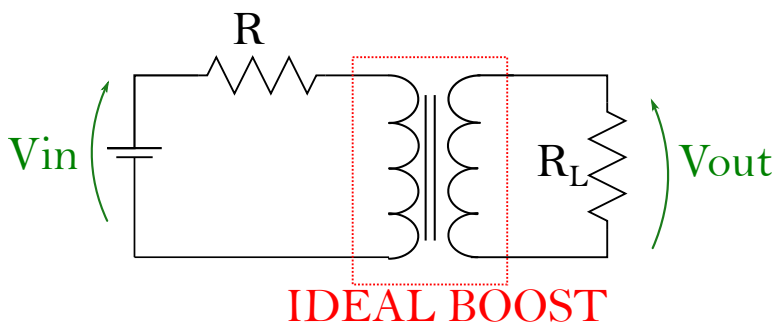

Figura 1.19: *Circuito equivalente Boost Reale*

Il boost ideale è modellizzato attraverso il trasformatore, caratterizzato da un rapporto spire pari a $1 : \frac{1}{1-D}$; mentre la resistenza serie tra V_{in} e il primario del trasformatore modella l'effetto dei parassiti resistivi equivalenti del convertitore.
Dall'analisi del circuito si ha che:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \left(\frac{1}{1-D}\right)\left(\frac{1}{1+\frac{R}{(1-D)^2 R_L}}\right) \tag{1.15}$$

Dalla 1.15 si deduce che il rapporto di conversione decresce all'aumentare del rapporto tra R e R_L.
L'effetto della resistenza parassita quindi limita il rapporto di conversione del convertitore statico non isolato.

In figura 1.20 si può notare che il rapporto di conversione non supera 5 quando la resistenza parassita R è l'1% della resistenza di carico R_L.

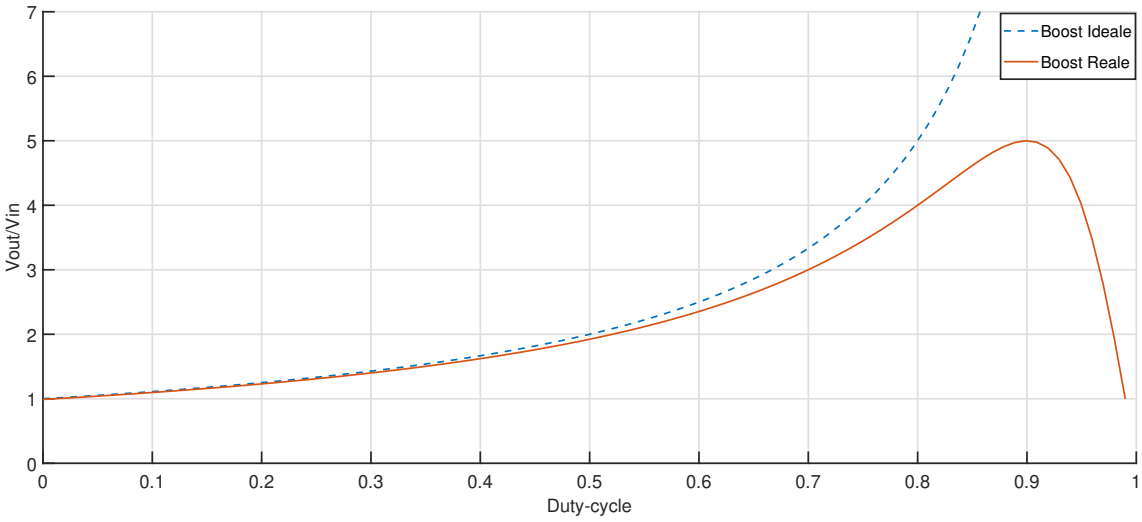

Figura 1.20: *Caratteristica Boost reale*

1.5.2 Convertitori isolati

Per elevati rapporti di tensione vengono implementati i convertitori di tipo isolato. L'utilizzo del trasformatore ad alta frequenza, oltre ad aumentare la sicurezza attraverso l'isolamento galvanico tra sorgente e carico, permette di lavorare con rapporti di guadagno di tensione elevati [7].
L'utilizzo dei convertitori di tipo isolato è necessario nei EVs in modo da interfacciare la linea ad alta tensione del pacco batteria con la linea a $12V$ con un unico convertitore, evitando l'utilizzo di più convertitori non isolati in serie che ridurrebbero l'efficienza totale.
I convertitori isolati sono composti da due stadi (figura 1.21).

Lo stadio in ingresso lavora come inverter generando sui morsetti del primario, del trasformatore, un'onda quadra ad alta frequenza; mentre, il secondo stadio in uscita rettifica la tensione presente sul secondario del trasformatore in modo da fornire una tensione continua in uscita.
Gli stadi di ingresso e uscita vengono implementati con inverter in configurazione

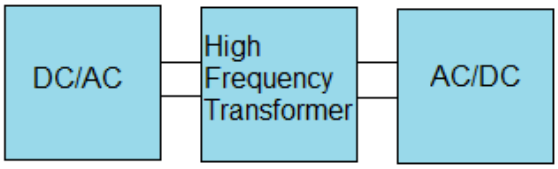

Figura 1.21: *Schema convertitore isolato*

Half-bridge e Full-bridge; quest'ultimo, nonostante impieghi un numero maggiore di interruttori è quello più utilizzato, poiché riesce a ridurre lo stress di corrente nei componenti [3].
Il *Dual Active Bridge* (fig 1.22), per il numero ridotto di componenti e per la facilità di controllo, è tra i convertitori bidirezionali più utilizzati in ambito automotive.

1.6 DUAL ACTIVE BRIDGE CONVERTER

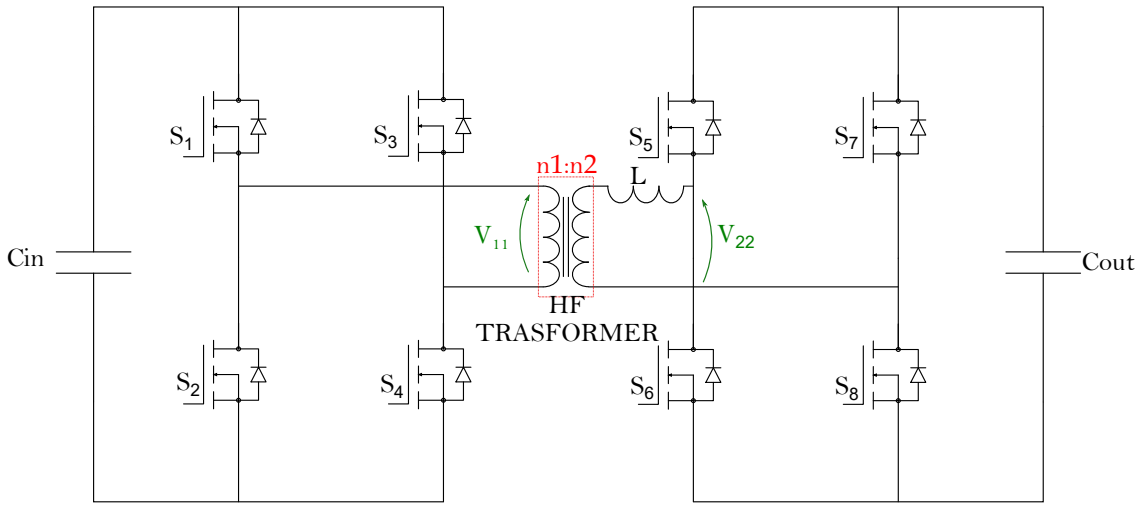

Figura 1.22: *Dual Active Bridge Converter*

Il Dual Active Bridge è il convertitore statico bidirezionale più utilizzato all'interno nelle grid dei EVs; i suoi vantaggi sono il ridotto numero di componenti, la facilità di controllo e l'elevata efficienza.
Il dual active bridge viene implementato utilizzando un trasformatore ad alta frequenza e due full-bridge situati in ingresso al primario e in uscita al secondario del trasformatore.
L'induttore L viene utilizzato per immagazzinare l'energia, mentre il trasformatore ad alta frequenza, oltre a fornire l'isolamento galvanico, permette di adattare le tensioni in ingresso ed in uscita.
Il modo più semplice per controllare il convertitore è il *Single Phase Shitf.*
Con questa modulazione tutti gli switch lavorano con un duty cycle fisso al 50%; si controlla soltanto il rapporto di sfasamento $D = \frac{\phi}{\pi}$ tra le tensioni V_{11} e V_{22}.

1.6.1 Steady-State analisi

Per comprendere il funzionamento del dual active bridge con la modulazione single phase shift bisogna analizzare il comportamneto in steady state.
Nella seguente analisi $n = \frac{n_2}{n_1}$ indica il rapporto delle spire del trasformatore ad

alta frequenza, $T_s = \frac{1}{2f_{sw}}$ definisce mezzo periodo di switching, D è il rapporto di sfasamento tra i due full-bridge, V_{11} e V_{22} sono rispettivamente la tensione in uscita al primo full-bridge e la tensione in ingresso al secondo full-bridge.

Per comprendere il comportamento si osserva la caduta di tensione e la corrente sull'induttore L.

La figura 1.23 mostra le forme d'onda del dual active bridge con modulazione single phase shift in steady state.

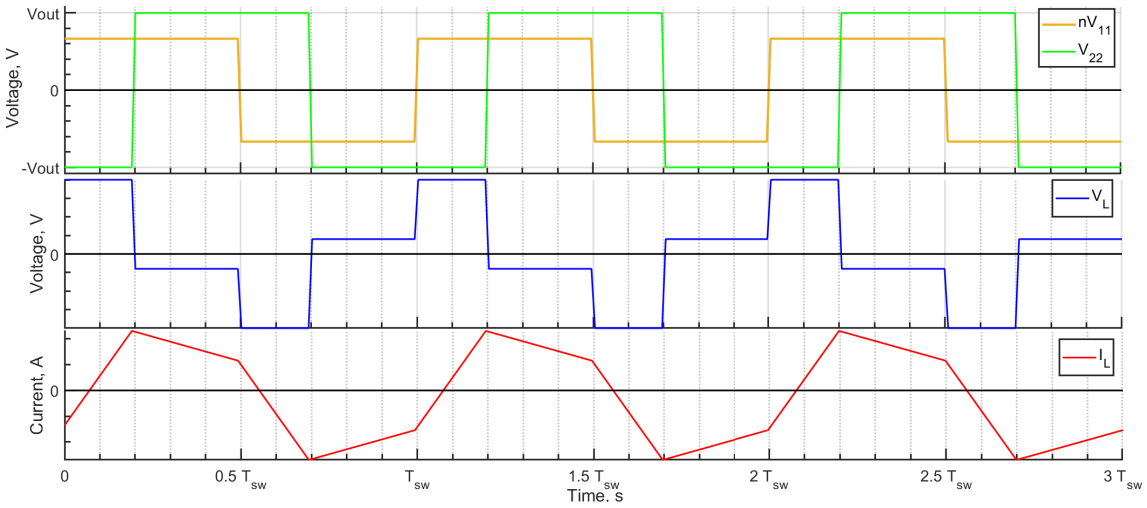

Figura 1.23: *Forme d'onda Dual Active Bridge con modulazione Single Phase Shift.*

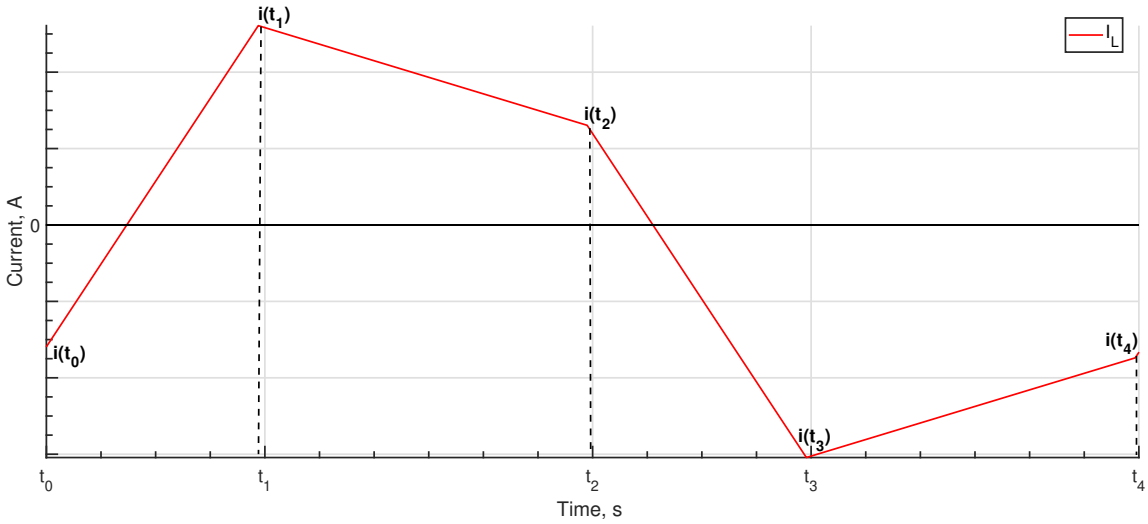

Figura 1.24: *Dettaglio corrente induttore in un periodo di switching.*

fase 1: $[\mathbf{t_0},\mathbf{t_1}]$

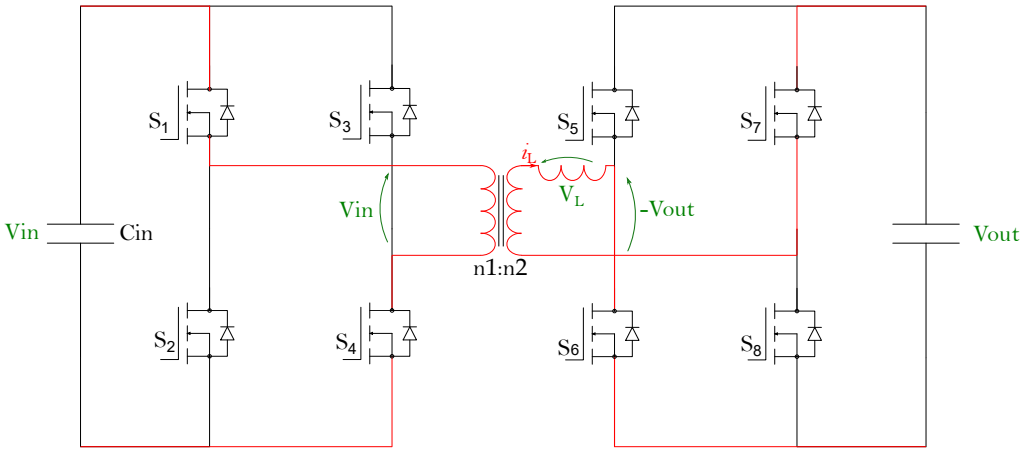

Figura 1.25: *Fase t_0-t_1*

Nella fase 1 gli switch S_1 e S_4 sono accesi, pertanto, in ingresso al primario del trasformatore, la tensione vale V_{in}; mentre nel secondo full-bridge, gli switch accesi sono S_6 e S_7, causando una caduta di tensione sull'induttore pari a $V_L = nV_{in} + V_{out}$. Durante questa fase la corrente nell'induttore cresce linearmente. L'incremento totale della corrente è pari a:

$$\Delta I_L = \frac{DT_s}{L}(nV_{in} + V_{out}) \tag{1.16}$$

Quindi al raggiungimento del tempo t_1 la corrente vale:

$$i(t_1) = i(t_0) + \frac{DT_s}{L}(nV_{in} + V_{out})) \tag{1.17}$$

fase 2: **[t₁,t₂]**

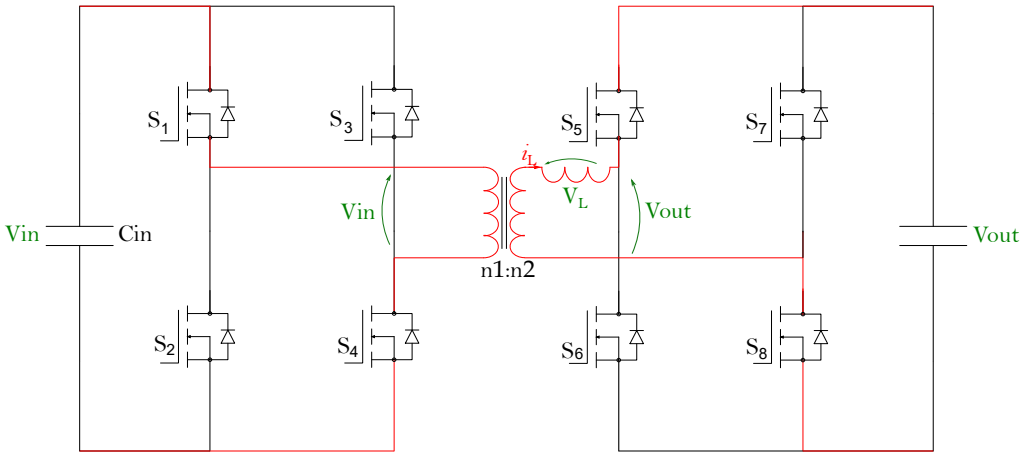

Figura 1.26: *Fase t_1-t_2 .*

Nella fase 2, tra t_1-t_2, gli switch S_1 ed S_4 restano accesi, quindi in ingresso al primario del trasformatore ad alta frequenza la tensione rimane invariata pari a V_{in}; per il secondo Full-Bridge si ha lo spegnimento degli interruttori S_6 e S_7, che passano allo stadio di interdizione mentre gli switch S_5 e S_8 entrano in conduzione.
Ciò comporta una caduta di tensione sull'induttore pari a $V_L = nV_{in} - V_{out}$.
Durante questa fase la corrente, poiché $nV_{in} < V_{out}$, decresce linearmente con una variazione totale della corrente pari a:

$$\Delta I_L = \frac{(1-D)T_s}{L}(nV_{in} - V_{out}) \tag{1.18}$$

Quindi, al tempo t_2 la corrente raggiunge il seguente valore:

$$i(t_2) = i(t_1) + \frac{(1-D)T_s}{L}(nV_{in} - V_{out})) \tag{1.19}$$

fase 3: **[t_2,t_3]**

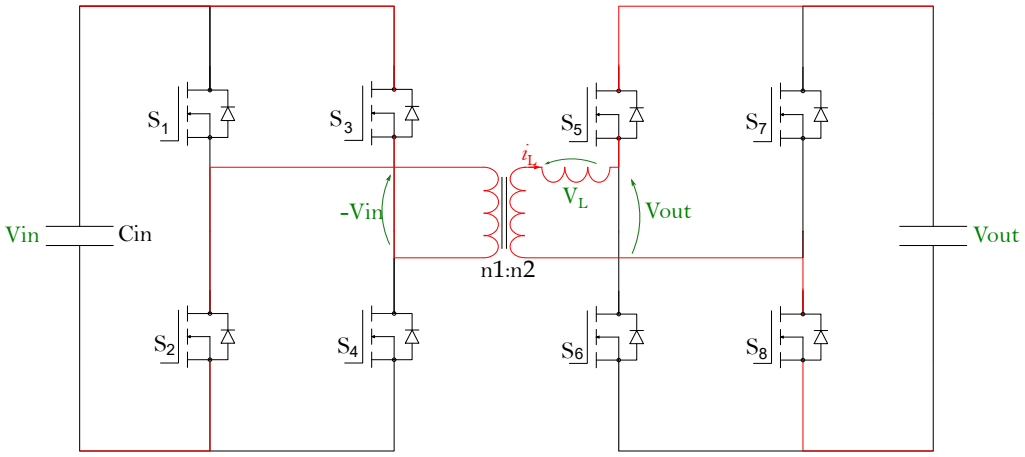

Figura 1.27: *Fase t_2-t_3*

Nella fase 3, all'istante t_2 avviene la commutazione degli switch S_1 e S_4 che si spengono; ed inizia la conduzione da parte degli switch S_2 e S_3, durante questa fase la tensione che si presenta in ingresso al primario è pari $-V_{in}$ mentre nel secondo full-bridge la situazione degli switch resta invariata.
Pertanto la caduta di tensione sull'induttore è pari a $V_L = -nV_{in} - V_{out}$.
In questo periodo la corrente nell'induttore decresce linearmente con un decremento totale uguale a:

$$\Delta I_L = \frac{-DT_s}{L}(nV_{in} + V_{out}) \tag{1.20}$$

La corrente, al tempo t_3 raggiunge il seguente valore:

$$i(t_3) = i(t_2) - \frac{DT_s}{L}(nV_{in} + V_{out}) \tag{1.21}$$

fase 4: **[t₃,t₄]**

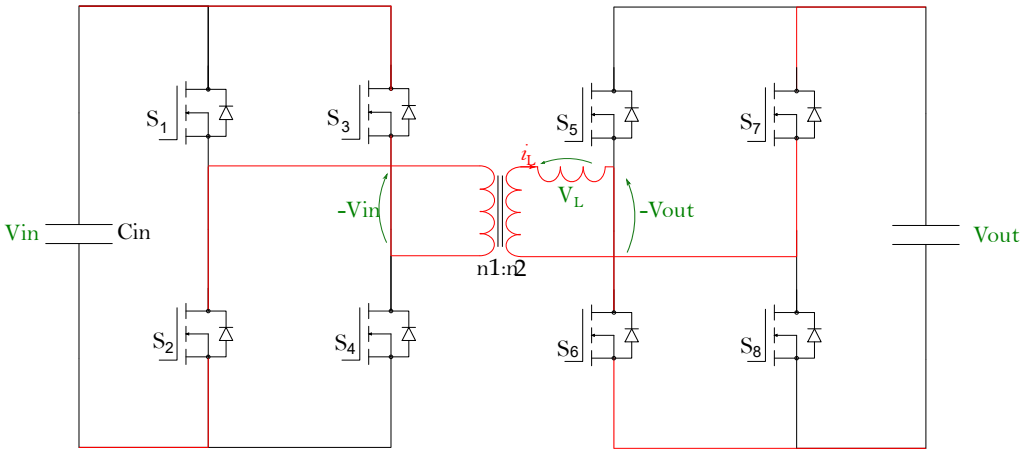

Figura 1.28: *Fase t_3-t_4*

Rispetto alla fase precedente, nella fase 4, all'istante t_3 si ha la commutazione degli switch sul secondo full-bridge.
In particolare S_5 e S_8 entrano in interdizione, mentre S_6 e S_7 iniziano a condurre.
La caduta di tensione sull'induttore, in questa fase, è pari a $V_L = -nV_{in} + V_{out}$.
In questo intervallo la corrente, nell'induttore, ritorna a crescere linearmente fino al raggiungere il valore di $i(t_0)$. La variazione di corrente totale vale:

$$\Delta I_L = \frac{(1-D)T_s}{L}(-nV_{in} + V_{out}) \tag{1.22}$$

All'istante t_4 la corrente dell'induttore raggiunge il seguente valore:

$$i(t_4) = i(t_3) + \frac{(1-D)T_s}{L}(-nV_{in} + V_{out}) \tag{1.23}$$

Poiché per simmetria la corrente $i(t_0) = -i(t_3)$, si ottiene la relazione:

$$i(t_0) = \frac{1}{4f_{sw}L}[(1-2D)V_{out} - nV_{in}] \tag{1.24}$$

mentre la massima corrente dell'induttore è pari a $i(t_1)$ che risulta uguale a:

$$I_{max} = \frac{1}{4f_{sw}L}[-(1-2D)nV_{in} + V_{out}] \tag{1.25}$$

1.6.2 Tensione di uscita

L'equazione della tensione d'uscita del convertitore si deriva dal calcolo della corrente media dell'induttore in mezzo periodo di switching e risulta pari a:

$$\begin{aligned}\overline{I_L} &= \frac{1}{2T_s}[(I_{max} + i(t_0)DT_s) + (I_{max} - i(t_0))(1-D)T_s)] \\ &= \frac{1}{2f_{sw}L}D(1-D)V_{out}\end{aligned} \tag{1.26}$$

La 1.26 permette di calcolare la corrente media in ingresso al dual active brigde che risulta uguale a:

$$\bar{I} = n\overline{I_L} \tag{1.27}$$

Dalla 1.27 si ricava la potenza in ingresso sarà pari a:

$$P_{in} = V_{in}\bar{I} = nV_{in}\overline{I_L} = \frac{nV_{in}V_{out}}{2f_{sw}L}D(1-D) \tag{1.28}$$

Assumendo un carico resistivo fisso, pari a R_L, e trascurando le perdite nel trasformatore e negli switch, si determina la relazione per la tensione d'uscita del convertitore:

$$\begin{aligned}P_{in} &= P_{out} \\ P_{in} &= \frac{V_0^2}{R_L} \\ V_{out} &= \frac{nV_{in}}{2f_{sw}L}R_L D(1-D)\end{aligned} \tag{1.29}$$

Dalla 1.29 si deduce che la tensione in uscita del convertitore dipende dalla condizione di carico e dal rapporto di sfasamento D tra i full-bridge.

1.6.3 Potenza in uscita

Dalla 1.29 e nell'ipotesi di idealità del convertitore è possibile ottenere l'espressione della potenza in uscita del convertitore in funzione dei parametri di progetto e della condizioni di carico, che vale:

$$P_{out} = \left(\frac{nV_{in}}{2f_{sw}L}\right)^2 D^2(1-D)^2 R_L \tag{1.30}$$

Come detto precedentemente, il dual active bridge con modulazione single phase shift è il più utilizzato per implementare il convertitore ausiliario di tipo bidirezionale.
Dalla 1.28 si evidenzia che in steady-state è possibile scegliere il verso del flusso di potenza controllando lo sfasamento D tra i full-bridge.
In particolare per $D > 0$, ovvero quando il secondo full-bridge è in ritardo rispetto al primo, la potenza viene fornita dall'ingresso verso l'uscita; mentre, per $D < 0$, anticipando V_{22}, rispetto alla tensione in ingresso al primario del trasformatore, la direzione del flusso di potenza risulta essere in direzione opposta.
Nella figura 1.29 è possibile osservare come varia la potenza normalizzata al variare dello sfasamento.
In particolare si nota che la massima potenza trasferita ai morsetti di uscita si ottiene per $D = 0.5$, mentre il picco di potenza che fluisce verso l'ingresso si ha per $D = -0.5$.

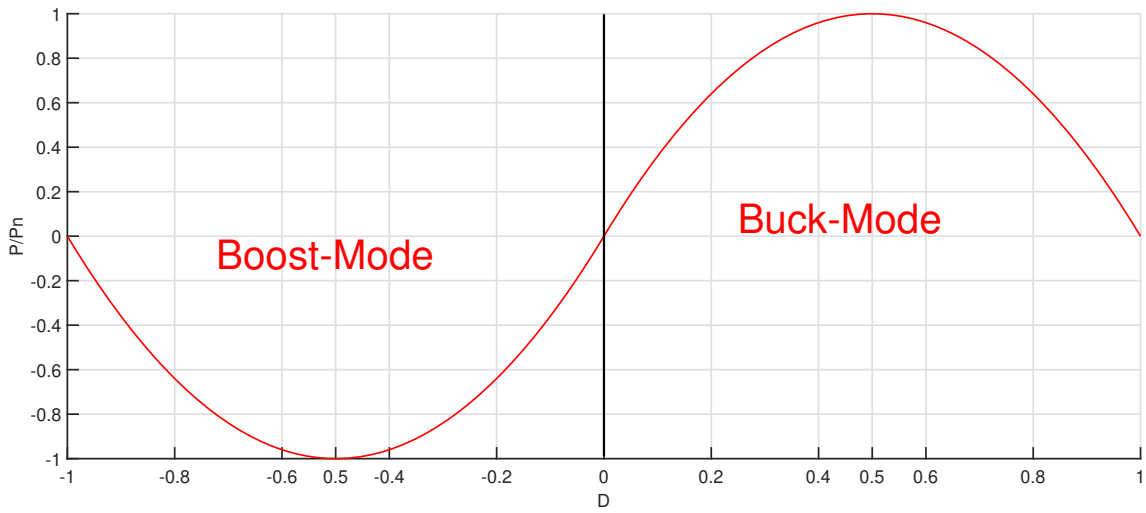

Figura 1.29: *Potenza normalizzata al variare dello sfasamento*

1.6.4 Ripple di tensione

I convertitori, come detto precedentemente, devono fornire ai morsetti di uscita una tensione fissa.
In realtà, la tensione d'uscita nel tempo ha due contributi:

$$v_{out}(t) = V_{out} + v_{ripple}(t) \tag{1.31}$$

dove V_{out} indica la componente continua della tensione di uscita del convertitore, mentre $v_{ripple}(t)$ è la sua componente alternata.
Poiché il convertitore DC-DC deve generare sui morsetti di uscita una tensione continua, uno degli obiettivi, in fase di progetto, è quello di minimizzare il contributo armonico della tensione.
Per ridurre le fluttuazioni della tensione nei convertitori si inseriscono sui morsetti d'uscita dei condensatori in modo da realizzare dei filtri passa basso.
In particolare si realizzano dei filtri $L - C$ in modo da limitare le oscillazioni della tensione di uscita.
La componete armonica presente in uscita dipende dalla quantità di carica iniettata nei condensatori d'uscita, quando vengono caricati, e dalle non idealità dei condensatori, ovvero, dalla loro resistenza serie equivalente (ESR).
Per studiare il ripple di tensione per il dual active bridge con modulazione single phase shift bisogna analizzare la corrente alternata che scorre nel condensatore di uscita, tale corrente è osservabile nella figura 1.30 e risulta pari a:

$$i_c(t) = \begin{cases} -(I_{out} + I_L(t)), & \text{per } 0 < t < DT_{sw} \\ I_L(t) - I_{out}, & \text{per } DT_{sw} < t < T_{sw} \end{cases} \tag{1.32}$$

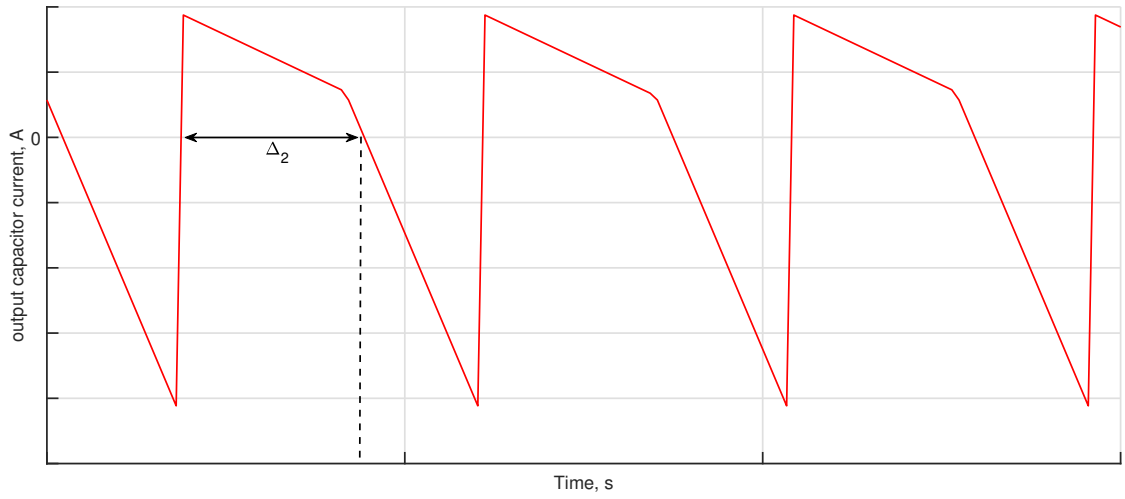

Figura 1.30: *Corrente condensatore in uscita*

Per analizzare il contributo dato dall'iniezione di carica nei condensatori bisogna osservare la corrente nel periodo Δ_2 in figura 1.30, ovvero, il periodo di tempo in cui si ha l'iniezione di carica nel condensatore ed è indicato nella figura 1.30.
Integrando la corrente $i_c(t)$ nel periodo indicato, per la 1.33:

$$i_c(t) = C\frac{dv_c}{dt} \tag{1.33}$$

si ottiene la componente armonica della tensione che risulta pari a:

$$v_{ripple} = \frac{1}{C}\int_{T_x}^{T_x+\Delta_2} i_c(t)\,dt \tag{1.34}$$

$$v_{ripple} = \frac{1}{C}\int_{T_x}^{T_x+\Delta_2} (i_L(t) - I_{out})\,dt \tag{1.35}$$

$$v_{ripple} = \frac{\Delta_2}{C}\frac{I_{max} - I_{out}}{2} \tag{1.36}$$

Dalla 1.25 e dalla 1.29, ed inoltre sapendo che al termine dell'intervallo Δ_2, $i_c(t) = 0$ allora si ottiene:

$$\Delta_2 = \frac{I_{max} - I_{out}}{nV_{in} - V_{out}}L \tag{1.37}$$

Pertanto, il ripple di tensione per il dual active bridge, dato dall'iniezione di carica sul condensatore, è pari a:

$$v_{ripple} = \frac{1}{C}\frac{[V_{out} + (2D^2 - 1)nV_{in}]^2}{32f_{sw}^2 L(V_o - nVin)} \tag{1.38}$$

Dalla 1.38 è possibile osservare che la fluttuazione della tensione data dall'iniezione di carica è inversamente proporzionale: alla capacità del condensatore in uscita e alla frequenza di switching.
Poichè la capacità aumenta le dimensioni fisiche del condensatore, in fase di progetto, si deve trovare un compromesso tra il massimo ripple ammesso e il volume dei condensatori.
Come anticipato si ha un secondo contributo armonico della tensione ai morsetti di uscita, dato dalla ESR dei condensatori.
Quindi in fase di progetto la resistenza serie equivalente è uno dei parametri da considerare nella scelta dei condensatori.
Infatti la ESR, oltre a causare la perdita di potenza , $P_{loss} = ESR \cdot I_{rms}^2$, influisce sulla componente alternata della tensione in uscita pari a:.

$$V_{ripple_{ESR}} = \Delta I_L \cdot ESR \tag{1.39}$$

La combinazione dei due effetti 1.38 e 1.39, citati precedentemente, determina il ripple totale della tensione d'uscita del dual active bridge e devono essere trattati attentamente durante il design dei convertitori DC-DC.

1.6.5 Soft switching

Nei processi di conversione energetica è importante massimizzare l'efficienza, quindi è necessario valutare la potenza dissipata dai componenti dei convertitori.
Nei convertitori DC-DC l'efficienza è limitata principalmente dalle perdite dei power switch.
Le perdite di potenza da considerare negli interruttori elettronici sono le perdite statiche e le perdite dinamiche.
Le perdite statiche si calcolano analizzando la potenza media dissipata in fase di conduzione; tale contributo vale:

$$P_{on} = \int_0^{T_{sw}} V_{DS}(t) I_D(t) = \int_0^{T_{sw}} R_{DS} I_{DS}^2(t) = R_{DS} \cdot I_{D_{RMS}}^2 \tag{1.40}$$

Dalla 1.40 si nota che la potenza statica dissipata dipende dal quadrato della corrente efficace che scorre negli switch e dalla sua resistenza di drain source.

Pertanto durante il design di un convertitore è opportuno scegliere i power switch considerando, oltre la massima tensione e la corrente sopportabile, anche la resistenza R_{DS}, in modo da minimizzare le perdite statiche e rispettare le specifiche di progetto. Oltre alla potenza dissipata durante la conduzione, come anticipato, si ha un secondo contributo di perdita: quest'ultimo dipende dall'effetto delle capacità parassite degli switch. Infatti, la presenza dei condensatori parassiti influisce negativamente sui tempi di commutazione durante le fasi di accensione e spegnimento degli interruttori.

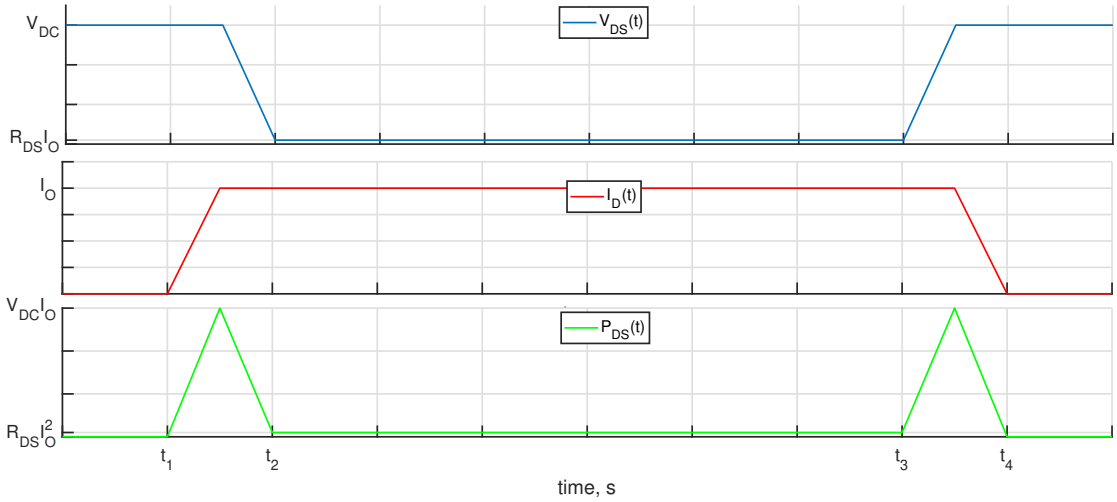

Figura 1.31: *Analisi dissipazione dinamica*

Osservando le curve della $V_{DS}(t)$ e della $I_D(t)$ durante l'accensione e lo spegnimento (figura 1.31) si nota che nelle fasi di commutazione, le curve non variano istantaneamente ma la variazione è limitata dall'effetto dei parassiti capacitivi.
La sovrapposizione tra la tensione $V_{DS}(t)$ e la corrente $I_D(t)$ provoca, quindi, una perdita di potenza istantanea pari a:

$$p(t) = V_{DS}(t) \cdot I_D(t) \tag{1.41}$$

Per determinare le perdite dinamiche medie nella fase di accensione si calcola la potenza istantanea dissipata durante la transizione della V_{DS} e della I_D nel periodo tra t_1 e t_2, definito turn-on cross-over time, $t_{CO_{on}}$, intervallo pari alla somma del rise-time della corrente e del fall-time della tensione.

Si valuta la potenza dinamica media dissipata in accensione calcolando l'energia dissipata, pari all'integrale della potenza istantanea nel periodo $t_{CO_{on}}$.

$$E_{on} = \int_{t_1}^{t_2} p(t) = \int_{t_1}^{t_2} V_{DS}(t) I_D(t) \tag{1.42}$$

Poiché l'area sottostante la curva di potenza istantanea è approssimabile all'area di un triangolo con base pari a $t_{CO_{on}}$ ed altezza pari al prodotto $V_{DC} \cdot I_O$, allora:

$$E_{on} = \frac{V_{DC} \cdot I_O \cdot t_{CO_{on}}}{2} \tag{1.43}$$

Poiché nei convertitori gli switch si accendono con una frequenza pari a f_{sw}, l'energia calcolata in 1.43 sarà dissipata in ogni periodo di switch T_{sw}, quindi, si avrà una potenza media dissipata in accensione pari a:

$$P_{turn-on} = \frac{E_{on}}{T_{sw}} = \frac{V_{DC} \cdot I_O \cdot t_{CO_{on}}}{2T_{sw}} = \frac{1}{2} V_{DC} \cdot I_O \cdot t_{CO_{on}} f_{sw} \tag{1.44}$$

Durante la fase di spegnimento, come per l'accensione, si ha un intervallo di tempo tra t_3 e t_4 definito turn-off cross-over time, $t_{CO_{OFF}}$, pari alla somma del tempo di salita della V_{DS} e del tempo di discesa della I_D; in cui si ha una dissipazione dinamica dell'energia.

Anche per lo spegnimento, si valuta la potenza media dissipata durante il turn-off attraverso la computazione dell'energia E_{off} dissipata.

Tale energia è pari all'integrale della potenza istantanea persa nel periodo $t_{CO_{off}}$ e vale:

$$E_{off} = \int_{t_3}^{t_a} p(t) = \int_{t_3}^{t_4} V_{DS}(t) I_D(t) \tag{1.45}$$

Approssimando l'area sottostante la curva $p(t)$ all'area di un triangolo di base $t_{CO_{off}}$ e altezza uguale a $V_{DC} \cdot I_O$ si ha:

$$E_{off} = \frac{V_{DC} \cdot I_O \cdot t_{CO_{off}}}{2} \tag{1.46}$$

Facendo la stessa analisi della potenza media per la commutazione d'accensione, la potenza media dissipata dagli switch, durante lo spegnimento, vale:

$$P_{turn-off} = \frac{E_{off}}{T_{sw}} = \frac{V_{DC} \cdot I_O \cdot t_{CO_{off}}}{2T_{sw}} = \frac{1}{2} V_{DC} \cdot I_O \cdot t_{CO_{off}} \cdot f_{sw} \tag{1.47}$$

Dalla somma della 1.44 e 1.47 si ottiene la potenza dinamica totale dissipata dagli interruttori elettronici che vale:

$$P_{switch} = P_{turn-on} + P_{turn-off} \tag{1.48}$$

$$P_{switch} = \frac{f_{sw}}{2}\big((V_{DC} \cdot I_O \cdot t_{CO_{on}}) + (V_{DC} \cdot I_O \cdot t_{CO_{off}})\big) \tag{1.49}$$

Dalla 1.49 è possibile osservare che le perdite dinamiche sono proporzionali alla frequenza di switching e sono influenzate dai tempi di commutazione.
Pertanto nelle scelte di progetto, la frequenza di commutazione f_{sw} deve essere valutata correttamente per non limitare le performance dei convertitori.

È possibile aumentare l'efficienza dei convertitori facendo commutando gli interruttori in condizione di soft switching, in modo tale da elidere il contributo di perdite dinamiche.
Le commutazioni in soft-switch si distinguono in: Zero Voltage Switching (ZVS) e Zero Current Switching (ZCS).

La condizione di Zero Voltage Switching si può verificare in accensione se durante la commutazione la corrente del transistore di potenza è nulla, $I_D = 0$ (figura 1.32), tale condizione permette di avere una sovrapposizione nulla tra la corrente e la tensione V_{DS}.
Inoltre, si può avere commutazione in ZVS se negli instanti prossimi all'accensione la corrente fluisce nel diodo di ricircolo degli switch, ciò permette che la caduta di tensione V_{DS} sull'interruttore è pari a $-V_F$ del diodo (idealmente nulla) e minore rispetto alla tensione di alimentazione V_{DC}.

Una delle caratteristiche principali del dual active bridge è far commutare gli switch, nella fase di accensione, in ZVS; con ciò si ha un'elevata efficienza di conversione. Ciò, permette di utilizzare una frequenza elevata di commutazione, tale da ridurre le dimensioni e il peso dei componenti magnetici.
Per garantire la condizione di ZVS nel dual active bridge si attenziona la corrente I_L negli istanti t_1 e t_2 in figura 1.24, ovvero durante la commutazione degli switch.

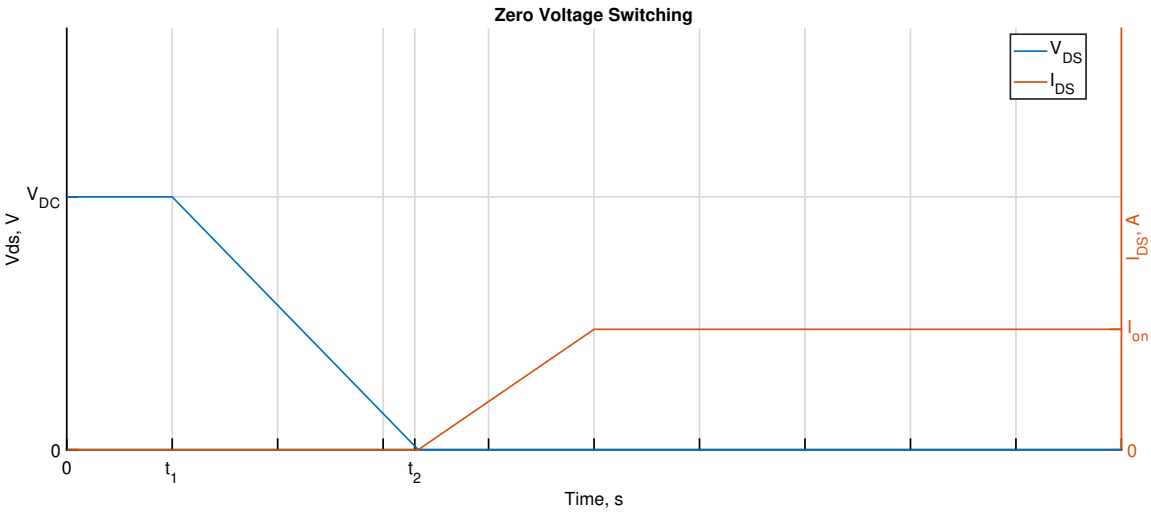

Figura 1.32: *Commutazione in Zero Voltage Switching.*

Dalla 1.17 e dalla 1.19, e definendo $M = \frac{V_o}{nV_{in}}$ si ricava:

$$I_1 = i(t_1) = \frac{nV_{in}}{4f_{sw}L_{lk}}[(2D-1)+M] \tag{1.50}$$

$$I_2 = i(t_2) = \frac{nV_{in}}{4f_{sw}L_{lk}}[(2D-1)M+1] \tag{1.51}$$

Nella figura 1.24 è possibile osservare che all'istante t_1 si verifica la commutazione degli switch S_5 e S_8, che passano dallo stato di interdizione a quello di conduzione Poiché la condizione necessaria per lo ZVS si ha quando la corrente fluisce nel diodo di ricircolo degli switch, per S_5 e S_8 si ha la commutazione in ZVS per I_1 maggiore di zero ovvero per:

$$D > \frac{1-M}{2} \tag{1.52}$$

Mentre per gli switch S_2 e S_3 l'accensione si verifica all'instante t_2; anche in questo caso, si ha la commutazione in soft switch per $I_2 > 0$, quindi per:

$$D > \frac{M-1}{2M} \tag{1.53}$$

Nella figura 1.33 è possibile osservare che la condizione di soft switch per il dual active bridge è idealmente garantita per tensioni d'ingresso fisse, $M = 1$; mentre per un'ampia variazione della tensione d'ingresso, la condizione di ZVS può essere persa, al di sotto di certi valori del phase shift D.

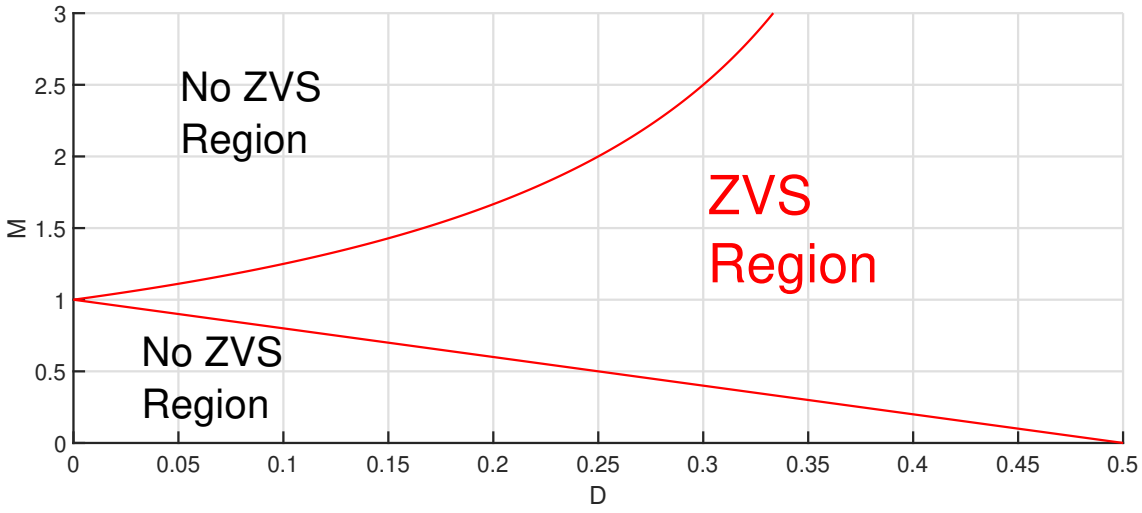

Figura 1.33: *Condizione ZVS per il Dual Active Bridge*

La 1.52 e la 1.53 sono le condizioni necessarie ma non sufficienti da rispettare per garantire la commutazione dei transistor del dual active bridge in soft switch.
Infatti, anche in questo caso, l'effetto delle capacità parassite, in particolare della C_{DS} degli switch, limita la regione di funzionamento del convertitore in soft switch.

Poiché la capacità d'uscita degli switch, in fase di interdizione, immagazzina una minima quantità di energia. Per assicurare l'accensione in ZVS l'energia immagazzinata nell'induttore deve essere maggiore dell'energia richiesta per caricare e scaricare le capacità di uscita degli switch [16].
Tale condizione è rappresentata dalla 1.54

$$E_L \geq E_{C_{out}FB} \tag{1.54}$$

Percui:

$$\frac{1}{2}LI_L^2 \geq 4\frac{1}{2}C_{out}V_{DC}^2 \tag{1.55}$$

$$I_L \geq 2V_{DC}\sqrt{\frac{C_{out}}{L}} \tag{1.56}$$

La 1.56 definisce la condizione sulla corrente per assicurare la commutazione in ZVS degli switch in fase di accensione.
Pertanto, per garantire la condizione in ZVS per gli switch del dual active bridge, la corrente negli istanti di commutazione deve rispettare le seguenti equazioni:

$$I_1 = \frac{nV_{in}}{4f_{sw}L}[(2D-1)+M] \geq 2V_{IN}\sqrt{\frac{C_{out}}{L}} \tag{1.57}$$

$$I_2 = \frac{nV_{in}}{4f_{sw}L}[(2D-1)M+1] \geq 2V_{OUT}\sqrt{\frac{C_{out}}{L}} \tag{1.58}$$

quindi si ha ZVS per:

$$D \geq \frac{M-1}{2M} + \frac{2\sqrt{LC_{out}}}{f_{sw}M} \tag{1.59}$$

$$D \geq \frac{1-M}{2} + \frac{2M\sqrt{LC_{out}}}{f_{sw}} \tag{1.60}$$

Dalla 1.59 e dalla 1.60 si osserva che i parametri di progetto e i componenti utilizzati nella realizzazione del convertitore limitano la regione di ZVS per il dual active bridge. Si evidenzia in particolare che un'eccessiva capacità dei condensatori limita la regione di ZVS, pertanto in fase di progetto il condensatore di uscita degli switch è un'altro parametro da valutare in modo da non limitare lo ZVS.

1.7 Trasformatore

L'utilizzo di differenti livelli di tensione in un veicolo full electric richiede l'utilizzo dell'isolamento galvanico, tra il bus ad alta tensione ed il bus a bassa tensione, per garantirne la sicurezza elettrica.
L'utilizzo dei trasformatori nei convertitori DC-DC limita la miniaturizzazione del sistema; infatti, il peso ed il volume di un convertitore sono maggiormente influenzati dai componenti magnetici, quali induttore e trasformatore.
Quest'ultimo incide maggiormente sulle dimensioni totali dei convertitori isolati.
E' possibile una riduzione, significante, del volume e del peso dei componenti magnetici utilizzando un'elevata frequenza di switching.
Infatti le dimensioni dei componenti magnetici decrescono con l'aumentare della frequenza, fino al raggiungimento della *frequenza ottimale*.
Al di sopra di tale frequenza non è possibile scalare ulteriormente le dimensioni fisiche del trasformatore [13].

Il parametro utilizzato per catalogare le dimensioni fisiche di un trasformatore ad alta frequenza è il *"prodotto delle aree"*: definito come il prodotto tra l'area di finestra del trasformatore,"A_w", che indica la sezione disponibile per gli avvolgimenti, e l'area trasversale del nucleo magnetico "A_{core}" (figura 1.34).

$$A_p = A_w \cdot A_{core} \tag{1.61}$$

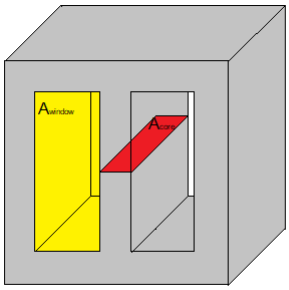

Figura 1.34: *Prodotto delle aree*

Per minimizzare le dimensioni di un trasformatore ad alta frequenza, bisogna analizzare la dipendenza del prodotto delle aree dalle specifiche di progetto.
In particolare l'area di finestra A_w è pari alla somma dei seguenti contributi:

$$A_{w_{pri}} = \frac{N_{pri} A_{Cu_{pri}}}{K_{Cu_{pri}}} \tag{1.62}$$

$$A_{w_{sec}} = \frac{N_{sec} A_{Cu_{sec}}}{K_{Cu_{sec}}} \tag{1.63}$$

Pertanto vale:

$$A_w = A_{w_{pri}} + A_{w_{sec}} = \frac{N_{pri} A_{Cu_{pri}}}{K_{Cu_{pri}}} + \frac{N_{sec} A_{Cu_{sec}}}{K_{Cu_{sec}}} \tag{1.64}$$

Per l'area trasversale del nucleo magnetico, A_{core}, il suo dimensionamento dipende dalla *legge di Faraday* e vale:

$$A_{core} = \frac{V_{pri}}{N_{pri} \omega B_{core}} \tag{1.65}$$

Dalla 1.65 si evidenzia che le dimensione della sezione trasversale del nucleo dipendono dalla massima tensione applicata sulla bobina, dalla massima densità di flusso

magnetico del nucleo e dalla frequenza di switching.
Dalla combinazione della 1.64 e della 1.65 si ricava il prodotto delle aree:

$$A_p = \frac{V_{pri} I_{pri} + V_{sec} I_{sec}}{K_{cu} 2\pi f_{sw} B_{core} J} \tag{1.66}$$

Dalla 1.66 è possibile osservare come il prodotto delle aree, che permette di esprimere le dimensione dei trasformatori ad alta frequenza tra cui peso e volume, dipende dalla potenza nominale, dalle caratteristiche fisiche del nucleo e dei conduttori, ed infine dalla frequenza di utilizzo.
In particolare il prodotto dell'aree è inversamente proporzione alla frequenza di switching: ciò giustifica la scelta di utilizzare un'elevata frequenza di commutazione nei convertitori isolati, per minimizzare le dimensioni totali del sistema.
Come anticipato è possibile scalare le dimensioni del trasformatore, scegliendo un'elevata frequenza di utilizzo, fino alla frequenza ottimale; al di sopra di tale frequenza, le perdite di potenza, che si distinguono in magnetiche e di conduzione, diventano predominanti.
Quindi, per smaltire il calore prodotto e mantenere la temperatura al di sotto della massima temperatura sopportabile dal nucleo magnetico (tipicamente $125°C$) [13], le dimensioni del trasformatore devono aumentare, tale da ridurre la sua resistenza termica equivalente.
Le perdite di potenza magnetiche sono dovute all'isteresi magnetica e alle correnti di Foucalt: entrambe sono proporzionali alla frequenza di utilizzo.
E' possibile trascurare le perdite di potenza dovute alle correnti di Foucalt a bassa frequenza, utilizzando nuclei laminati o nuclei in ferrite caratterizzati da un'elevata resistenza elettrica.

Oltre alle perdita magnetiche, come accennato, i trasformatori sono caratterizzati dalle perdite di conduzione, che dipendono dalla resistenza elettrica delle bobine in rame.
Poiché un trasformatore opera in AC, la resistenza dei conduttori aumenta al variare della frequenza; infatti, a causa dell'effetto pelle, la corrente ad alta frequenza fluisce nella parte esterna del conduttore.
La 1.67 mostra come varia il raggio effettivo di conduzione del conduttore al variare

della frequenza di utilizzo, a causa dell'effetto pelle che comporta quindi l'aumento della resistenza del conduttore.

$$\delta(f_{sw}) = \sqrt{\frac{1}{\pi f_{sw} \mu \sigma}} \tag{1.67}$$

Riassumendo: la miniaturizzazione, al variare della frequenza di switching, è limitata dall'energia totale dissipata.
Infatti, i contributi di perdita legati alle correnti di Foucalt e all'effetto pelle sono trascurabili fino a $f_{sw} < 300kHz$; al di sopra della frequenza ottimale, diventano predominanti e per il corretto funzionamento del trasformatore ad alta frequenza bisogna accrescere le sue dimensioni.

Poiché in fase di progetto si cerca di minimizzare le dimensioni dei componenti in modo da mantenere una elevata densità energetica, nel settore automotive si è diffuso l'utilizzo dei trasformatori planari.
Quest'ultimi, a differenza dei classici trasformatori a filo avvolto, hanno gli avvolgimenti realizzati con conduttori a sezione rettangolare su circuito stampato, permettendo: la riduzione del volume e del peso, la maggiore capacità termica data da una maggiore area esposta ed infine e una migliore robustezza meccanica [15].

Nella tabella 1.1 è possibile osservare come variano le dimensioni dei nuclei dei trasformatori al variare della frequenza di switching, per una potenza nominale di $1500W$, le seguenti informazioni sono state prese dal datasheet dei nuclei della "EPCOS".

f_{sw} (kHz)	P (W)	Tipo di nucleo	Materiale nucleo	Volume (cm^3)
25	1500	PM 87/70	MnZn (N27)	571.15
50	1500	ETD 59/31/12	MnZn (N27)	237.85
100	1500	ETD 54/28/19	MnZn (N27)	180.65

Tabella 1.1: Dimensioni Trasformatore al variare della frequenza

Mentre la tabella 1.2 mostra come la riduzione della potenza nominale del trasformatore incide sulle sue dimensioni. Si evidenzia, come l'utilizzo di trasformatori

planari permette di ridurre l'ingombro fisico rispetto ai classici componenti magnetici a filo avvolto.

f_{sw} (kHz)	P	P/N nucleo	Tipo	Volume (cm^3)
100	500 W	ETD 44/22/15	avvolto	108.65
100	750 W	ETD 49/25/16	avvolto	138.75
100	1500 W	ETD 54/28/19	avvolto	180.65
100	750 W	STANDEX MEDER P135	planare	37.18
100	1500 W	STANDEX MEDER P220	planare	45.75

Tabella 1.2: Dimensioni Trasformatore al variare della potenza

CAPITOLO 2

Progetto del Convertitore

Con la diffusione dei veicoli elettrici, l'utilizzo di un convertitore ausiliario, ad alta efficienza e ridotto ingombro fisico, è fondamentale per migliorare l'efficienza complessiva del sistema di alimentazione.
Le specifiche di progetto del convertitore devono essere tali da alimentare correttamente l'impianto elettrico a bassa tensione $12V$.
Inoltre i convertitori ausiliari vengono realizzati sia per operare in buck mode, durante il normale funzionamento, sia per lavorare in boost mode, nelle fasi di accelerazione oppure per alimentare i motori elettrici in condizione di emergenza.
Le specifiche del convertitore ausiliario, in base agli standard di tensione utilizzati nelle auto full electric, risultano:

- $V_{in} = 300V$ range di variazione tra $200V \div 400V$
- $V_{out} = 12V$
- $P_{out} = 1500W$
- Bidirezionale
- $\eta > 90\%$
- $v_{out_{ripple}} = 200mV$

2.1 Design Convertitore ausiliario da 1500W

Per il progetto del convertitore ausiliario si utilizza il dual active bridge con modulazione single phase shift.
Per ridurre le dimensioni dei componenti magnetici ed avere un'elevata densità di potenza si sceglie una frequenza di switching pari a $100kHz$. Tale scelta rappresenta un trade-off tra la miniaturizzazione dei componenti magnetici, in particolare del trasformatore ad alta frequenza e le perdite dinamiche degli switch durante le commutazioni.
Poiché è richiesta un'elevata efficienza, si progetta il convertitore tale da assicurare la commutazione in Zero Voltage Switching degli interruttori, quando in ingresso si ha la tensione nominale generata dal pacco batteria risulta $V_{in} = 300V$.
Tale strategia di progetto permette di elidere il contributo di perdita dinamico; pertanto per il trasformatore ad alta frequenza si sceglie un rapporto spire, tra primario e secondario, pari a $25 : 1$.
Tale rapporto tra le spire del trasformatore permette di adattare le tensioni tra i due bus in condizioni nominali.

Inoltre, come visto, per il dual active bridge, l'ampia variazione della tensione in ingresso, sul lato ad alta tensione, limita la condizione di soft switch degli interrutori elettronici; pertanto si progetta il convertitore ausiliario, in modo da garantire la commutazione in condizione di ZVS, quando il convertitore opera a pieno carico, per tutto l'intervallo di variazione della tensione in ingresso.

Dalla 1.52 e dalla 1.53 si ricava che il limite del rapporto di sfasamento D, sufficiente per garantire lo ZVS, che vale:

$$D = \begin{cases} 0.125, & \text{per } V_{in} = 400V \\ 0.166, & \text{per } V_{in} = 200V \end{cases} \tag{2.1}$$

Inoltre, dalla 1.29 sapendo che il massimo valore della tensione in uscita si ottiene per un rapporto di sfasamento pari a $D = 0.5$, si progetta il convertitore, selezionando l'induttanza, tale da garantire, per una frequenza di switching pari a $100kHz$,

il funzionamento in condizione di pieno carico; con un rapporto di sfasamento tra il full-bridge, del lato ad alta tensione, e il full bridge, sul lato a bassa tensione, maggiore di $D = 0.125$.
E inoltre, si progetta il convertitore in modo da assicurare il funzionamento del convertitore con uno sfasamento tra i due full bridge minore di $D_{max} < 0.4$, in modo da mantenere un pò di margine nel controllo quando sul bus d'ingresso la tensione vale $V_{in} = 200V$.
Dalla 1.29 il valore dell'induttore nel lato a bassa tensione, che rispetta la strategia di design attuata, risulta:

$$L = \frac{nV_{in_{min}}}{2f_{sw}V_{out}} R_L D_{max}(1 - D_{max}) = 76.8nH \tag{2.2}$$

Poiché sul lato a bassa tensione i componenti sono sottoposti ad un elevato stress di corrente, si preferisce inserire l'induttore sul lato ad alta tensione.
Quindi, dato il rapporto spire del trasformatore ad alta frequenza tra primario e secondario pari a 25 : 1, il valore di induttanza da inserire in serie al primario del trasformatore vale:

$$L = 48uH \tag{2.3}$$

La scelta di realizzare il convertitore ausiliario con un unico dual active bridge, da $1500W$, permette di compattare le dimensioni totali del dispositivo per lo spazio occupato dai componenti magnetici; Infatti, una riduzione di potenza di un fattore 2 determina una diminuzione del 20% delle dimensioni del trasformatore (tabella 1.2).
Ma l'implementazione del convertitore ausiliario con un unico dual active bridge risulta inconveniente per il ripple di corrente in uscita sul lato a bassa tensione. Infatti, l'elevato ripple limita la miniaturizzazione del convertitore, pertanto bisogna utilizzare grossi condensatori sul lato d'uscita a bassa tensione.
Dalle simulazione, preliminari, in PLECS si evince che per dual active bridge da $1500W$ progettato, gli stress sui componenti valgono:

Componente	V_{max}	$I_{pk_{max}}$	$I_{rms_{max}}$
Switch High Volgate	$400V$	$14A$	$6.5A$
Switch Low Volgate	$16V$	$339A$	$163A$
Induttore	$700V$	$14A$	$9.2A$
Primario trasformatore	$400V$	$14A$	$9.2A$
Secondario trasformatore	$16V$	$339A$	$231A$
Condensatore uscita	$16V$	$I_{ripple} = 650A$	$194A$
Condensatore Ingresso	$400V$	$I_{ripple} = 14.7A$	$7.7A$

Tabella 2.1: Stress dual active bridge $1500W$

Dalla tabella 2.1 si osserva che i condensatori posti sul lato a bassa tensione sono sottoposti ad un elevato ripple di corrente pari a $650A$ e una corrente efficace pari a $194A$.

2.2 Convertitore con 4 moduli

Il principale svantaggio dell'implementazione del convertitore ausiliario, con un unico dual active bridge ed una potenza nominale di $1500W$, è l'elevato ripple di corrente sul lato a bassa tensione che richiede l'utilizzo di grossi condensatori condizionando la densità di potenza

Una scelta ragionevole, per ridurre lo stress in corrente sul lato a bassa tensione, è la realizzazione di un convertitore con $n - moduli$ in parallelo con potenza nominale pari a $\frac{1500W}{n}$: ciò permette la riduzione del ripple di corrente sul bus a bassa tensione, attraverso lo sfasamento nel controllo tra i moduli.

Infatti, i singoli moduli devono essere controllati in modo tale da creare un'interferenza distruttiva tra le correnti al nodo di uscita, tale da minimizzare il ripple di corrente.

La tabella 2.2 mostra come la realizzazione del convertitore con $n - moduli$ in parallelo, opportunamente sfasati, permette di ridurre la corrente efficace ed il ripple nei condensatori d'uscita a bassa tensione.

Ciò permette di ridurre il costo e l'ingombro dei condensatori da utilizzare.

$n - moduli$	ΔI	$I_{rms_{max}}$
1	$650A$	$194A$
2	$183A$	$53.25A$
3	$121A$	$32A$
4	$78A$	$18.5A$

Tabella 2.2: Variazione della Corrente di ripple e corrente efficace sui condensatori data dalla modulazione del convertitore

Le figure 2.1 e 2.2 riportano la componente alternata della corrente di uscita sui condensatori del bus bassa tensione, per il convertitore ausiliario realizzato con un'unico modulo e per quello implementato, con 4 moduli opportunamente sfasati.

Inoltre, le due figure evidenziano come la progettazione con 4 moduli indipendenti riduce la corrente efficace dell'88%.

Parallelizzare il convertitore ausiliario con 4 dual active bridge da $375W$, quindi,

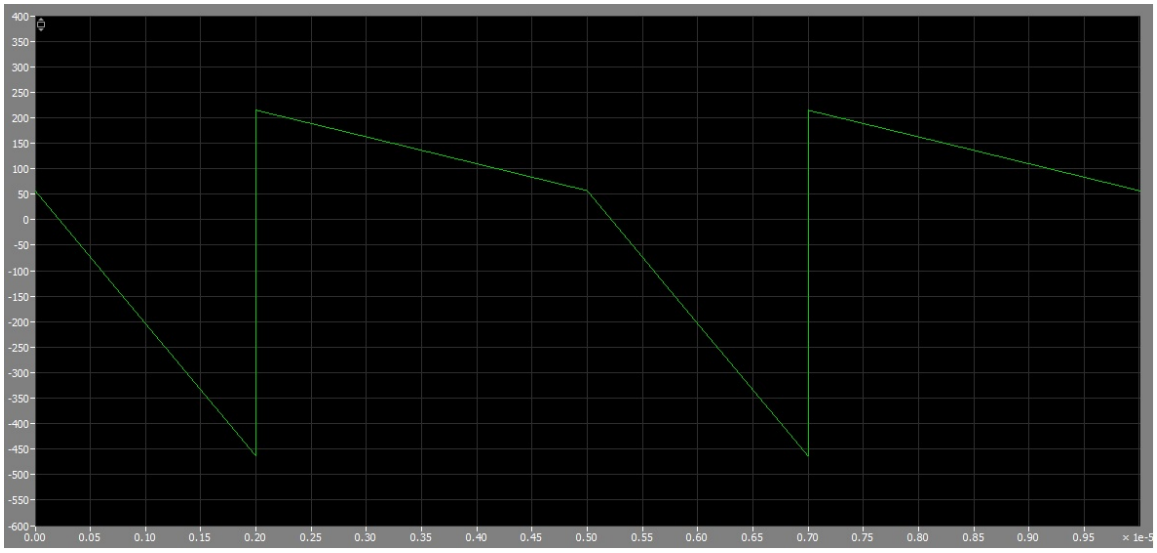

Figura 2.1: *Corrente condensatore in uscita convertitore non modulato*

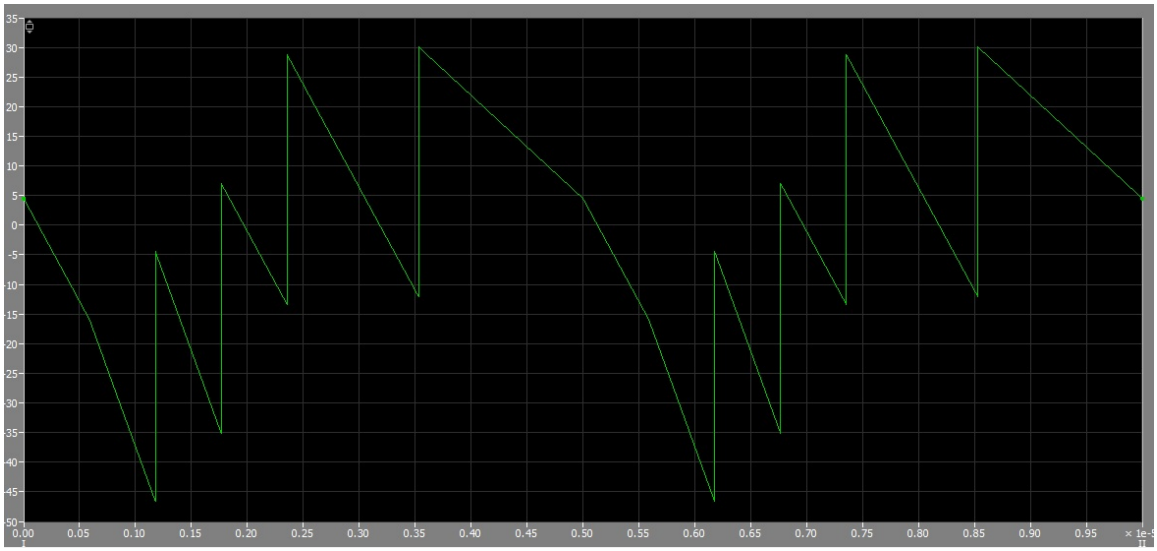

Figura 2.2: *Corrente condensatore in uscita Convertitore modulato (n=4)*

permette di mantenere un'elevata densità di potenza dato dall'utilizzo di condensatori di dimensione ridotte.
Si progetta, quindi, il singolo dual active bridge da $375W$ utilizzando la stessa strategia di progetto del dimensionamento per il convertitore implementato con un unico modulo: garantire la commutazione in soft switch degli interruttori in condizione di pieno carico.
Dalla 1.29, per una frequenza di switchig pari a $100kHz$ ed un rapporto spire, tra primario e secondario, del trasformatore pari di $25 : 1$, il valore dell'induttore da inserire sul lato ad alta tensione risulta:

$$L = 192\mu H \tag{2.4}$$

Tale valore di induttanza garantisce la condizione di ZVS nell'intervallo di variazione della V_{in} in condizione di pieno carico.
Lo stress dei componenti del singolo modulo sono stati determinati attraverso le simulazione in PLECS
La tabella 2.3 riporta gli stress sui componenti del convertitore ausiliario realizzato attraverso quattro dual active bridge da $375W$.

Componente	V_{max}	$I_{pk_{max}}$	$I_{rms_{max}}$
Switch High Volgate	$400V$	$3.5A$	$1.6A$
Switch Low Volgate	$16V$	$84.5A$	$40A$
Induttore	$700V$	$3.5A$	$2.3A$
Primario trasformatore	$400V$	$3.5A$	$2.3A$
Secondario trasformatore	$16V$	$87A$	$57.5A$
Condensatore uscita	$16V$	$I_{ripple} = 45A$	$18.5A$
Condensatore Ingresso	$400V$	$I_{ripple} = 9A$	$2.25A$

Tabella 2.3: Stess componenti dual active bridge da $375W$

2.3 Scelta componenti

Per analizzare dettagliatamente le prestazioni e confrontare le variazioni delle dimensioni del convertitore ausiliario implementato, con un unico dual active bridge o con 4 moduli indipendenti da $375W$, bisogna selezionare i componenti per rispettare le specifiche di progetto.

2.3.1 Power Switch

Le prestazioni del convertitore ausiliario, come è stato detto, sono influenzate dai power switch utilizzati.
Per rispettare le specifiche di progetto, gli interruttori elettronici vengono opportunamente scelti in base alla massima tensione sopportabile sui terminali di drain e source ed alla massima corrente che riescono a condurre.
Ma un parametro fondamentale da considerare per i power switch è la resistenza di conduzione R_{DS}.
Quest'ultima influisce nella scelta degli interruttori elettronici, da utilizzare nel convertitore, tale da rispettare la specifica di progetto dell'efficienza.

Poiché, il dual active bridge riesce a far commutare gli interruttori in soft switching per rispettare la specifica di progetto - limitare le perdite al 10% della potenza nominale erogata, garantendo lo ZVS - per la scelta degli switch si deve attenzionare soltanto la resistenza di conduzione.
Essendo la potenza dissipata dal semiconduttore, in fase di conduzione, pari a:

$$P_{on} = R_{DS_{on}} \cdot I_{RMS}^2 \tag{2.5}$$

Dalla 2.5 si evidenzia che la scelta degli interruttori elettronici, da utilizzare per implementare i full bridge, sul lato ad alta e bassa tensione dei due convertitori progettati, dipende dalla corrente efficace nella condizione peggiore.
La tabella 2.4 riporta i valori della I_{rms} massima che scorre negli switch dei full-bridge. Si selezionano gli switch, limitando l'efficienza del convertitore al 95% per le perdite dovute alla conduzione degli interruttori elettronici.

	Modulo da $1500W$	Modulo da $375W$
$I_{rms_{HV}}$	$6.5A$	$1.6A$
$I_{rms_{LV}}$	$163A$	$40A$

Tabella 2.4: Corrente efficace degli interruttori elettronici

Per il convertitore implementato con un unico modulo la massima potenza dissipabile è di $75W$.
Per rispettare la specifica sull'efficienza, ogni interruttore di potenza può dissipare una potenza di circa $10W$; pertanto si selezionano gli switch in base alla $R_{DS_{on}}$ riportate nella tabella 2.5.

	$HV Full-Bridge$	$LV Full-Bridge$
$R_{DS_{on}}$	$< 240m\Omega$	$< 376\mu\Omega$

Tabella 2.5: R_{DS} switch del dual active bridge da $1500W$

Per il convertitore ausiliario realizzato con 4-moduli indipendenti in parallelo da $375W$, si progetta il singolo modulo tale da assicurare un'efficienza a piano carico del 95% a causa delle perdite statiche di conduzione degli switch; quindi la massima potenza dissipabile per gli interruttore dei full-bridge è pari a $2.3W$
Per rispettare tale condizione, gli switch devono essere caratterizzati da una R_{DS} riportata in tabella 2.6.

	$HV Full-Bridge$	$LV Full-Bridge$
R_{DS}	$< 1\Omega$	$< 1.5m\Omega$

Tabella 2.6: R_{DS} switch del dual active bridge da $375W$

Nel rispetto delle specifiche di progetto si scelgono, opportunamente, gli switch per i due convertitori da implementare.

Per il full-bridge, sul lato ad alta tensione del convertitore realizzato con un unico modulo da $1500W$ si sceglie il power switch riportato in tabella 2.7.
Si nota come lo switch selezionato è in grado di sopportare una tensione di $700V$.

Produttore	P/N	Tecnologia	V_{DS}	$I_{D_{max}}$	$R_{DS_{on}}$
Infineon	IPP65R110CFD	Cool-MOS	$700V$	$32A$	$110m\Omega$

Tabella 2.7: Power Switch full-bridge alta tensione

Per il lato a bassa tensione l'elevata corrente che scorre sugli switch, impatta sulla loro scelta; per minimizzare le perdite di conduzione e rispettare la specifica di progetto, il full bridge sul lato a bassa tensione deve essere implementato con interruttori caratterizzati da una $R_{DS} < 360\mu\Omega$.
A catalogo non si trovano Mosfet che rispettino tale richiesta. Infatti i migliori Mosfet disponibili sul mercato, hanno una $R_{DS} > 400\mu\Omega$. Per limitare le perdite e rispettare le specifiche di progetto, il full bridge a bassa tensione sarà realizzato attraverso l'utilizzo di 4 coppie di mosfet in parallelo riportati in tabella 2.8.

Produttore	P/N	Tecnologia	V_{DS}	$I_{D_{max}}$	$R_{DS_{on}}$
Infineon	IRL40SC228	Si N-MOSFET	$40V$	$360A$	$500\mu\Omega$

Tabella 2.8: Power Switch full-bridge bassa tensione

Poiché, per il dual active bridge da $375W$ le specifiche sulle resistenze di conduzione dei power switch sono rispettati dai mosfet selezionati per realizzare il convertitore ausiliario non modulato, allora, si utilizzano anche per implementare il convertitore modulato.

2.3.2 Condensatori

I condensatori devono essere selezionati in modo da garantire il corretto funzionamento del convertitore ausiliario.
Il loro utilizzo è di fondamentale importanza per limitare il ripple di tensione sui terminali di uscita, mantenendola fissa e stabile.
I parametri da valutare per una scelta corretta dei condensatori, oltre alla massima tensione sopportabile, sono: la massima corrente efficace sopportabile e la resistenza serie equivalente (ESR).
Si ricorda che l'uso dei condensatori di uscita, incide sulla miniaturizzazione dei convertitori e sul costo complessivo del sistema.
Per il convertitore ausiliario realizzato con un unico dual active bridge da $1500W$ è richiesto l'uso di grossi condensatori sul lato a bassa tensione dovuto all'elevato stress di corrente. Infatti, a causa dell'elevata corrente efficace pari a $194A$ nella condizione peggiore, è necessario inserire, sui terminali di uscita del bus a $12V$, una batteria composta da 18 condensatori in parallelo, riportati in tabella 2.9.

Produttore	P/N	C	V_{max}	$I_{ripple_{RMS}}$
Kemet	ALC40A333EP063	$33mF$	$63V$	$12A$

Tabella 2.9: Condensatore terminali d'uscita

L'utilizzo dei 18 condensatori selezionati in parallelo posti sui terminali ddel bus a bassa tensione, per la 1.38 limita il ripple di tensione dato dall'iniezione di carica nella condizione peggiore a:

$$V_{ripple_C} = \frac{1}{C_{out}} \frac{[V_{out} + (2D_{max}^2 - 1)nV_{in_{min}}]^2}{32 f_{sw}^2 L_{lv}(V_{out} - nVin_{min})} = \tag{2.6}$$

$$V_{ripple_C} = \frac{1}{18 \cdot 33mF} \frac{[12V + (2 \cdot 0.4^2 - 1) \cdot \frac{1}{25} \cdot 200V]^2}{32 \cdot 100kHz^2 \cdot 76.8nH \cdot (12V - \frac{1}{25} \cdot 200V)} = 7.3mV \tag{2.7}$$

Nel rispetto della specifica di progetto sul ripple di tensione sul bus a $12V$ la resistenza serie equivalente del singolo condensatore deve essere, per la 1.39, inferiore

a:

$$ESR_{Cout} < \frac{200mV - 7.3mV}{\frac{650A}{18}} < 5.3m\Omega \tag{2.8}$$

Poiché la ESR equivalente del singolo condensatore a $100kHz$ vale circa $5.2m\Omega$ [17], conferma che l'utilizzo dei 18 condensatori *ALC40A333EP063* è sufficiente per rispettare la specifica di progetto sul ripple di tensione in uscita.

La modulazione del convertitore ausiliario con 4 dual active bridge da $375W$, opportunamente sfasati nel controllo, permette di aumentare la densità di potenza del sistema grazie alla riduzione del numero di condensatori in uscita.
Anche per il convertitore modulato si utilizza, per implementare la batteria di condensatori sul bus a bassa tensione, il condensatore in tabella 2.9.
Per rispettare la specifica di progetto sul ripple di tensione in uscita si utilizza una batteria composta da 4 condensatori in parallelo. Tale scelta, per la 1.38, permette di limitare il ripple di tensione dato dall'iniezione di carica nella condizione peggiore a:

$$V_{ripple_C} = \frac{1}{C_{out}} \frac{[V_{out} + (2D_{max}^2 - 1)nV_{in_{min}}]^2}{32 f_{sw}^2 L_{lv}(V_{out} - nVin_{min})} = \tag{2.9}$$

$$V_{ripple_C} = \frac{1}{4 \cdot 33mF} \frac{[12V + (2 \cdot 0.4^2 - 1) \cdot \frac{1}{25} \cdot 200V]^2}{32 \cdot 100kHz^2 \cdot 307.2nH \cdot (12V - \frac{1}{25} \cdot 200V)} = 900uV \tag{2.10}$$

Invece, il contributo di ripple di tensione, nella condizione peggiore, dato dall'effetto della resistenza serie equivalente totale, per la 1.39, vale:

$$V_{Ripple_{ESR}} = \frac{5.2m\Omega}{4} \cdot 78A = 105.3mV \tag{2.11}$$

Pertanto, anche per il convertitore modulato, la specifica sul ripple di tensione sui terminali di uscita del bus a bassa tensione è rispettata.

Si evidenzia come la modulazione del convertitore permette di ridurre il numero dei condensatori da porre sul bus a bassa tensione.
In particolare, per il convertitore ausiliario modulato si ha una riduzione di peso di ben $2.4Kg$ rispetto al convertitore ausiliario non modulato, per quanto riguarda i condensatori da porre sul lato a bassa tensione.

Data la specifica della bidirezionalità del convertitore, anche i condensatori sul lato ad alta tensione devono essere opportunamente selezionati per limitare le fluttuazioni di tensione sul bus ad alta tensione quando il convertitore ausiliario opera in boost-mode.

Per il convertitore ausiliario implementato con un unico dual active bridge da $1500W$, poiché la massima corrente di ripple è pari a $14.7A$ è necessario inserire sul bus d'ingresso una batteria composta da 8 condensatori *B43541A7157M0* in parallelo.
Le specifiche del condensatore selezionato sono riportate in tabella 2.10.

Produttore	P/N	C	V_{max}	I_{ripple}	ESR
TDK	B43541B6127M0	$120uF$	$500V$	$2.03A$	$231m\Omega$

Tabella 2.10: Condensatore per i terminali d'ingresso

L'utilizzo degli 8 condensatori permette di limitare il ripple di tensione sul bus ad alta tensione al di sotto dei $700mV$.
Infatti, per la 1.38, nella condizione peggiore il ripple di tensione dato dall'iniezione di carica vale:

$$V_{ripple_C} = \frac{1}{C_{in}} \frac{[V_{in} + (2D_{max}^2 - 1)\frac{1}{n}V_{out_{min}}]^2}{32 f_{sw}^2 L_{hv}(V_{in} - \frac{1}{n}V_{out_{min}})} = \tag{2.12}$$

$$V_{ripple_C} = \frac{1}{8 \cdot 150uF} \frac{[300V + (2 \cdot 0.30^2 - 1) \cdot 25 \cdot 9V]^2}{32 \cdot 100kHz^2 \cdot 48uH \cdot (300V - 25 \cdot 9V)} = 212mV \tag{2.13}$$

Invece, il contributo del ripple di tensione, dato dall'effetto della resistenza serie equivalente totale, per la 1.39, è pari a:

$$V_{Ripple_{ESR}} = \frac{260m\Omega}{8} \cdot 14.7A = 424mV \tag{2.14}$$

Si nota che la combinazione dei due effetti del ripple di tensione nella condizione peggiore vale $636mV$, tale ripple di tensione è accettabile sul lato ad alta tensione.

Anche per il bus d'ingresso ad alta tensione la modulazione del convertitore permette di ridurre il numero di condensatori da porre in parallelo per limitare le fluttuazioni della tensione quando opera in boost mode.
Infatti dalla tabella 2.3 è possibile osservare che nelle condizioni di massimo stress di corrente, la corrente di ripple vale $9A$.
Anche per il convertitore modulato si realizza la batteria di condensatori da porre sul bus ad alta tensione con lo stesso condensatore selezionato per il convertitore non modulato.
Nel dettaglio per il convertitore ausiliario modulato per limitare il ripple di tensione è necessario utilizzare 5 condensatori *B43541A7157M0* in parallelo .
Infatti, tale scelta per la 1.38 limita il ripple dato dall'iniezione di carica in boost mode sul bus d'ingresso a:

$$V_{ripple_C} = \frac{1}{C_{in}} \frac{[V_{in} + (2D_{max}^2 - 1)\frac{1}{n}V_{out_{min}}]^2}{32 f_{sw}^2 L_{hv}(V_{in} - \frac{1}{n}V_{out_{min}})} = \tag{2.15}$$

$$V_{ripple_C} = \frac{1}{5 \cdot 150uF} \frac{[300V + (2 \cdot 0.30^2 - 1) \cdot 25 \cdot 9V]^2}{32 \cdot 100kHz^2 \cdot 192uH \cdot (300V - 25 \cdot 9V)} = 85mV \tag{2.16}$$

Invece, il contributo del ripple di tensione, dato dall'effetto della resistenza serie equivalente totale, per la 1.39, è pari a:

$$V_{Ripple_{ESR}} = \frac{231m\Omega}{5} \cdot 9A = 415mV \tag{2.17}$$

Si evidenzia che anche per il convertitore modulato la scelta dei 5 condensatori *B43541A7157M0* permette di limitare il ripple di tensione al di sotto dei $700mV$.

Quindi, si conferma che la modulazione permette di beneficiare dell'aumento della densità di potenza anche per il numero di condensatori da porre sul bus ad alta tensione. In particolare rispetto al convertitore non modulato si ha una minima riduzione del peso per quanto riguarda i condensatori da porre ai terminali di ingresso equivalente a $70g$.

2.3.3 Trasformatore

Poiché il convertitore ausiliario è utilizzato per adattare il bus ad alta tensione con il bus a $12V$, è necessario utilizzare dei trasformatori ad alta frequenza. Inoltre, l'utilizzo dei trasformatori ad alta frequenza permette di rispettare il requisito sull'isolamento elettrico tra i due bus.
Come visto, i trasformatori, da utilizzare per i due convertitori ausiliari proposti, devono essere opportunamente progettati in modo da garantire un'elevata densità di potenza.

Per la strategia di progetto adottata, per il design dei due convertitori ausiliari, il rapporto spire tra primario e secondario dei trasformati deve essere pari a $25 : 1$, ciò permette di garantire in condizione nominali di utilizzo, ovvero per $V_{in} = 300V$ la commutazione dei power switch in zero voltage switch.

A catalogo non sono presenti trasformatori che soddisfano le specifiche tecniche per i due convertitori da progettare. Quindi per entrambi i convertitori è necessario utilizzare dei trasformatori customizzati. Di seguito sono riportate le specifiche tecniche per i trasformatori ad alta frequenza da utilizzare per i due convertitori proposti. Tra le specifiche si richiede il progetto dei trasformatori in tecnologia planare, che come visto precedentemente, permette di aumentare la densità di potenza del convertitore.

Per il trasfomatore ad alta frequenza da utilizzare nel convertitore ausiliario, realizzato attraverso un unico dual active bridge da $1500W$, le specifiche di progetto sono riportate in tabella 2.11.

Mentre in tabella 2.12 sono riportate le specifiche di progetto per il trasformatore ad alta frequenza da utilizzare nei dual active bridge da $375W$, in modo da realizzare il convertitore ausiliare modulato.

Specifiche	Rating
Potenza in uscita	$1500W$
frequenza	$100kHz$
Tensione Input	$200V : 400V$
Tensione Output	$12V$
Rapporto N1:N2	$25 : 1$
$I_{pri_{RMS}}$	$9.2A$
$I_{sec_{RMS}}$	$231A$

Tabella 2.11: Specifiche trasformatore per il dual active bridge da $1500W$

Specifiche	Rating
Potenza in uscita	$375W$
frequenza	$100kHz$
Tensione Input	$200V : 400V$
Tensione Output	$12V$
Rapporto N1:N2	$25 : 1$
$I_{pri_{RMS}}$	$2.1A$
$I_{sec_{RMS}}$	$52.5A$

Tabella 2.12: Specifiche del trasformatore per il dual active bridge da $375W$

2.3.4 Induttore

L'induttore è uno dei principali componenti che deve essere opportunamente dimensionato per il corretto funzionamento del convertitore ausiliario.
Data l'elevata corrente che scorre sul lato a bassa tensione in condizioni di pieno carico, per entrambi i convertitori progettati si inserisce l'induttore sul lato ad alta tensione.
Poiché a catalogo non sono presenti induttori che riescono a rispettare le specifiche di progetto, come per i trasformatori, devono essere progettati opportunamente. Di seguito si riportano le specifiche di progetto per gli induttori

In tabella 2.13 sono riportate le specifiche di progetto dell'induttore per il convertitore ausiliario non modulato.

Specifiche	Rating
Induttanza	$48uH$
frequenza	$100kHz$
I_{RMS}	$9.2A$

Tabella 2.13: Specifiche induttore per il dual active bridge da $1500W$

Invece la tabella 2.14 mostra le specifiche di progetto dell'induttore da utilizzare nel dual active bridge, da $375W$, progettato per realizzare il convertitore ausiliario con 4 moduli in parallelo.

Specifiche	Rating
Induttanza	$192uH$
frequenza	$100kHz$
I_{RMS}	$2.1A$

Tabella 2.14: Specifiche induttore per il dual active bridge da $375W$

CAPITOLO 3

Simulazioni

Per confrontare le prestazioni ed il comportamento dei due convertitori ausiliari progettati sono state condotte le simulazioni su Ltspice.
In questo capitolo si è analizzato il funzionamento dei due convertitori nelle varie condizioni di carico, prestando particolare attenzione alla verifica del rispetto delle specifiche di progetto.
Inoltre, data la specifica di progetto della bidirezionalità, in LtSpice si è analizzato anche il comportamento in Boost mode, attenzionando l'efficienza dei due convertitori progettati. Tale modalità operativa, come accennato, viene richiesta nelle condizioni di emergenza.
Si precisa che le simulazioni sono state condotte in anello aperto.

3.1 Simulazione convertitore 1500 W

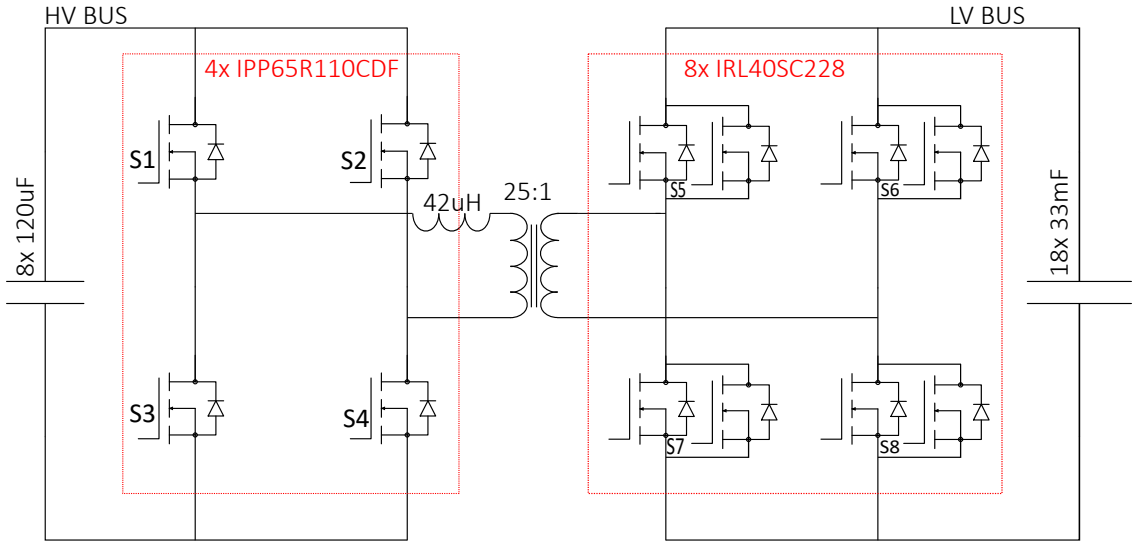

Figura 3.1: *Dual active bridge da* 1500W

Per il convertitore ausiliario realizzato con un singolo modulo, ovvero con il dual active bridge da 1500W (fig 3.1) è possibile osservare l'efficienza del convertitore in condizione nominale lavoro, ovvero per $V_{in} = 300V$, in figura 3.2.

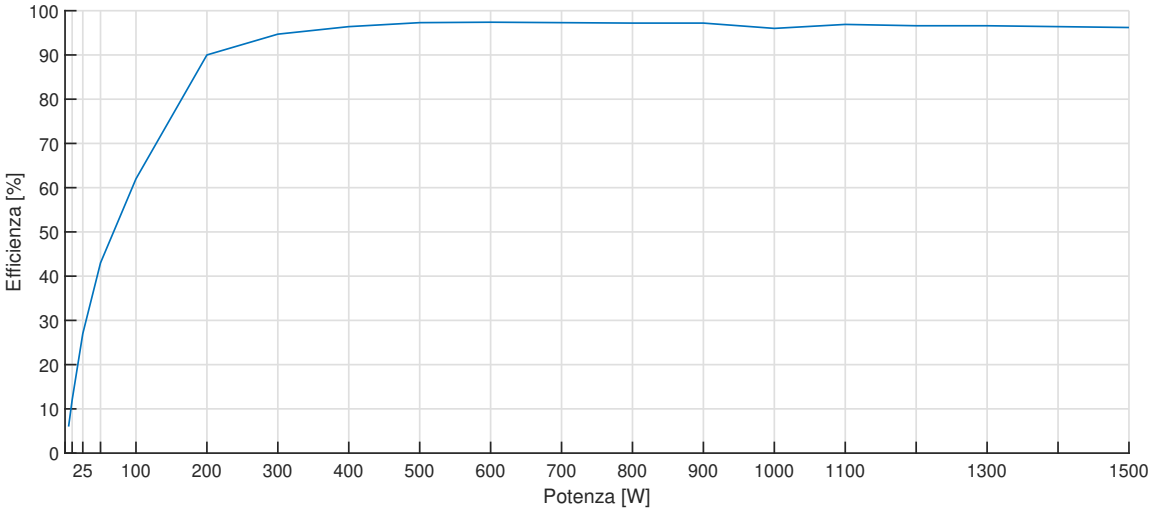

Figura 3.2: *Efficienza vs Pout duaò active bridge da* 1500W

In particolare, si nota come il dual active bridge da $1500W$ progettato rispetti la specifica di progetto sull'efficienza. Infatti, nell'intervallo di potenza tra $200W$ e $1500W$ le perdite del convertitore sono limitate al di sotto del 10% della potenza erogata ai terminali di uscita del bus a bassa tensione.
Invece, per carichi al di sotto dei $200W$, le prestazioni del convertitore peggiorano, infatti si può notare un decadimento dell'efficienza.

Poiché la tensione in ingresso al convertitore non è fissa ma varia con lo stato di carica della batteria a monte dell'impianto di distribuzione ad alta tensione si è analizzato il comportamento del convertitore al variare della tensione d'ingresso.
Sia perr $Vin = 200V$ che per $V_{in} = 400V$ il convertitore riesce a lavorare nel rispetto delle specifiche di efficienza di progetto, fino ad una potenza di uscita pari a $900W$. Al di sotto di tale potenza il dual active bridge perde la capacità di far commutare gli interruttori elettronici in soft switch e si ha la riduzione dell'efficienza causata della commutazione forzata dei mosfet durante la fase di accensione.

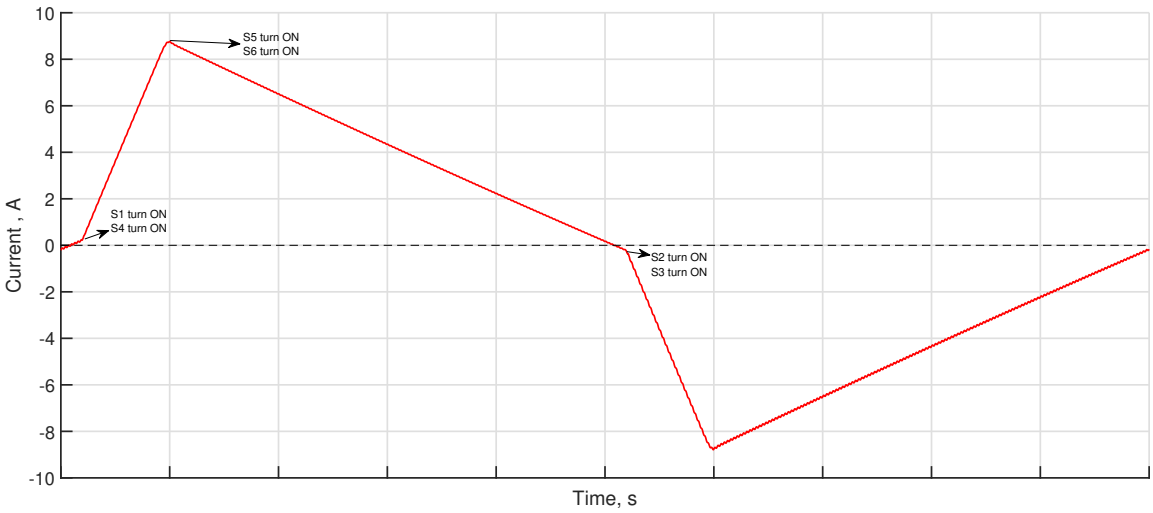

Figura 3.3: *Corrente induttore per* $V_{in} = 200V$ *e* $P_{out} = 850W$

La perdita del soft switch è osservabile in figura 3.3, che mostra la corrente dell'induttore del dual active bridge da $1500W$ nella seguente condizione $V_{in} = 200V$ e un carico da $850W$. Si può notare che nella fase di accensione per gli switch $S1$ ed $S4$ la corrente dell'induttore è maggiore, invece, negli istanti del turn-on dei mosfet $S2$

e $S3$ la corrente è minore di zero. In tale condizione si ha la perdita della condizione sufficiente per garantire la commutazione in zero voltage switch per gli interruttori elettronici del full bridge sul lato ad alta tensione, infatti, la corrente durante l'accensione non scorrerà nei diodi di ricircolo degli interruttori elettronici.

La figura 3.4 mostra la corrente che scorre nell'induttore quando il convertitore eroga una potenza pari a $1500W$ sui terminale del bus a bassa tensione e per una tensione d'ingresso pari a $V_{in} = 200V$.
Si evidenzia che la strategia di progetto adottata, ovvero garantire la commutazione degli interruttori elettronici in zero voltage switch quando il convertitore opera a pieno carico è verificata. Infatti nelle fasi di accensione degli switch la corrente I_D che scorre nei mosfet è minore di zero.
La figura 3.5 conferma quanto detto, infatti, si nota che durante l'accensione la corrente di drain del power switch $S1$ è negativa.

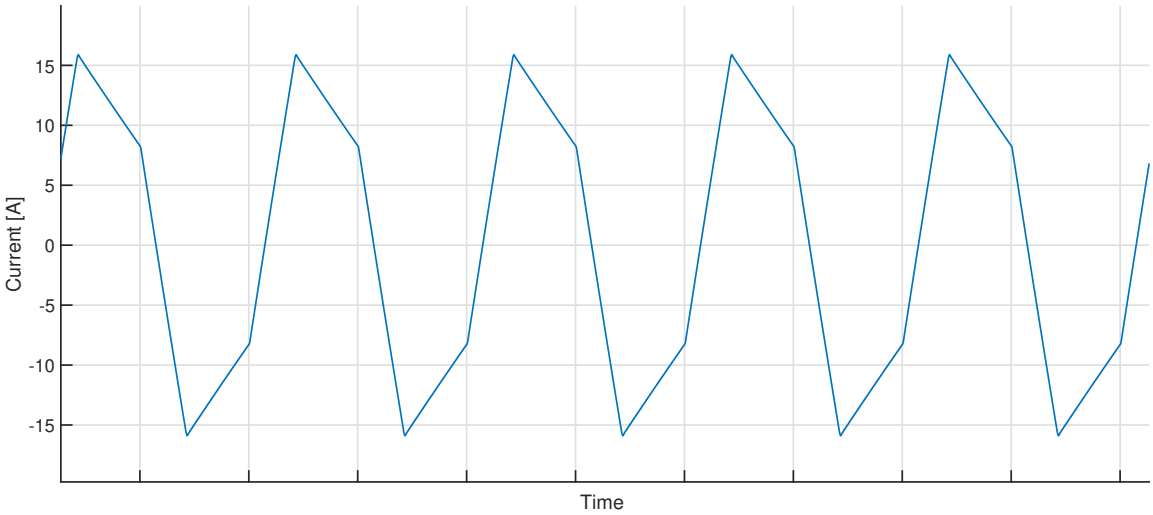

Figura 3.4: *Corrente sull'induttore per* $V_{in} = 200V$ *e* $P_{out} = 1500W$

Infine, per il convertitore ausiliario non modulato si è verificato il rispetto della specifica di progetto sul ripple di tensione sul bus a $12V$.
In figura 3.6 è possibile osservare la tensione sul bus a bassa tensione del dual active bridge da $1500W$, si può notare che l'utilizzo della batteria composta da 18 condensatori *ALC40A333EP063* garantisce il rispetto della specifica di progetto. Infatti, nella

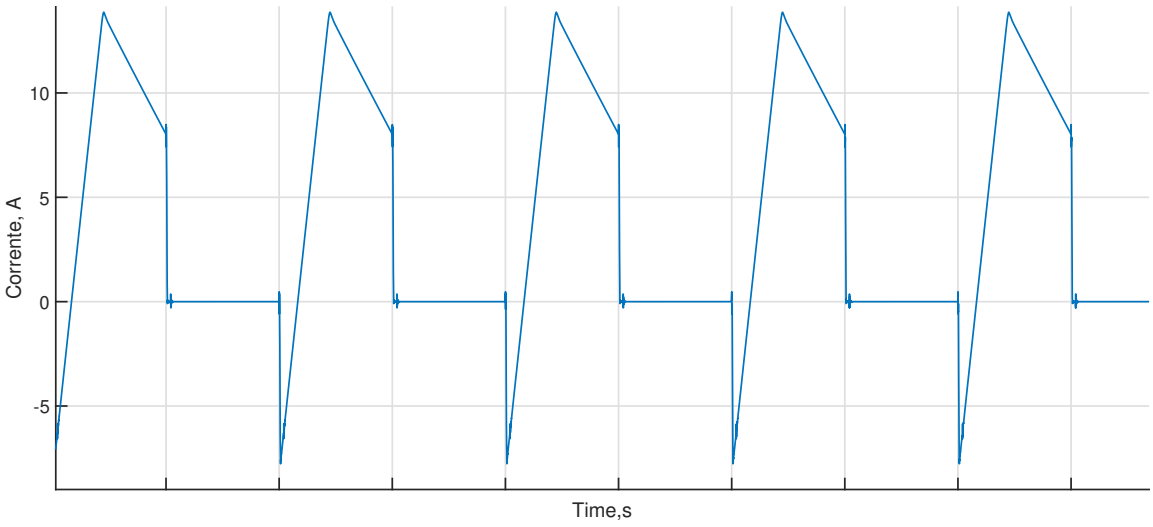

Figura 3.5: *Corrente Power switch S1 per* $V_{in} = 200V$ *e* $P_{out} = 1500W$

condizione peggiore, ovvero per $V_{in} = 200V$ e $P_{out} = 1500W$, il ripple di tensione è minore dei $200mV$.

Si può notare che la tensione in uscita è leggermente al di sotto dei $12V$ ma poiché le simulazioni sono state condotte in assenza del controllore tale difformità sulla specifica di progetto è accettabile.

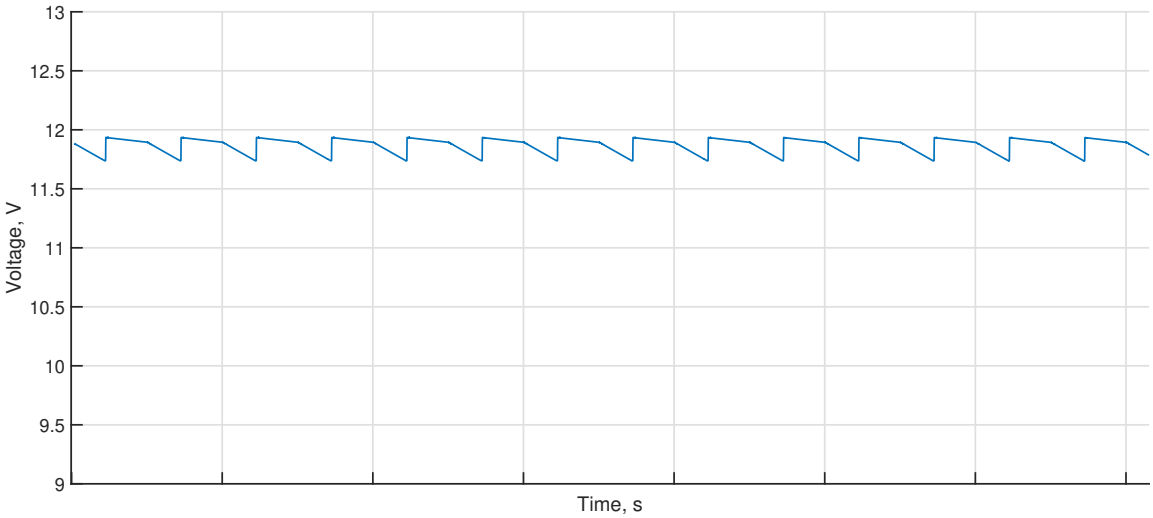

Figura 3.6: *Tensione d'uscita dual active brigde da* $1500W$

3.2 Simulazione convertitore con 4 moduli in parallelo

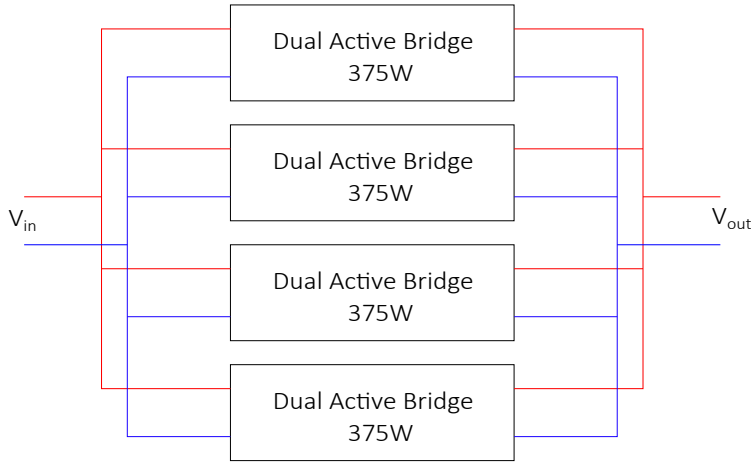

Figura 3.7: *Schema blocchi convertitori ausiliario implementato con 4 moduli in parallelo*

Anche per il convertitore ausiliario implementato con 4 dual active bridge da $375W$ in parallelo sono state analizzate le prestazioni e il comportamento nelle diver-

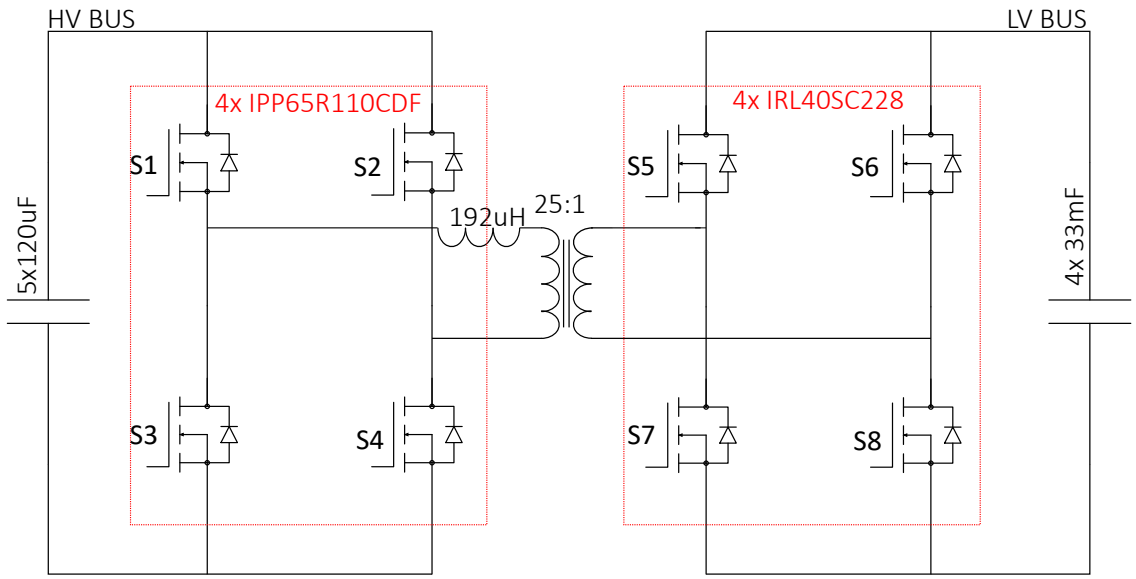

Figura 3.8: *Singolo dual active bridge da* $375W$

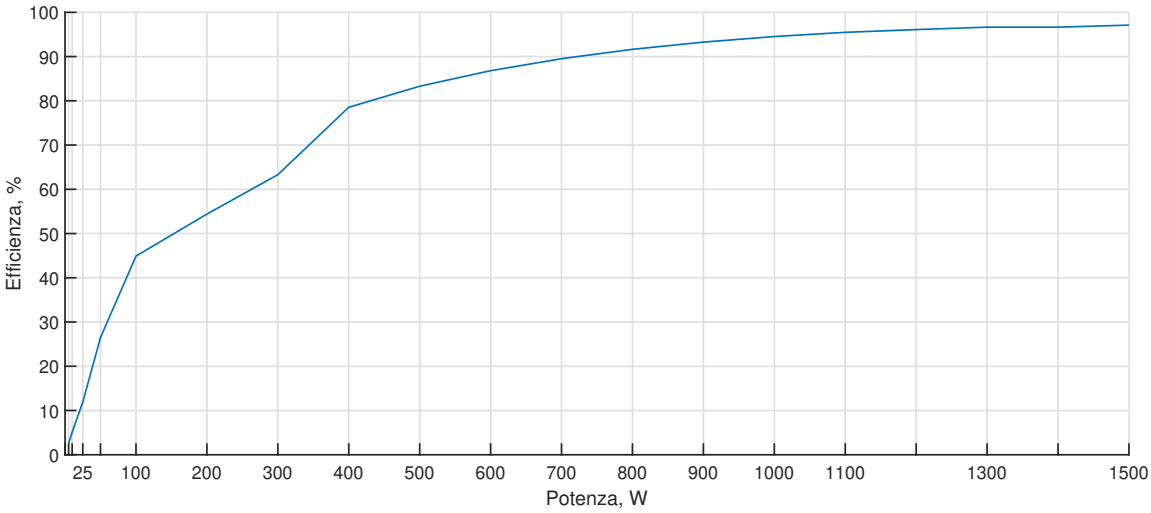

Figura 3.9: *Efficienza vs Pout convertitore modulato*

se condizioni di funzionamento su LtSpice.

La figura 3.9 mostra le performance del convertitore ausiliario modulato nelle condizioni nominali di utilizzo ($V_{in} = 300V$).
Si evidenzia che al di sopra dei $700W$ il convertitore modulato opera nel rispetto della specifica sull'efficienza, ovvero limitare le perdite al 10% della potenza erogata.
Confrontando le performance tra i due convertitori progettati si nota che il convertitore non modulato offre delle prestazioni migliori in termini di efficienza rispetto al convertitore modulato. Infatti, il dual active bridge da $1500W$ in condizioni nominali rispetta la specifica di progetto dell'efficienza fino ad una potenza sui terminali di uscita pari a $200W$.

Le performance del convertitore modulato sono state analizzate anche al variare della tensione in ingresso sul bus ad alta tensione. In tutto l'intervallo di variazione, ovvero per $200V < V_{in} < 400V$ in condizione di pieno carico il convertitore modulato ha un'efficienza $\eta > 90\%$.

Se dal punto di vista delle performance energetiche il convertitore modulato non offre nessun vantaggio, lo stesso non lo si può dire in termini di densità di potenza.
Infatti, come detto la modulazione del convertitore permette di minimizzare il peso

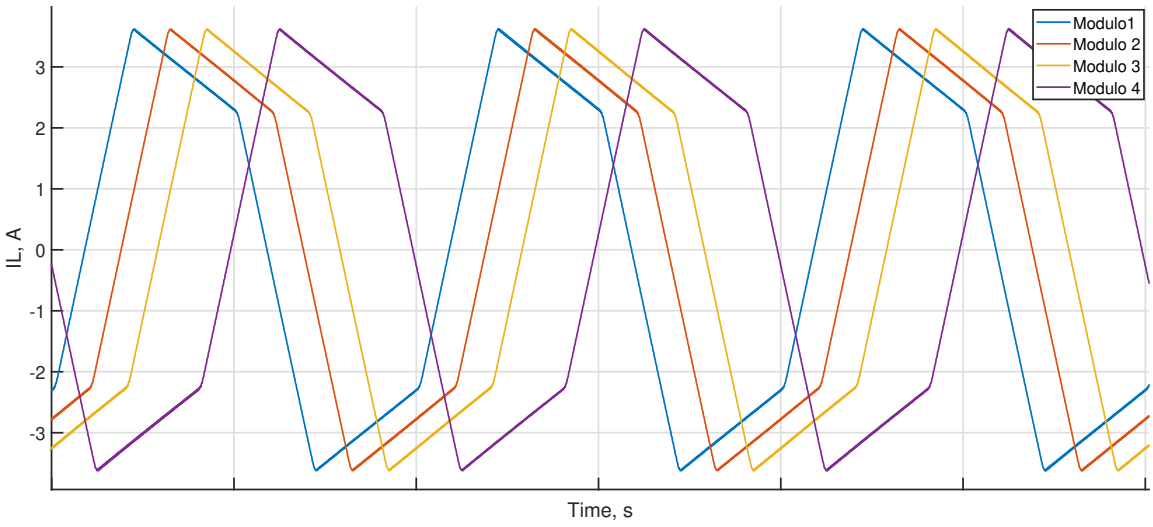

Figura 3.10: *Correnti sugli induttori dei dual active bridge da* $375W$

dei condensatori da utilizzare per limitare il ripple di tensione, in particolare sul bus a bassa tensione.

In figura 3.10 è possibile osservare lo sfasamento dei singoli moduli attraverso le correnti degli induttori dei dual active bridge da $375W$.

La tabella 3.1 riporta lo sfasamento introdotto nel controllo dei singoli moduli rispetto al primo modulo. Si può notare che lo sfasamento tra i moduli non è fisso ma varia con le condizione di carico del convertitore, infatti, dipende dal rapporto di sfasamento D.

$i - modulo$	Sfasamento
2	$\frac{D}{2}$
3	D
4	$2D$

Tabella 3.1: Sfasamento tra i moduli

Il vantaggio della modulazione del convertitore è osservabile in figura 3.11, che mostra la corrente totale sui condensatori d'uscita nella condizione di massimo stress

di corrente. Rispetto al convertitore non modulato la modulazione permette di ridurre il ripple di corrente del 86%.

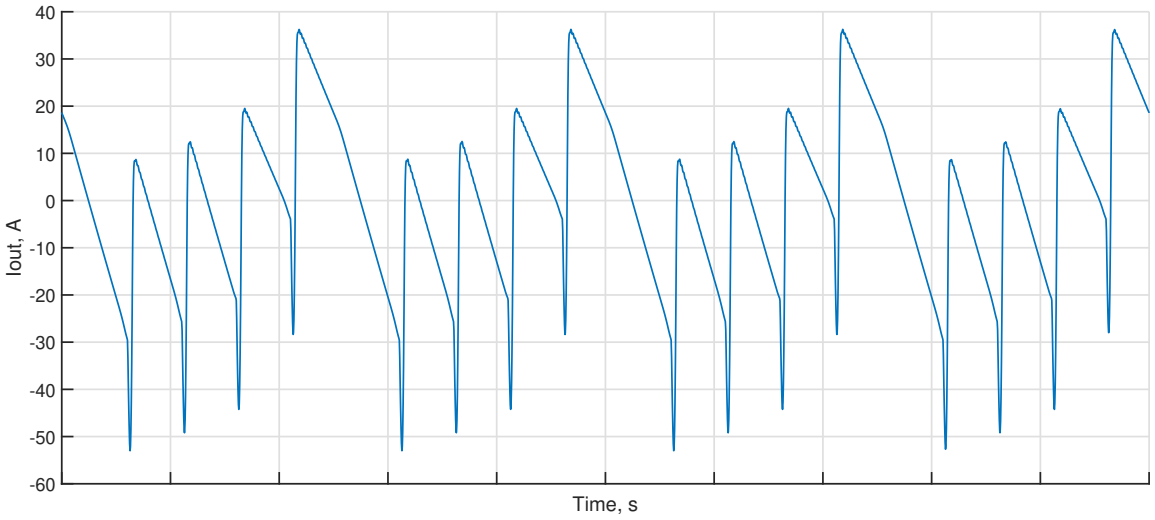

Figura 3.11: *Corrente sui condensatori d'uscita*

Infine, la figura 3.12 mostra la tensione ai terminali del bus a bassa tensione. Si evidenzia come l'utilizzo di solo 4 condensatori *ALC40A333EP063* in parallelo permette di limitare il ripple di tensione a $200mV$, quindi anche per il convertitore ausiliario modulato la specifica di progetto è rispettata.

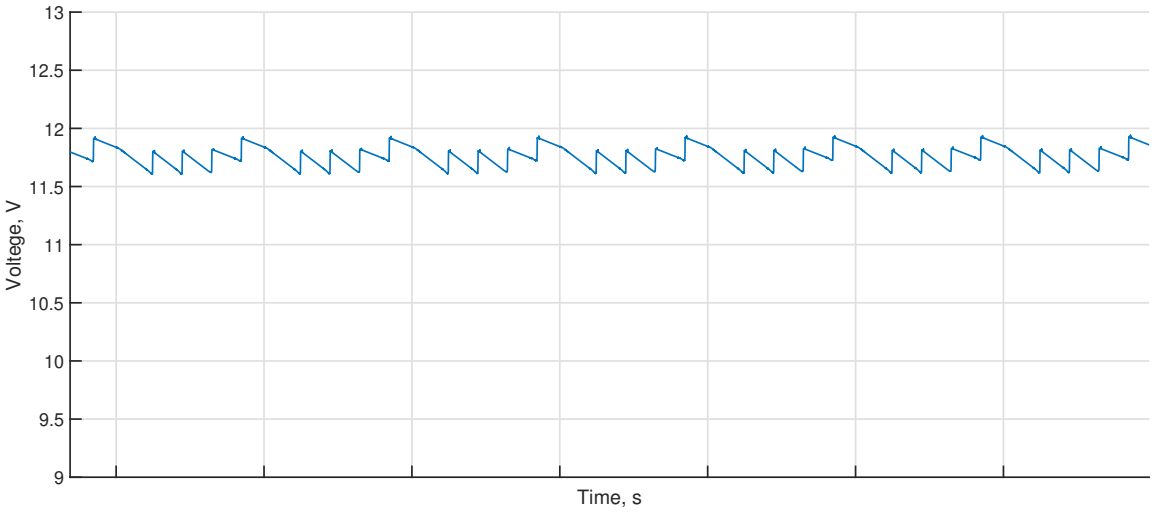

Figura 3.12: *Tensione in uscita per Vin=300V*

3.3 Simulazione in Boost mode

Nei paragrafi precedenti è stato analizzato il comportamento dei due convertitori ausiliari progettati in buck mode, ovvero nella condizione normale di funzionamento.

Data la specifica della bidirezionalità richiesta, si è analizzato il comportamento dei due convertitori progettati anche in boost mode.
Poiché, tale modalità operativa è richiesta nelle situazioni di emergenza, per sopperire eventuali problemi della batteria ad alta tensione, si è analizzato il comportamento dei due convertitori fino ad una potenza richiesta ai terminali del bus ad alta tensione pari a $1000W$.

Dalle simulazioni, sia il convertitore implementato attraverso il full bridge da $1500W$ che il convertitore modulato, in boost mode riescono ad operare con un'efficienza maggiore del 90%.
Quindi, la strategia di progetto adottata, ovvero garantire la commutazione degli switch in condizione di zero voltage switching, è garantita anche quando la potenza fluisce dal bus a bassa tensione a quello ad alta tensione.

In figura 3.13 è possibile osservare la corrente dell'induttore per il convertitore ausiliario non modulato nella seguente condizione: $V_{out} = 12$ e $P_{in} = 1500W$. Si evidenzia che nelle fasi di accensione le corrente I_D degli switch è minore di zero, ciò conferma la verifica della commutazione in zero voltage switching degli interruttori elettronici.

La figura 3.14 mostra la corrente degli induttori dei dual active bridge del convertitore ausiliario modulato, quando ai terminali d'ingresso viene erogata una potenza di $1500W$, si nota come le correnti sono sfasate in modo da minimizzare lo stress di corrente sui condensatori del bus ad alta tensione.
Inoltre, si evidenzia che durante l'accensione degli interruttori le correnti I_D degli switch sono negative, ciò conferma che anche il convertitore modulato in boost mode riesce a limitare le perdite grazie alla commutazioni in soft switch.

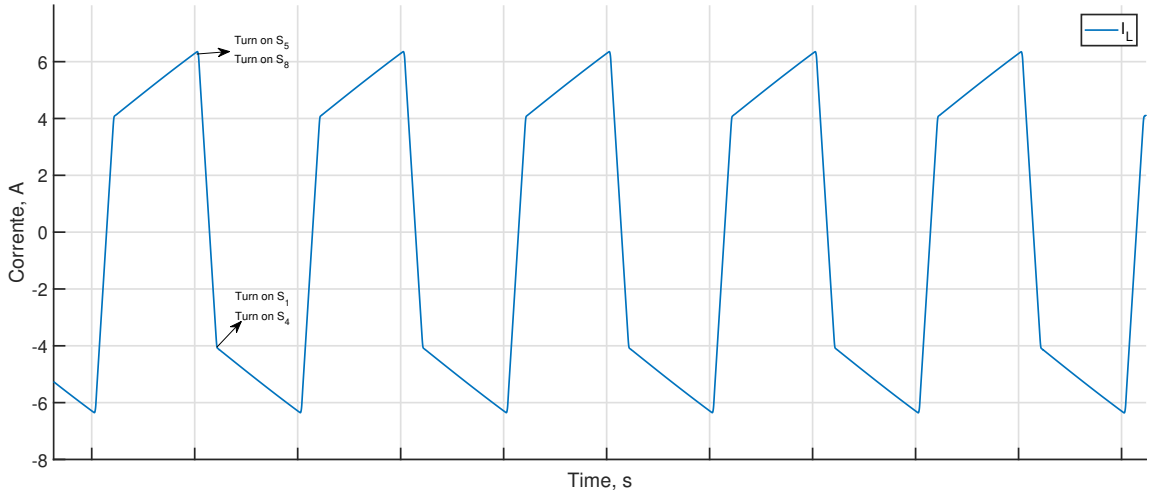

Figura 3.13: Corrente induttore dual active bridge 1500W in boost mode

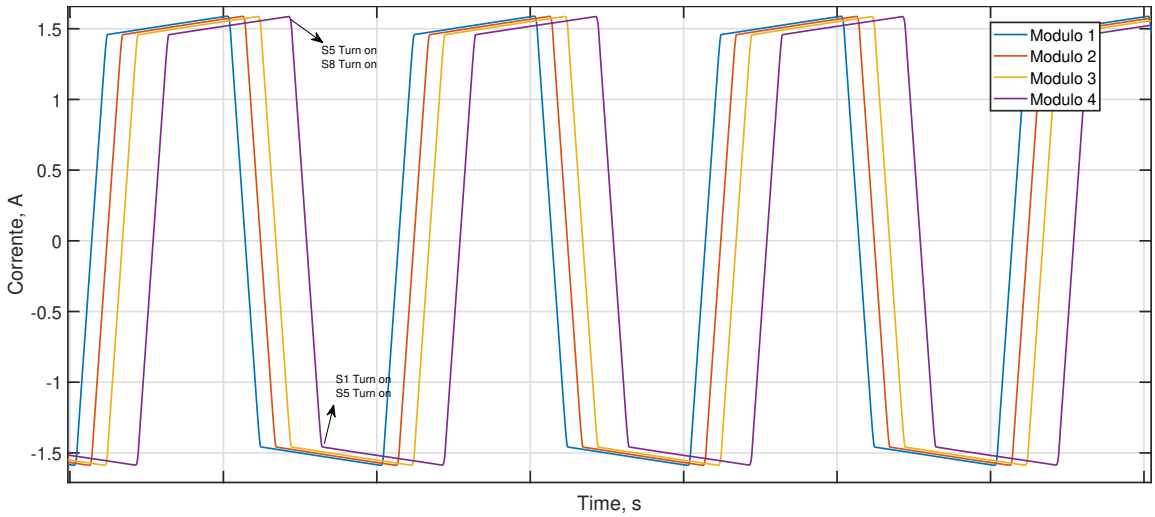

Figura 3.14: Corrente induttori dual active bridge 375W in boost mode

Dalla figura 3.13 e dalla 3.14 si può notare che in boost mode il rapporto di sfasamento D è negativo, infatti, il full bridge sul lato a bassa tensione lavora in anticipo rispetto al full bridge del lato ad alta tensione.

CAPITOLO 4

Anello di Controllore

4.1 Modello Dinamico

Nei precedenti capitoli è stato analizzato il comportamento dei due convertitori ausiliari proposti in condizione di funzionamento stazionarie.
Poiché le condizioni di operatività del convertitore ausiliario all'interno della grid di un EV non sono fisse ma variano nel tempo, è necessario controllare il convertitore in modo tale da mantenere la tensioni ai morsetti di uscita fissa.

Pertanto, per completare il progetto dei convertitori bisogna progettare l'anello di controllo. Quindi, è necessario studiare il comportamento in regime dinamico dei due convertitori progettati.

Poiché, il dual active bridge è la tipologia di convertitore scelta per implementare il convertitore ausiliario richiesto, dalla 1.29 si evidenzia che per controllare opportunamente il convertitore è necessario regolare il rapporto di sfasamento "D".

La figura 4.1 mostra il diagramma a blocchi dell'anello di controllo necessario per controllare la tensione in uscita del dual active bridge, si evidenzia il ruolo del blocchetto *Control Feedback* il quale riceve in ingresso l'errore "$v_{out_{err}}$" tra la tensione di riferimento V_{ref} e la tensione V_{out} misurata ai capi d'uscita del dual active bridge e genera come output i segnali di gate opportunamente sfasati in modo da mantenere

stabile la tensione in uscita.

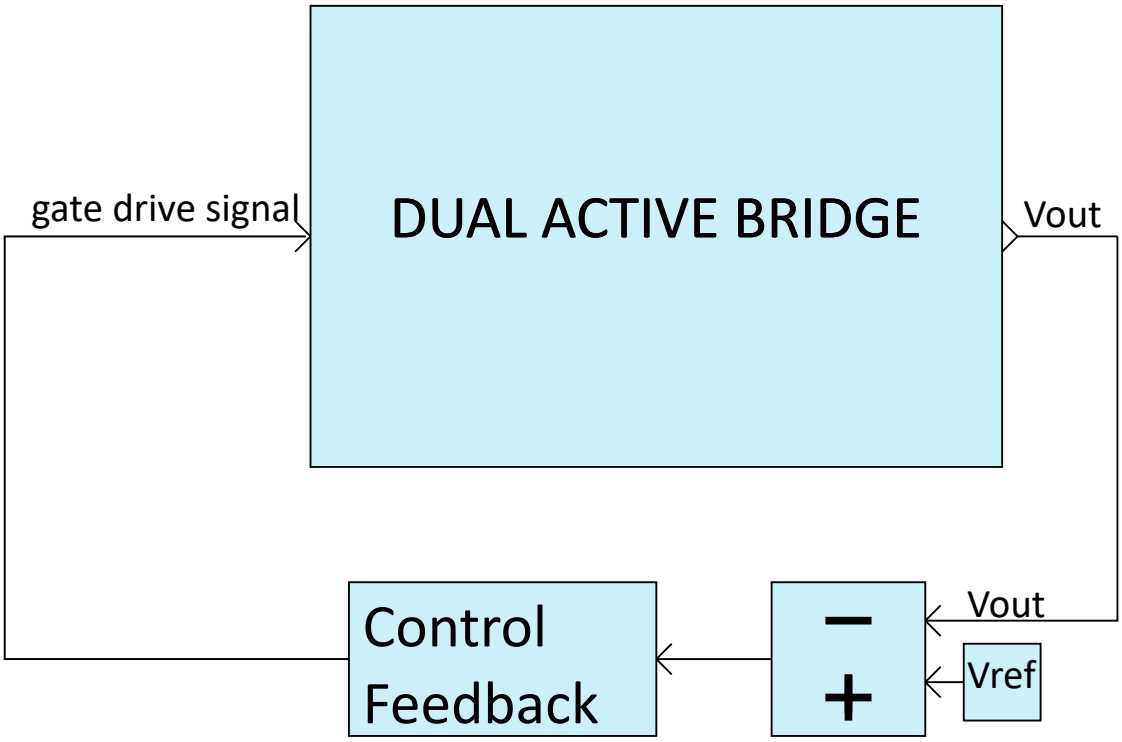

Figura 4.1: *Diagramma a blocchi Anello di controllo convertitore*

Per implementare il controllore del convertitore è necessario conoscere il modello di piccolo segnare del dual active bridge in modo da determinare la funzione di trasferimento $\frac{V_{out}}{D}$.

Dato l'elevato ripple della corrente lo *State-Space Averaging Method* non è applicabile per lo studio del modello di piccolo segnale [18], che viene nella seguente tesi viene determinato attraverso il *Circuit Averaged Method* come in [19].

Per applicare il Circuit Average method, bisogna identificare l'*Average Model* del dual active bridge.
Data la simmetria nel funzionamento del dual active bridge si ottiene l'average model analizzando le sue correnti in ingresso e in uscita in metà semi-periodo $\frac{T_{sw}}{2}$.

La corrente media in ingresso è stata calcolata in 1.27 e vale:

$$I_{IN} = \frac{n}{2f_{sw}L} D(1-D)V_{out} \tag{4.1}$$

Invece, la corrente media ai morsetti d'uscita si ricava dalla 4.2 ed è pari a:

$$I_{OUT} = \frac{V_{out}}{R} = \frac{n}{2f_{sw}L} D(1-D)V_{in} \tag{4.2}$$

Dalla 4.1 e dalla 4.2 si determina l'average model del dual active bridge mostrato in figura 4.2.

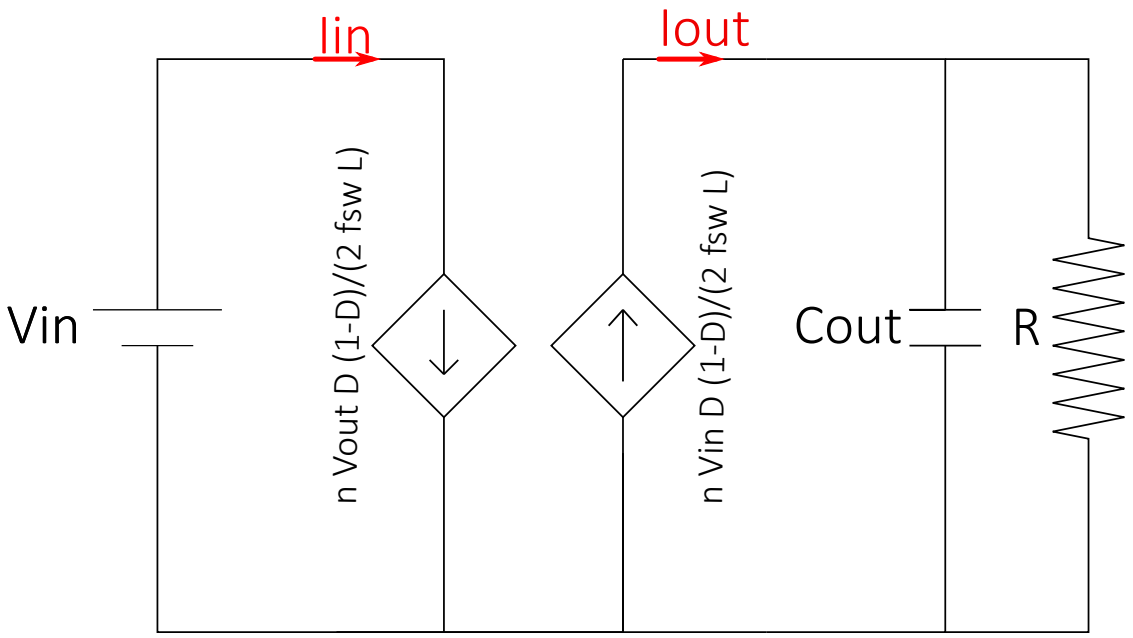

Figura 4.2: *Dual Active Bridge Average Model*

Per determinare la funzione di trasferimento del dual active bridge, necessaria per progettare il controllore del convertitore bisogna identificare il modello LTI di piccolo segnale del dual active bridge.
Applicando la 4.3 e la 4.4 alla 4.1 e 4.2 si ottengono le equazioni caratteristiche del modello di piccolo segnale del dual active bridge.

$$\widehat{i_{in}} = \frac{\partial i_{in}}{\partial d}\Big|_0 \cdot \widehat{d} + \frac{\partial i_{in}}{\partial v_{out}}\Big|_0 \cdot \widehat{v_{out}} = g_{id} \cdot \widehat{d} + g_{iv_{out}} \cdot \widehat{v_{out}} \tag{4.3}$$

$$\widehat{i_{out}} = \frac{\partial i_{out}}{\partial d}\Big|_0 \cdot \widehat{d} + \frac{\partial i_{out}}{\partial v_{in}}\Big|_0 \cdot \widehat{v_{in}} = g_{od} \cdot \widehat{d} + g_{ov_{in}} \cdot \widehat{v_{in}} \tag{4.4}$$

che vale:

$$\widehat{i_{in}} = g_{id} \cdot \widehat{d} + g_{iv_{out}} \cdot \widehat{v_{out}} \tag{4.5}$$

$$\widehat{i_{out}} = g_{od} \cdot \widehat{d} + g_{ov_{in}} \cdot \widehat{v_{in}} \tag{4.6}$$

con:

$$g_{id} = \frac{nV_{out}(1-2D)}{2f_{sw}L} \tag{4.7}$$

$$g_{iv_{out}} = \frac{nD(1-D)}{2f_{sw}L} = \frac{V_{out}}{V_{in}R} \tag{4.8}$$

$$g_{od} = \frac{nV_{in}(1-2D)}{2f_{sw}L} \tag{4.9}$$

$$g_{ov_{in}} = \frac{nD(1-D)}{2f_{sw}L} = \frac{V_{out}}{V_{in}R} \tag{4.10}$$

In figura 4.3 è possibile osservare il modello di piccolo segnale del dual active bridge.

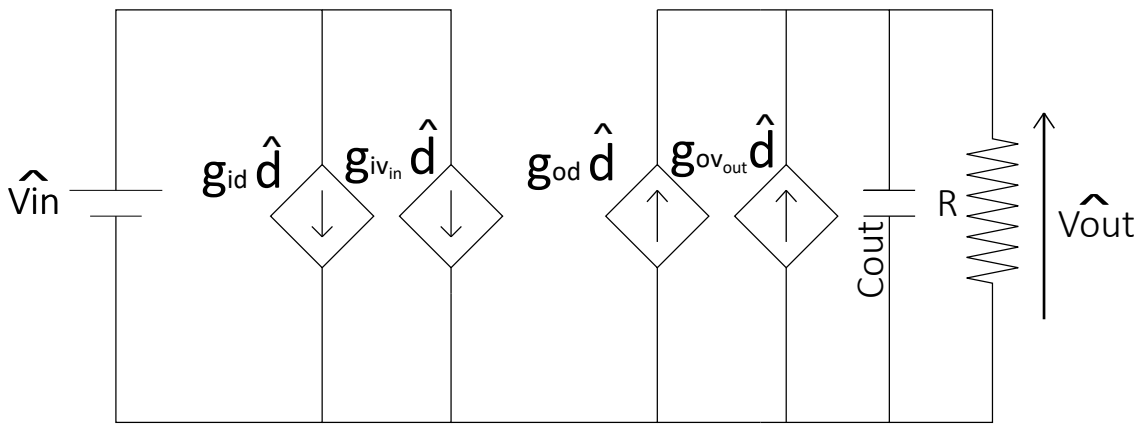

Figura 4.3: *Dual Active Bridge Small Signal Model*

Poiché, per il convertitore è necessario mantenere costante la tensione ai morsetti di uscita, dal modello di piccolo segnale si ricava l'equazione che determina come perturba tensione in uscita in funzione di $\hat{d}$ e $\widehat{v_{in}}$ che vale:

$$\frac{d\widehat{v_{out}}}{dt} + \frac{\widehat{v_{out}}}{RC_{out}} = \frac{\widehat{i_{out}}}{C_{out}} \tag{4.11}$$

$$\frac{d\widehat{v_{out}}}{dt} + \frac{\widehat{v_{out}}}{RC_{out}} = \frac{g_{od} \cdot \widehat{d} + g_{ov_{in}} \cdot \widehat{v_{in}}}{C_{out}} \tag{4.12}$$

Applicando la trasformata di Laplace alla 4.12 per $\widehat{v_{in}} = 0$ si ottiene la funzione di trasferimento, che lega la variazione di piccolo segnale della tensione in uscita al variare della perturbazione del rapporto di sfasamento $\hat{d}$ pari a:

$$\frac{\widehat{v_{out}}}{\hat{d}} = \frac{R}{1 + sRC_{out}} \cdot g_{od} \tag{4.13}$$

$$\frac{\widehat{v_{out}}}{\hat{d}} = \frac{R}{1 + sRC_{out}} \cdot \frac{nV_{in}(1 - 2D)}{2f_{sw}L} \tag{4.14}$$

La 4.14 è necessaria per progettare il compensatore per controllare i convertitori ausiliari progettati.

4.2 Progetto Controllore

Definito il modello di piccolo segnale del dual active bridge è possibile progettare il controllore necessario per regolare il rapporto di sfasamento tra i full bridge del convertitore ausiliario per mantenere fissa la tensione ai morsetti d'uscita.
Data la funzione di trasferimento caratteristica del full-bridge $\frac{\widehat{v_{out}}}{\hat{d}}$, in 4.14 e osservabile nel diagramma di bode in figura 4.4, si implementa il compensatore attraverso un regolatore *PI* in modo da ottenere un guadagno d'anello $|T|$ pari ad un integratore (figura 4.5).

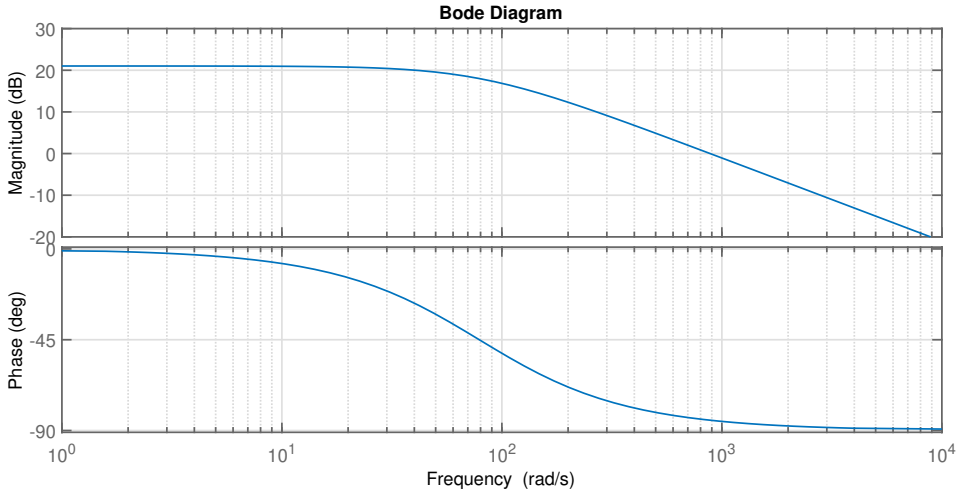

Figura 4.4: *Funzione di trasferimento* $\frac{\widehat{v_{out}}}{\hat{d}}$ *caratteristica del Dual Active Bridge*

Tale scelta permette di mantenere un margine di fase di 90° e di eliminare qualsiasi disturbo in continua.

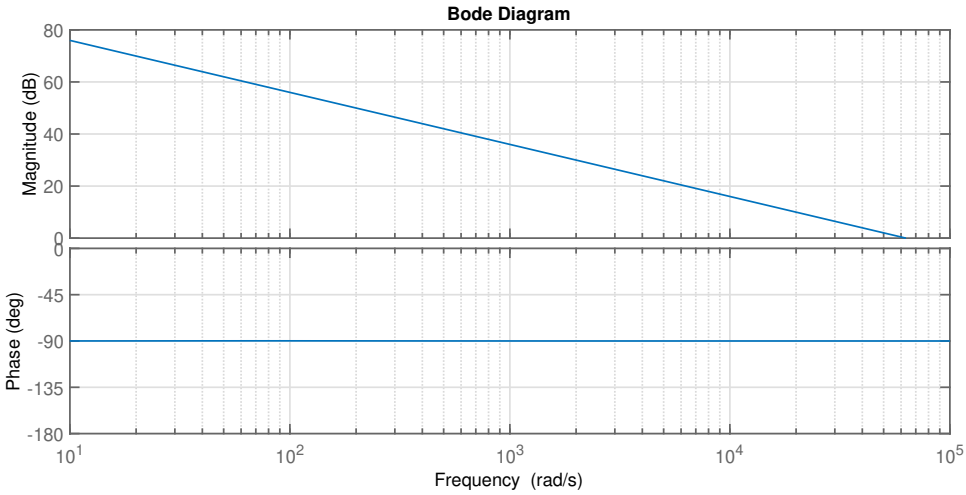

Figura 4.5: *Funzione di trasferimento caratteristica dell'integratore*

Inoltre, si progetta il compensatore PI per garantire la frequenza di cross-over del guadagno di anello $|T|$ pari a $f_c = \frac{f_{sw}}{10} = 10kHz$.
La 4.15 riporta la funzione di trasferimento caratteristica del compensatore necessaria per controllare il dual active bridge che vale:

$$\frac{\hat{d}}{\widehat{v_{out_{err}}}} = \frac{(Ki + Kp \cdot s)}{s} \tag{4.15}$$

Per entrambi i convertitori progettati i compensatori PI sono implementati per stabilizzare la tensione ai morsetti di uscita a $12V$.

La tabella 4.1 riporta i coefficienti K_i e K_p del controllore PI necessari per regolare la tensione ai morsetti di uscita dei due convertitori progettati.

Convertitore	K_i	K_p
Non Modulato	1421	84.1
Modulato	5581	71.1

Tabella 4.1: Coefficienti Compensatori PI per stabilizzare la tensione in uscita

Le figure 4.7 e 4.6 mostrano i diagrammi di bode della funzione di trasferimento: $\frac{\widehat{v_{out}}}{\hat{d}}$, del controllore PI e loop gain T associate all'anello di controllo dei due convertitori progettati.

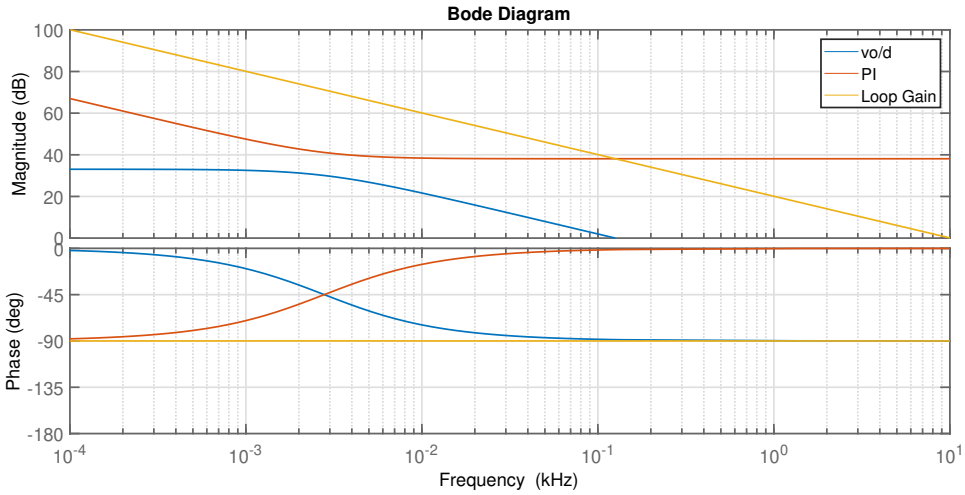

Figura 4.6: *TF del Convertitore non modulato*

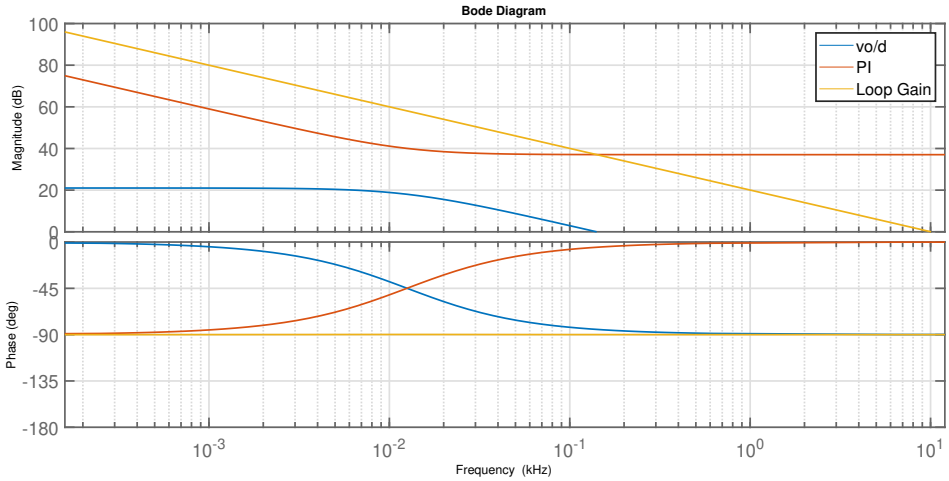

Figura 4.7: *TF del Convertitore modulato*

Poiché, da specifica di progetto il convertitore ausiliario può operare anche in boost mode, è necessario progettare il controllore per stabilizzare la tensione ai morsetti ad alta tensione.
Così, come fatto per determinare la funzione di trasferimento $\frac{\widehat{v_{out}}}{\hat{d}}$ si applica ancora il *Generalized Average Method* per definire la funzione di trasferimento $\frac{\widehat{v_{in}}}{\hat{d}}$ necessaria per progettare il controllore del dual active bridge per stabilizzare la tensione ai capi d'ingresso che vale:

$$\frac{\widehat{v_{in}}}{\hat{d}} = \frac{R_{batt}}{1 + sR_{batt}C_{in}} \cdot \frac{\frac{1}{n}V_{out}(1-2D)}{2f_{sw}L} \tag{4.16}$$

Poiché la funzione di trasferimento in 4.16 ha un solo polo, si progetta il controllore attraverso con un PI in modo tale da ottenere il guadagno d'anello T pari ad integratore con frequenza di cross-over di $10kHz$.
In tabella 4.2 sono riportati i coefficienti del controllore PI necessario per stabilizzare la tensione dei morsetti d'ingresso a $300V$, quando i due convertitori progettati operano in boost-mode.

Convertitore	K_i	K_p
Non Modulato	55.85	3.21
Modulato	225.3	11.1

Tabella 4.2: Coefficienti Compensatori PI per stabilizzare la tensione in ingresso

La figura 4.8 e la 4.9 mostrano come deve essere implementato l'anello di controllo per stabilizzare la tensione ai morsetti dei due convertitori ausiliari progettati.

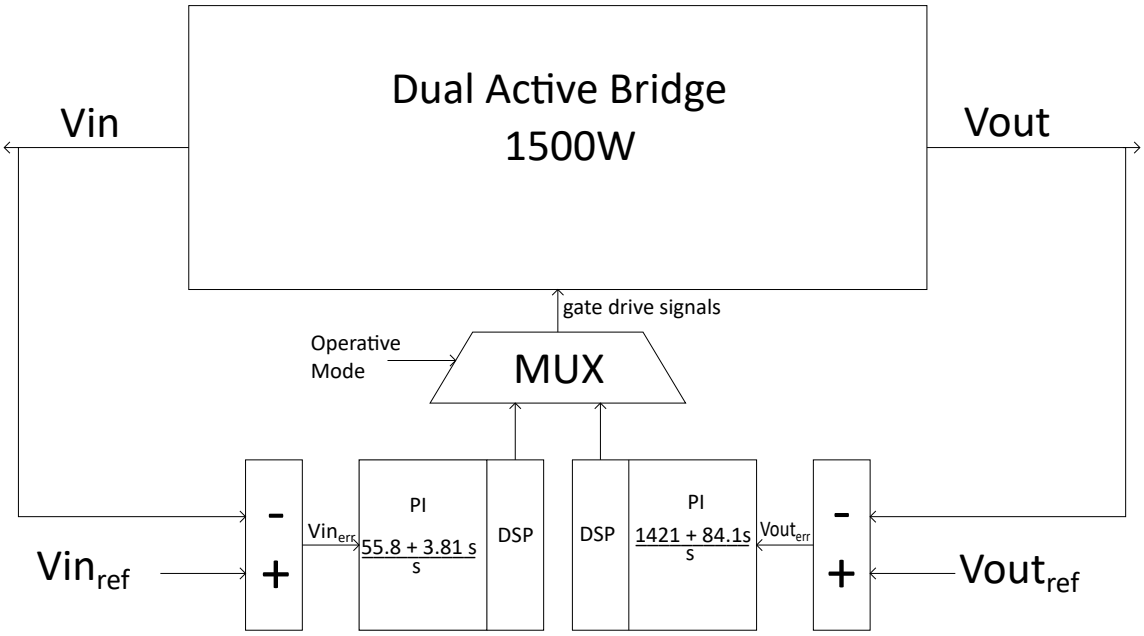

Figura 4.8: *Implementazione anello di controllo Convertitore non Modulato*

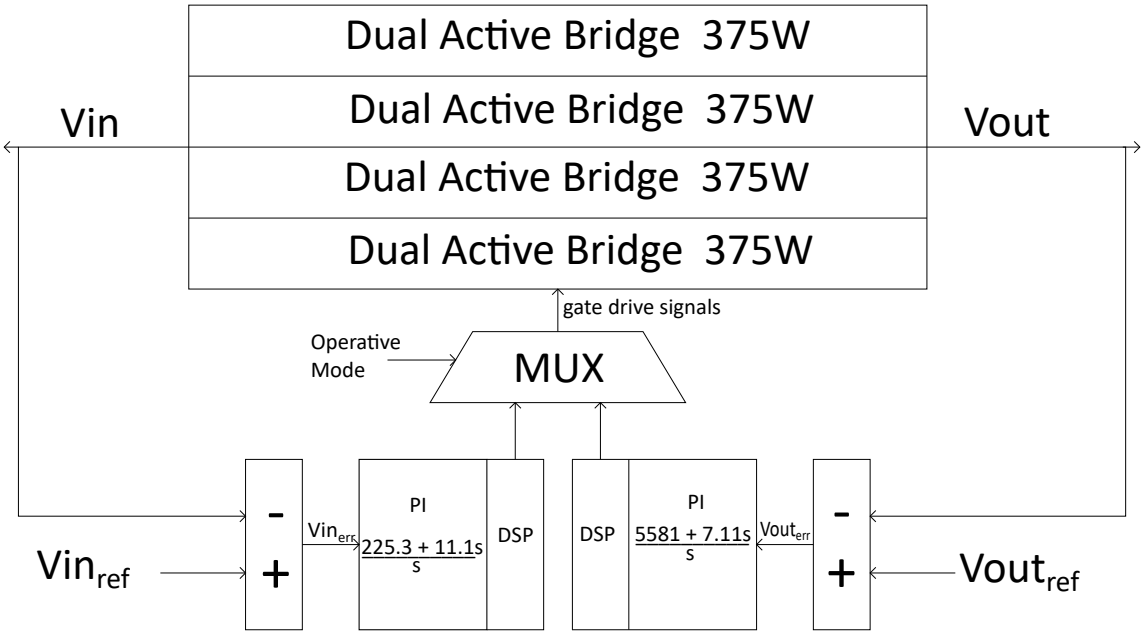

Figura 4.9: *Implementazione anello di controllo Convertitore Modulato*

CAPITOLO 5

Conclusioni

Nei paragrafi precedenti si è attenzionato e analizzato il funzionamento elettrico e il progetto dell'anello di controllo dei due convertitori progettati.
In termini di performance tra le due soluzioni proposte non si evidenzia nessuna differenza sostanziale.
Infatti, in condizioni nominali i due convertitori offrono le stesse prestazioni

Per concludere il design dei due convertitori e valutare quale convertitore progettato offre la migliore densità di potenza bisogna occuparsi del thermal design.
Infatti, per assicurare il corretto funzionamento dei componenti elettronici, in particolare degli switch di potenza, bisogna garantire la dissipazione del calore prodotto durante il normale funzionamento.

Dall'analisi del thermal design dei due convertitori ausiliari proposti, per i livelli di potenza dissipata, è necessario l'utilizzo dei dissipatori di calore.
Per il convertitore implementato con un'unico dual active bridge da $1500W$, per gli interruttori elettronici utilizzati nel full bridge sul lato ad alta tensione è richiesto l'utilizzo di 4 dissipatori caratterizzati da una resistenza termica inferiore a $3.5\frac{°C}{W}$.
Invece per gli 8 switch sul lato a bassa tensione bisogna utilizzare dei dissipatori caratterizzati da una resistenza termica inferiore a $9.2\frac{°C}{W}$.

Per il convertitore modulato, per garantire il corretto funzionamento dei 4 dual

active bridge da $375W$, poiché, nella peggiore condizione operativa, gli switch dissipano $5W$ è necessario utilizzare per ogni switch sul lato ad alta tensione un dissipatore con resistenza termica inferiore a $9\frac{°C}{W}$. Mentre i dissipatori di calore necessari per garantire il corretto funzionamento degli interruttori sul lato a bassa tensione devono essere caratterizzati da una resistenza termica inferiore a $10.8\frac{°C}{W}$.

I dissipatori di calore per i due convertitori proposti sono stati selezionati ipotizzando il raffreddamento attraverso la circolazione naturale dell'aria.

La tabella 5.1 riporta i dissipatori selezionati per il convertitore ausiliario non modulato.

Supplier	P/N	Resistenza Termica
Cincon	HBT254	$3\frac{°C}{W}$
Cincon	LBT127	$8.9\frac{°C}{W}$

Tabella 5.1: Dissipatori di calore per il dual active bridge da $1500W$

Mentre in tabella 5.2 è possibile osservare i dissipatori selezionati per gli switch del dual active bridge da $375W$, progettato per realizzare il convertitore ausiliario modulato.

Supplier	P/N	Resistenza Termica
Cincon	LBT127	$8.9\frac{°C}{W}$
Cincon	BC100	$10.2\frac{°C}{W}$

Tabella 5.2: Dissipatori di calore per il dual active bridge da $375W$

Dai grafici sottostanti, è possibile analizzare la densità di potenza e la densità volumetrica dei due convertitori progettati.
In particolare dal grafico 5.1 si evince come i singoli componenti scelti per progettare i due convertitori impattano sul peso totale; mentre dal grafico 5.2 è possibile analizzare il volume occupato dai componenti utilizzati.

Si ricorda che poiché a catalogo non sono disponibili trasformatori ad alta frequenza conformi alle specifiche di progetto, le loro dimensioni sono state stimate dal datasheet *EPCOS DataBook 2013, Ferrites and Accessories.*

Si evidenzia, che la modulazione del convertitore ausiliario permette di massimizzare la densità di potenza del convertitore ausiliario solo per la riduzione del numero di condensatori utilizzati.
Infatti, si può notare che dalla modulazione del convertitore non si ottiene nessuna sostanziale miniaturizzazione per quanto riguarda gli altri componenti, quali trasformatori e dissipatori di calore.

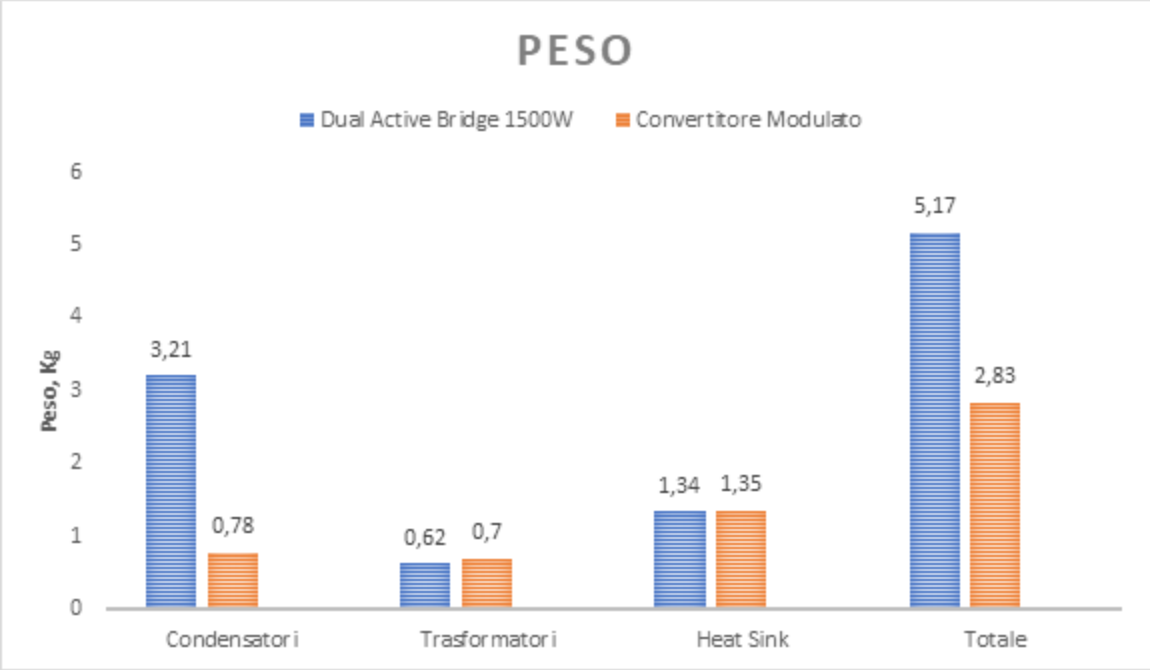

Figura 5.1: *Confronto Peso*

Inoltre, si può notare che il peso dei dissipatori di calore non è trascurabile, infatti, specialmente per il convertitore ausiliario modulato, il 47% del peso totale è dato dai dissipatori di calore.

In conclusione, la scelta di implementare il convertitore modulato, con l'utilizzo di 4 dual actve bridge da $375W$ in parallelo e controllati opportunamente in modo

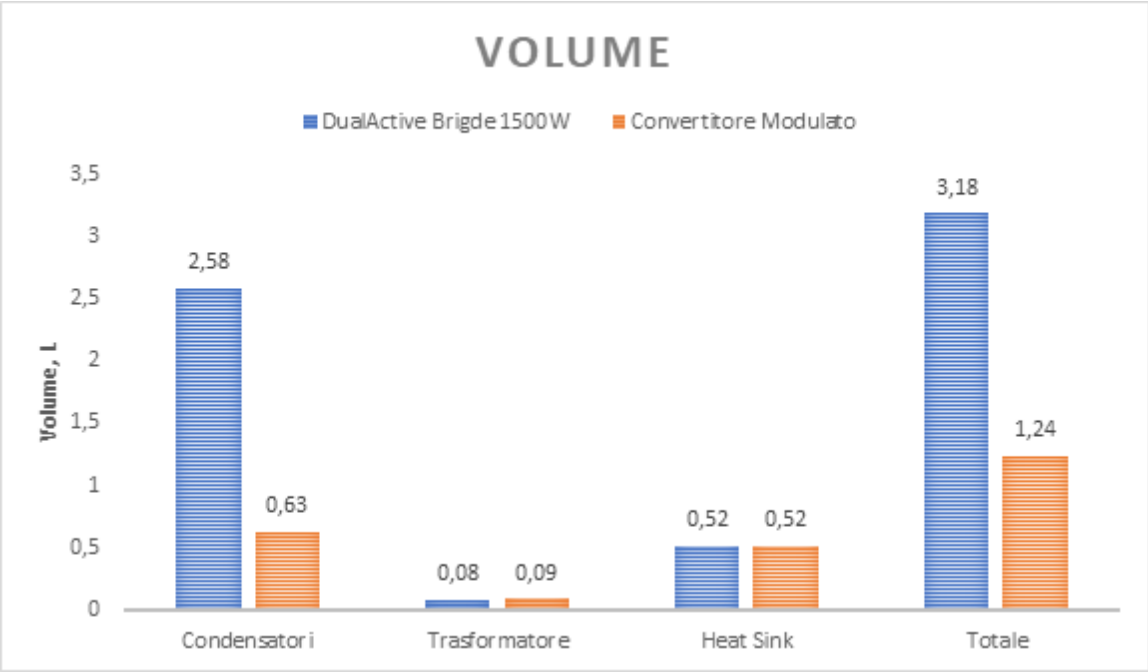

Figura 5.2: *Confronto Volume*

da minimizzare il ripple di corrente sul lato di uscita, è la soluzione migliore per realizzare il convertitore ausiliario richiesto.

In particolare, la modulazione del convertitore ausiliario permette di massimizzare la densità di potenza.

Infatti, il convertitore realizzato con il dual active bridge da $1500W$ ha una densità di potenza di $290\frac{W}{Kg}$, mentre per il convertitore modulato la densità di potenza aumenta fino a $510\frac{W}{Kg}$.

Inoltre, poiché i convertitori devono essere integrati nelle grid di un'auto elettrica la modulazione del convertitore permette di ridurre anche il volume occupato dal convertitore ausiliario.

Infatti, rispetto al convertitore non modulato che ha una densità volumetrica pari a $471\frac{W}{L}$, la modulazione permette di accrescere la densità volumetrica fino a $1209\frac{W}{L}$.

Quindi, la modulazione del convertitore ausiliario offre la migliore soluzione per l'utilizzo e integrazione su un veicolo full electric.

Bibliografia

[1] J. Lai and D. J. Nelson, *Energy Management Power Converters in Hybrid Electric and Fuel Cell Vehicles*, in Proceedings of the IEEE, vol. 95, no. 4, pp. 766-777, April 2007. doi: 10.1109/JPROC.2006.890122

[2] B. M. Reddy and P. Samuel, *A comparative analysis of non-isolated bi-directional dc-dc converters*, 2016 IEEE 1st International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES), Delhi, 2016, pp. 1-6. doi: 10.1109/ICPEICES.2016.7853292

[3] Mohan, Mohan, Undeland, Robbins, Robbins, William P, and Undeland, Tore M, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design, Third Edition.*, Hoboken, N.J: John Wiley & Sons, 2003. Print.

[4] Chris Mi, M. Abul Masrur, *Hybrid Electric Vehicles.*, Wiley.

[5] Tofoli, F.L.; Pereira, D.d.C.; de Paula, W.J.; Júnior, D.d.S.O., *Survey on non-isolated high-voltage step-up dc-dc topologies based on the boost converter.* in IET Power Electron. 2015, 8, 2044–2057

[6] Al Sakka, Monzer & Van Mierlo, Joeri & Gualous, Hamid. *DC/DC Converters for Electric Vehicles.* in Electric Vehicles-Modelling a Simulation. 2011.

[7] D. S. Ramteke and M. B. Gaikwad, *Isolated DC-DC Converter Fed DC Motor for Bidirectional Electric Vehicular Application*, 2018 International Conference on Smart Electric Drives and Power System (ICSEDPS), Nagpur, 2018, pp. 33-37. doi: 10.1109/ICSEDPS.2018.8536061

[8] V. V. S. K. Bhajana and S. R. Reddy, *A novel ZVS-ZCS bidirectional DC-DC converter for fuel cell and battery application*, 2009 International Confe-

rence on Power Electronics and Drive Systems (PEDS), Taipei, 2009, pp. 12-17.doi: 10.1109/PEDS.2009.5385918

[9] R. Watson and F. C. Lee, *A soft-switched, full-bridge boost converter employing an active-clamp circuit*, PESC Record. 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Baveno, Italy, 1996, pp. 1948-1954 vol.2. doi: 10.1109/PESC.1996.548847

[10] H. Wen, W. Xiao and Xuhui Wen, *Comparative evaluation of DC-link capacitors for electric vehicle application*, 2012 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Hangzhou, 2012, pp. 1472-1477. doi: 10.1109/ISIE.2012.6237308

[11] C. B. Barth, T. Foulkes, I. Moon, Y. Lei, S. Qin and R. C. N. Pilawa-Podgurski, *Experimental Evaluation of Capacitors for Power Buffering in Single-Phase Power Converters*, in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 34, no. 8, pp. 7887-7899, Aug. 2019. doi: 10.1109/TPEL.2018.2878825

[12] A. Rodríguez, A. Vázquez, D. G. Lamar, M. M. Hernando and J. Sebastián, *Different Purpose Design Strategies and Techniques to Improve the Performance of a Dual Active Bridge With Phase-Shift Control*, in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 2, pp. 790-804, Feb. 2015. doi: 10.1109/TPEL.2014.2309853

[13] W. -. Gu and R. Liu, *A study of volume and weight vs. frequency for high-frequency transformers*, Proceedings of IEEE Power Electronics Specialist Conference - PESC '93, Seattle, WA, USA, 1993, pp. 1123-1129. doi: 10.1109/PESC.1993.472059

[14] D. Han, J. Noppakunkajorn and B. Sarlioglu, *Comprehensive Efficiency, Weight, and Volume Comparison of SiC- and Si-Based Bidirectional DC–DC Converters for Hybrid Electric Vehicles*, in IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 63, no. 7, pp. 3001-3010, Sept. 2014. doi: 10.1109/TVT.2014.2323193

[15] T. Bjorklund, J. Andreasen, F. Brosen, E. Matthiesen, O. Poulsen, *Comparison of Planar and Would Transformers for Fluback Fprward and Half-Bridge Space Power Converter*

[16] R.T. Naayagi, J. Forsyth, R. Shuttleworth, *High-Power Bidirectional Dc-Dc converter for Aerospace Application*, in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27, no. 11, pp. 4366-4379, Nov. 2012, doi: 10.1109/TPEL.2012.2184771.

[17] *Kemet Aluminium Electrolitic Capacitor General Information*

[18] R. D. Middlebrook and S. Cuk, *A general unified approach to modelling switching-converter power stages*, 1976 IEEE Power Electronics Specialists Conference, Cleveland, OH, 1976, pp. 18-34, doi: 10.1109/PESC.1976.7072895.

[19] A. R. Rodríguez Alonso, J. Sebastian, D. G. Lamar, M. M. Hernando and A. Vazquez,, *An overall study of a Dual Active Bridge for bidirectional DC/DC conversion*, 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Atlanta, GA, 2010, pp. 1129-1135, doi: 10.1109/ECCE.2010.5617847.