

## POLITECNICO DI TORINO

Corso di Laurea in Ingegneria Elettrica

Tesi di Laurea Magistrale

# **Progettazione di convertitori AC/DC**

## per sistemi di ricarica ultrafast delle batterie

Relatore

Prof. Iustin Radu Bojoi

Laureanda

Helena Mirante

Matricola S244317

ANNO ACCADEMICO 2018 - 2019

## Sommario

Indice	Figur	e	4		
Introdu	uzion	e	7		
1 Co	Convertitore a tre livelli9				
1.1.	Intro	oduzione	9		
1.2.	Scel	ta del convertitore a tre livelli	9		
1.2	.1.	Funzione di comando e campo di regolazione	14		
1.3.	Inter	leaving	17		
1.3	.1.	Contributo dell'interleaving sulle armoniche di corrente	19		
2 De	sign ł	nardware raddrizzatore attivo T-Type	25		
2.1.	Intro	oduzione	25		
2.2.	Spec	cifiche di progetto	25		
2.3.	Mod	lello elettrico in PLECS	28		
2.3	.1.	Valori iniziali di simulazione	32		
2.4.	Desi	gn condensatore DC-link	39		
2.5.	Desi	gn induttore di boost	42		
2.6.	Scel	ta dei semiconduttori di potenza	49		
2.6	.1.	Perdite nei semiconduttori di potenza	50		
2.6	.2.	Potenza dissipata nel diodo	51		
2.6	.3.	Potenza dissipata nel MOSFET	54		
3 Sir	nulaz	ioni su PLECS	57		
3.1.	Intro	oduzione	57		
3.2.	Mod	lello Elettrico	57		
3.2	.1.	Comportamento DC-link	58		
3.2	.2.	Comportamento induttore di boost	60		
3.2	.3.	Comportamento del diodo	61		
3.2	.4.	Comportamento del MOSFET	62		
3.3.	Mod	lello Termico	64		
3.3	.1.	Dimensionamento delle resistenze termiche	68		
3.3	.2.	Modello Termico in PLECS	72		
3.4.	Mod	lello Magnetico	77		
3.4	.1.	Modello Magnetico in PLECS	79		
4 Co	nclus	ioni	85		
Bibliog	rafia		86		

## **Indice Figure**

Figura 1.1 - (a) Modello circuitale equivalente di un raddrizzatore attivo a due livelli e (b) modello circuitale equiva-lente di un raddrizzatore attivo a tre livelli connessi direttamente alla linea.	10
Figura 1.2 - a) Modello circuitale di una gamba VIENNA-Type con sei diodi ed un transistor di potenza e b) Modello circuitale di una gamba NPC-Type con quattro diodi e due transistor di potenza	i 12
polenza. Eiguna 1.2. (a) Madalla ainquitala di una comba T. Turna con quattra diadi a dua transistan di	. 12
rigura 1.5 - (a) Modello circultale di una gamba 1-1 ype con quattro diodi e due transistor di reterre e (b) medel le singuitele di una gamba T. Targe con due die di e due MOSEET	12
potenza e (b) model-lo circultate di una gamba 1-1 ype con due diodi e due MOSFE1	. 13
Figura 1.4 - Modello circultale del raddrizzatore attivo 1-1 ype con tre gambe	. 13
Figura 1.5 - Diagramma venoriale delle fess A	. 14
Figura 1.0 - Modello clicultate della lase A.	. 15
Figura 1.7 - Campo di regolazione del raddrizzatore triase a tre inventi Figura 1.8 - Variazione dell'angolo del fattore di potenza in funzione dell'indice di modulazione	. 10 e.
	. 17
Figura 1.9 - Modello circuitale equivalente del raddrizzatore attivo con sei gambe T-Type	. 18
Figura 1.10 - Rappresentazione di due portanti triangole con angolo di interleaving a_PWM	. 19
Figura 1.11 - Modello circuitale semplificato di una singola fase del raddrizzatore T-Type	. 22
Figura 1.12 - Modello circuitale equivalente semplificato per una singola fase del raddrizzatore	;
con componente di modo comune e modo differenziale.	. 22
Figura 1.13 - Rappresentazione sul piano complesso delle due tensioni di fase per l'armonica h.	23
Figura 1.14 - Rappresentazione sul piano complesso delle due tensioni di fase per l'ordine	
armonico h con (a) $\alpha PWM=0$ , (b) $\alpha PWM=\pi/2$ e (c) $\alpha PWM=\pi$	. 24
Figura 2.1 - Modello equivalente del convertitore connesso alla rete.	. 25
Figura 2.2 - Confronto fra andamento del valor medio della corrente di modo comune per (a)	
tecnica di modulazione SVM e (b) tecnica di modulazione ZMPC	. 26
Figura 2.3 - Modello circuitale in PLECS del raddrizzatore attivo T-Type.	. 28
Figura 2.4 - Modello circuitale della rete connessa alle tre fasi del convertitore.	. 29
Figura 2.5 - Modello circuitale del carico connesso al convertitore e del Voltage DC-link	. 30
Figura 2.6 - Modello circuitale del raddrizzatore T-Type connesso alla rete e con carico resistiv	<i>'</i> 0.
	. 31
Figura 2.7 - Procedura per il design finale	. 34
Figura 2.8 - Andamento del ripple di flusso picco-picco sull'induttanza al variare di <i>αPWM</i> Figura 2.9 - Andamento del valore efficace del ripple di flusso sull'induttanza al variare di	. 34
αPWM	. 35
Figura 2.10 - Andamento del ripple di corrente induttiva per <i>VDC</i> =800 V in (a) $\alpha PWM=0^{\circ}$ e (b $\alpha PWM=180^{\circ}$	) 36
Figure 2.11 - Andemento della corrente efficace nel DC-link al variare di <i>aPWMin VDC</i> =650 V	Ve
VDC = 800V	. 36
Figura 2.12 - Andamento del ripple picco-picco di carica nel DC-link al variare di $\alpha$ PWM in	
VDC = 650  V e  VDC = 800  V.	. 37
Figura 2.13 - Andamento del ripple di corrente capacitiva per $VDC=800$ V in (a) $\alpha PWM=0^{\circ}$ e	(b)
<i>αPWM</i> =180°.	. 38
Figura 2.14 - Condensatore elettrolitico in Alluminio Vishay 259 PHM-SI.	. 40
Figura 2.15 - Datasheet condensatore Vishay 259 PHM-SI.	. 41
Figura 2.16 - Nucleo magnetico EE per design di induttore	. 43
Figura 2.17 - Scheda tecnica del nucleo XFlux60.	. 44

Figura 2.18 - Scheda tecnica del nucleo Xflux60 E Core con codice prodotto X6527E060	.45
Figura 2.19 - Algoritmo per il design ottimare dell'induttore di boost.	.46
Figura 2.20 - Tavola dell'induttore di boost	.47
Figura 2.21 - Tavola del nucleo con avvolgimento e supporto.	.48
Figura 2.22 - Tavola del nucleo magnetico dell'induttore.	.48
Figura 2.23 - Diodo VS-E5PH6012L-N3 e diodo VS-E5PX6012L-N3	. 50
Figura 2.24 - MOSFET SiHG018N60E	. 50
Figura 2.25 - Caratteristica di conduzione del diodo per diversi valori di temperatura di giunzio	ne.
	.51
Figura 2.26 - Turn-off del diodo	. 52
Figura 2.27 - Parametri di reverse recovery da datasheet	. 53
Figura 2.28 - Andamento della potenza dissipata in commutazione dal diodo per due valori di	
temperatura.	. 53
Figura 2.29 - Caratteristica di conduzione del MOSFET per due valori di temperatura e VGS=10	0
V	. 54
Figura 2.30 - Modello equivalente dinamico del mosfet in commutazione.	. 55
Figura 2.31 - Transizione delle grandezze elettriche durante il turn-on.	. 55
Figura 2.32 - Energia dissipata in commutazione del MOSFET per due valori di temperatura	. 56
Figura 3.1 - Modello circuitale del T-Type Rectifier Interleaved finale.	. 58
Figura 3.2 - Andamento della tensione nel condensatore superiore del DC-link in un periodo	
elettrico.	.59
Figura 3.3 - Andamento della corrente istantanea ed efficace nel condensatore superiore del DC	]-
link in un periodo elettrico.	.59
Figura 3.4 - Andamento della corrente in una gamba del raddrizzatore per $\alpha PWM=0^\circ$ e due	,
diversi valori di induttanza	60
Figura 3.5 - Andamento del ripple della corrente in una singola gamba per $\alpha PWM=0^\circ$ e due	
diversi valori di induttanza	61
Figura 3.6 - Andamento della tensione sostenuta dal diodo in un periodo elettrico	.61
Figura 3.7 - Andamento della corrente che fluisce nel diodo in un periodo elettrico	62
Figura 3.8 - Andamento della tensione $V_{p,cai}$ cani del MOSFET in un periodo elettrico	63
Figure 3.9 - Andamento della corrente $I_{DC}$ che fluisce nel MOSFET in un periodo elettrico	63
Figura 3.10 - Schema tipico per smaltimento del calore	65
Figura 3.11 - Modello elettrico equivalente del circuito termico	66
Figura 3.12 - Modello Foster del circuito elettrico equivalente	.00
Figure 3.13 - (a) Esempio di montaggio di quattro semiconduttori sul dissipatore con TIM e (b)	.07
equivalente termico	68
Figura 3 14 - Impedenza termica transitoria normalizzata giunzione-case	69
Figura 3.15 - Impedenza termica transitoria giunzione-case	69
Figure 3.16 - Layout del case TO247AC	70
Figure 3.17 - Dissipatore I A V 6 del produttore Fischer Elektronik	.70
Figura 3.18 - Modello termico in PLECS dei devices e pad termico per una singola fase	73
Figura 3.10 - Modello termico equivalente del T. Type con dissinatori	.73
Figura 3.20 Andamento della corrente e tensione di conduzione a due valori di temperatura pe	. 75 ar il
MOSEET	71
Figure 2.21 Andemente delle corrente e tensione di conduzione e tre velori di temperature per	. /4 . ;1
diodo	11 7/
Figure 2.22 Andemente dell'energie disginate durante il turn en del MOSEET	. 14 75
Figura 3.22 - Andomento dell'energia dissipata durante il turn-on del MOSFET	. 13 75
Figura 3.25 - Andamento delle temporature di giunzione nel MOSEET e regime territe.	נו. דר
Figura 3.27 - Andamento della temperatura di giunzione nel diode e regime termico	. 70
Figura 3.25 - Andamento della notenza dissinata totala in funziona del socrala della comba A	. 70 77
rigura 5.20 - Anuamento dena potenza dissipata totale in funzione del segnale della gamba A	• / /

Figura 3.27 - Circuito magnetico equivalente dell'induttore di boost
Figura 3.28 - Circuito magnetico equivalente con riluttanze
Figura 3.29 - Modello magnetico semplificato dell'induttore di boost
Figura 3.30 - Modello magnetico in PLECS della fase A del raddrizzatore
Figura 3.31 - Andamento del flusso magnetico nell'induttore di boost della fase A in condizioni
nominali
Figura 3.32 - Caratteristica magnetica di lavoro del nucleo Xflux60 in condizioni nominali 81
Figura 3.33 - Andamento del flusso magnetico nell'induttore di boost della fase a con corrente di
carico raddoppiata
Figura 3.34 - Caratteristica magnetica di lavoro del nucleo Xflux60 con corrente di carico
raddoppiata
Figura 3.35 - Modello magnetico in PLECS della fase A con modello del nucleo a riluttanza
costante
Figura 3.36 - Andamento del flusso magnetico nell'induttore di boost della fase A e nucleo a
riluttanza costante
Figura 3.37 - caratteristica magnetica di lavoro del nucleo Xflux60 in condizioni nominali e
nucleo a ri-luttanza costante
Figura 3.38 - Andamento del flusso magnetico nell'induttore di boost della fase A con corrente di
carico raddoppiata e nucleo a riluttanza costante
Figura 3.39 - caratteristica magnetica di lavoro del nucleo Xflux60 con corrente di carico
raddoppiata e nucleo a riluttanza costante

## Introduzione

Ridurre il tempo di ricarica della batteria delle auto elettriche è divenuta la nuova sfida degli ingegneri. La soluzione oggetto di ricerca in questi ultimi anni è l'aumento della densità di potenza dalla rete verso la batteria dell'auto utilizzando il sistema ultrafast di ricarica. Quest'ultimo è costituito da un convertitore off-board a due stadi: un convertitore AC/DC che preleva potenza dalla rete in bassa tensione ed un convertitore DC/DC con isolamento galvanico che è connesso, tramite cavo, alla batteria del veicolo (*Figura i*).



Figura i**Errore. Non è stato specificato un nome segnalibro.** – Connessione del veicolo alla rete tramite istema ultrafast di ricarica.

Questa tesi tratta della progettazione e dimensionamento del convertitore AC/DC denominato T-Type Rectifier Interleaved. Si tratta di un raddrizzatore a tre livelli che si presta bene a questa applicazione in quanto: ha un alto fattore di potenza, ha un'elevata efficienza e presenta un fattore di distorsione armonica della correte di rete molto basso. Inoltre, è stata scelta la configurazione "interleaved" che migliora la gestione energetica del convertitore diminuendo lo stress termico sui semiconduttori di potenza.

Oltre al design del raddrizzatore, nella tesi sono presenti le simulazioni del comportamento elettrico, termico e magnetico del convertitore per avere un'analisi generale delle sue prestazioni.

Questo elaborato presenta nel *Capitolo 1* una presentazione del raddrizzatore a tre livelli e le possibili topologie presentate in letteratura e le motivazioni che hanno portato alla scelta del T-Type Rectifier. Nel *Capitolo 2* è presente il design hardware del raddrizzatore con particolare attenzione al dimensionamento e progettazione degli elementi passivi, cioè gli induttori ed i condensatori. Infine, nel *Capitolo 3* sono presenti le simulazioni del modello elettrico, termico e magnetico in PLECS per avere un quadro generale sulle prestazioni del convertitore.

## **Capitolo 1**

## 1 Convertitore a tre livelli

### **1.1.** Introduzione

Di seguito verrà presentato il convertitore scelto in questo progetto e le ottimizzazioni apportate per arrivare ad un vantaggioso compromesso fra efficienza e costo del dispositivo.

### **1.2.** Scelta del convertitore a tre livelli

In questa attività è stato progettato un convertitore a tre livelli denominato T-Type Rectifier[1]. La scelta è ricaduta su questo convertitore in quanto è un raddrizzatore (rectifier) attivo, cioè permette di raddrizzare un segnale alternato in un segnale continuo tramite l'impiego di interruttori di potenza controllati, come ad esempio MOSFET oppure BJT. I raddrizzatori attivi hanno un'efficienza maggiore rispetto alla controparte passiva in quanto questi ultimi prevedono l'impiego di diodi a giunzione che hanno cadute di tensione elevate rispetto ai transistor. In particolare, sostituire il diodo con un MOSFET aumenta di molto l'efficienza perché, oltre ad avere basse cadute di tensione rispetto al diodo, ha anche una resistenza in conduzione molto bassa (denominata resistenza di on RDSon) il che significa una diminuzione della potenza dissipata durante la conduzione e, di conseguenza, un aumento dell'efficienza del convertitore.

Nel caso in esame, il raddrizzatore a corrente impressa riceve in entrata la terna di tensioni alternata derivante dalla rete elettrica e, grazie al bus DC-link presente in uscita che livella la tensione, in output si ottiene una tensione continua che verrà poi trasformata ulteriormente nel seguente stadio di conversione.

I raddrizzatori trifase attivi sono comunemente impiegati per aumentare l'efficienza e migliorare la qualità della corrente dell'alimentazione al posto dei raddrizzatori passivi. Comunemente sono molto diffusi i raddrizzatori a due livelli per via della loro semplicità costruttiva, ma l'utilizzo dei raddrizzatori a tre livelli porta a benefici non trascurabili*[3]*.



Figura 1.1 - (a) Modello circuitale equivalente di un raddrizzatore attivo a due livelli e (b) modello circuitale equiva-lente di un raddrizzatore attivo a tre livelli connessi direttamente alla linea.

I vantaggi più significativi dell'impiego di convertitori a tre livelli al posto degli stessi a due livelli sono:

- minore stress termico sui semiconduttori di potenza durante la commutazione perché questi sono dimensionati a metà della tensione nominale, questo equivale a minore potenza dissipata durante la commutazione in quanto bisogna commutare una tensione minore;
- interruttori di potenza dimensionati a metà della tensione nominale implica l'uso di devices di taglia minore che hanno resistenza in conduzione minore e capacità di giunzione minore, questo significa avere una potenza dissipata dal convertitore durante la conduzione minore rispetto al convertitore a due livelli;
- un induttore in input al convertitore di taglia minore in quanto dimensionato per una potenza nominale minore;

• un condensatore in output di taglia minore in quanto dimensionato per una tensione in uscita minore.

L'uso di convertitori a tre livelli non comporta solo vantaggi, ma anche svantaggi/3]:

- numero più alto di devices impiegati per la conversione della potenza; infatti nel caso del due livelli si hanno solo sei interruttori di potenza, mentre nel caso a tre livelli la topologia si complica e si hanno minimo nove interruttori di potenza da dover gestire e comandare;
- fluttuazione della tensione del punto centrale del bus DC-link che può causare sbilanciamenti di tensione fra la serie dei due condensatori; questo sbilanciamento può essere causato da vari fattori, come ad esempio la differenza fisica fra i due condensatori, differenti dead-times fra le gambe del convertitore oppure da carico sbilanciato. Quindi bisogna prevedere un controllo appropriato in anello chiuso per minimizzare, entro certi limiti, questo sbilanciamento sul bus DC-link.

Al fine di avere maggiore densità di potenza, maggiore efficienza, bassa potenza dissipata durante la commutazione e la conduzione e minore stress termico sui semiconduttori di potenza si è optato per l'uso di un convertitore a tre livelli anche se prevedeva una maggiore complessità del circuito e di conseguenza un aumento del costo.

In letteratura[1] sono stati sviluppati diversi tipi di raddrizzatori a tre livelli con diverse combinazioni degli interruttori di potenza su ogni gamba, quelli più significativi sono: VIENNA-Type, NPC-Type e T-Type. Le differenze sostanziali fra questi tre convertitori sono: il numero ed il tipo di devices utilizzati nella topologia, la tensione nominale a cui sono dimensionati gli interruttori di potenza e le perdite in conduzione.

La struttura di una gamba VIENNA-Type è mostrata in *Errore. L'origine riferimento non stata trovata.(a)* ed ha la particolarità di essere unidirezionale ed avere solo un interruttore di potenza attivo per gamba insieme a sei diodi, quindi si ha un alto numero di devices per gamba. Tutti i semiconduttori, sia i diodi che gli interruttori, sono dimensionati per metà della tensione nominale del bus DC-link. A causa della struttura della gamba, durante la fase di conduzione si hanno due o tre devices attivi e, di conseguenza, una potenza dissipata in conduzione maggiore rispetto alle altre due strutture di raddrizzatori attivi a tre livelli.



Figura 1.2 - a) Modello circuitale di una gamba VIENNA-Type con sei diodi ed un transistor di potenza e b) Modello circuitale di una gamba NPC-Type con quattro diodi e due transistor di potenza.

La struttura di una gamba NPC-Type è mostrata in *Figura 1.2b*) è unidirezionale e richiede l'impiego di due transistor di potenza e quattro diodi. I semiconduttori di potenza sono dimensionati per metà della tensione nominale del bus DC-link. Rispetto alla gamba VIENNA-Type, durante la conduzione si hanno solo due devices che partecipano effettivamente alla conversione, pertanto presenta una potenza dissipata in conduzione minore rispetto alla prima struttura presentata.

La struttura di una gamba T-Type unidirezionale con quattro diodi e due transistor di potenza è raffigurata in *Figura 1.4 (a)*. Due diodi sono dimensionati per la totale tensione nominale del bus DC-link, mentre due diodi e due transistor per la metà della tensione nominale. Questa struttura presenta una potenza dissipata in conduzione molto minore rispetto alle due strutture sopracitate in quanto durante la conduzione si ha uno o due semiconduttori di potenza effettivamente attivi. Per semplificare la struttura del circuito ed avere un numero ancora minore di semiconduttori per gamba, si impiega la struttura T-Type di *Figura 1.3 (b)*.in cui due transistor e due diodi sono sostituiti dalla coppia di due MOSFET in serie. Il ruolo del diodo in parallelo al transistor viene svolto dal body diode presente naturalmente nel MOSFET.



Figura 1.3 - (a) Modello circuitale di una gamba T-Type con quattro diodi e due transistor di potenza e (b) model-lo circuitale di una gamba T-Type con due diodi e due MOSFET.

In conclusione, per ridurre il costo del sistema ed avere un'elevata efficienza in questo progetto è stata scelta la struttura di gamba T-Type come unità fondamentale del convertitore. La topologia scelta per il raddrizzatore attivo è riportata in *Figura 1.4*.



Figura 1.4 - Modello circuitale del raddrizzatore attivo T-Type con tre gambe.

#### Funzione di comando e campo di regolazione 1.2.1.

Con riferimento alla Figura 1.4, si può ora fare un breve accenno alle funzioni di comando ed al campo di regolazione del convertitore/3]. Si ipotizza di avere una terna di tensioni in ingresso sinusoidale e simmetrica  $\underline{u}_F = \hat{V}_{grid} e^{j\omega_0 t}$ , dove  $\omega_0$  rappresenta la pulsazione di rete, e tre tensioni forzanti  $\underline{v}_{FM}$ . La terna di tensioni che partecipa attivamente al trasferimento di potenza è  $v_{\overline{F}0}$ . Essendo un sistema a neutro isolato, la tensione fase-neutro si può esprimere come:

$$\underline{v}_{\overline{F}0} = \underline{v}_{\overline{F}M} - v_{0M} \tag{1.1}$$

In cui è introdotta la tensione di modo comune  $v_{0M} = \frac{v_{\overline{A}M} + v_{\overline{B}M} + v_{\overline{C}M}}{2}$ .

È importante tener in conto le non idealità del circuito, quindi facendo il diagramma vettoriale come riportato in Figura 1.5 si può ottiene la tensione di fase  $\underline{v}_{F_0} = \underline{u}_F - j\omega L \cdot \underline{i}_F$ , dove  $\underline{i}_F$  rappresenta la terna di correnti di fase. Ma con buona approssimazione, se la frequenza di commutazione è molto alta ed il valore di induttanza è molto basso, si può trascurare la caduta di potenziale sull'impedenza.



Figura 1.5 - Diagramma

Si introduce l'indice di modulazione  $M = \frac{\hat{V}_{FM}}{V_{DC/2}}$ , che ha come campo di *vettoriale delle tensioni lato ac del raddrizzatore.* esistenza l'intervallo  $\left[0, \frac{2}{\sqrt{3}}\right]$ .

La tensione di comando in ingresso al raddrizzatore è espressa come/1]:

$$\underline{v}_{\overline{F}M} = (1 - s_F) \cdot sgn(i_F) \cdot \frac{v_{DC}}{2}$$
(1.2)

Dalla precedente equazione si evince che la funzione in ingresso dipende dallo stato dell'interruttore di potenza di ogni fase e dal segno della corrente di fase, a causa della natura unidirezionale del convertitore.



Figura 1.6 - Modello circuitale della fase A.

Ad esempio, per la fase A si riporta lo schema equivalente circuitale in *Figura 1.6.* Se  $s_A = 0$ , si hanno due possibili stati in base al segno della corrente: se la corrente fluisce nel verso indicato in *Figura 1.6*, si considera la corrente positiva e si ottiene  $\underline{v}_{\overline{F}M} = \frac{V_{DC}}{2}$ , che corrisponde allo stato alto del convertitore (P). Se invece la corrente fluisce in senso opposto, si considera convenzionalmente la corrente negativa ed allora  $\underline{v}_{\overline{F}M} = -\frac{V_{DC}}{2}$ , che corrisponde allo stato basso (N). Se  $s_A = 1$ , indipendentemente dal verso della corrente, si avrà  $\underline{v}_{\overline{F}M} = 0$ , che corrisponde al punto medio del Voltage DC-link (M).

Il campo di regolazione sarà un piano 2D, identificato tramite la combinazione degli stati delle fasi, in cui saranno definite le tensioni fase-neutro. Ciò premesso, il raddrizzatore trifase presenta  $3^3 = 27$  combinazioni degli stati possibili. L'origine del piano 2D è individuata da tre combinazioni (questo punto ha molteplicità tre) che prevedono gli stati delle tre gambe uguali fra loro e con contributo di modo comune massimo: stato PPP, in cui le tre fasi sono collegate al potenziale alto; stato MMM, in cui le tre fasi sono collegato al punto medio; ed infine stato NNN, in cui le tre fasi sono collegate al potenziale basso. Il limite del piano è determinato da sei combinazioni degli stati estremi possibili in cui uno stato è diverso dagli altri due: ad esempio, lo stato PNN prevede la fase A al potenziale positivo mentre le altre due al potenziale negativo. Questi sei vettori descrivono un esagono regolare che può essere diviso in settori triangolari. In ogni settore può essere tracciato l'apotema, a cui corrisponde lo stato con modo comune nullo (ad esempio lo stato PMN). Le ulteriori sei combinazioni di molteplicità due descrivono anche esse un esagono regolare, ma con ampiezza dimezzata rispetto al precedente. Queste dodici combinazioni sono ottenute tramite la combinazione degli stati P N ed M.



Figura 1.7 - Campo di regolazione del raddrizzatore trifase a tre livelli.

La trattazione per il campo di regolazione del raddrizzatore attivo T-Type può essere estesa al caso interleaved poiché i due sub-convertitori, formati ognuno da tre gambe, generano il loro output indipendentemente uno dall'altro.

Facendo riferimento alla *Figura 1.7*, in cui si riporta lo schema del campo di regolazione delle tensioni fase-neutro, si può osservare che è possibile far lavorare il raddrizzatore con un angolo di variazione fra vettore corrente e tensione in ingresso ("phase shift angle") di  $-30^{\circ} < \varphi < +30^{\circ}$ . Ma i limiti dell'angolo di variazione non sono costanti per tutti i valori di indice di modulazione: infatti, fino al valore di  $m = \frac{2}{3}$  il campo di variazione è costante, oltre tale valore il campo si riduce notevolmente con l'aumento dell'indice di modulazione fino ad arrivare al caso limite in cui  $m_{max} = \frac{2}{\sqrt{3}}$  e  $\varphi_{max} = 0^{\circ}$ . Tutto ciò è sintetizzato in *Figura 1.8*:

$$|\varphi_{max}| < \begin{cases} \frac{\pi}{6} & m \le \frac{2}{3} \\ \frac{\pi}{3} - \arccos(\frac{1}{\sqrt{3}m}) & m > \frac{2}{3} \end{cases}$$
(1.3)



Figura 1.8 - Variazione dell'angolo del fattore di potenza in funzione dell'indice di modulazione. Nelle condizioni nominali, in  $m = \frac{V_{F0}}{V_{DC/2}} \approx 1$ , si ha un massimo angolo di variazione  $|\varphi_{max}| = 5.2^{\circ}$ . Ciò si traduce in una riduzione del fattore di potenza in quanto si ha la produzione di una certa potenza reattiva che deve essere compensata attivamente, tramite filtri in entrata al raddrizzatore, per mantenere la condizione di lavoro con un fattore di potenza unitario.

### 1.3. Interleaving

Per migliorare l'efficienza e le prestazioni del raddrizzatore attivo, è stato realizzato l'interleaving (in italiano "interfogliamento"). È una pratica diffusa in media ed alta potenza poiché aumenta la densità di potenza gestita dal convertitore riducendo lo stress termico sui semiconduttori e la taglia degli elementi passivi[4]. Ciò è molto interessante in applicazioni che cercano di ridurre il peso ed il volume dei sistemi elettronici di potenza. Si realizza, in primis, un convertitore modulare cioè per ogni fase si aggiunge una gamba alla preesistente, ciò aiuta ad avere un alto fattore di potenza ed un minore stress termico sui semiconduttori di potenza (poiché ogni gamba conduce metà della corrente nominale di esercizio) quindi un guadagno di efficienza rispetto al caso di raddrizzatore con tre gambe *Figura 1.9*.



Figura 1.9 - Modello circuitale equivalente del raddrizzatore attivo con sei gambe T-Type.

Aggiungere ulteriori tre gambe significa realizzare un raddrizzatore formato da due subconvertitori che operano indipendentemente l'uno dall'altro. Ciò si traduce in avere due distinti controlli PWM in anello chiuso di corrente e, di conseguenza, l'aumento del numero di sensori di corrente presenti nel circuito finale.

Per migliorare ulteriormente i benefici del convertitore modulare, si pratica l'interleaving, cioè si introduce una traslazione di fase con un angolo appropriato fra le due portanti nel periodo di commutazione. Mediante ciò il ripple di corrente totale in ingresso dovuto alla commutazione PWM può essere ridotto e, come risultato, si ha la riduzione del filtro EMI in entrata al convertitore poiché si ha minore distorsione di corrente rispetto al caso non interleaved. Un ulteriore vantaggio è rappresentato dalla riduzione del ripple di tensione e pertanto il contenuto armonico della corrente assorbita dal Voltage DC-link e il ripple di carica dello stesso sono molto bassi; questo permette di progettare un condensatore di DC-

link di taglia minore rispetto al caso non interleaved[5]. Oltre ai sopracitati svantaggi di prevedere un numero più alto di sensori di corrente e un aumento nella complessità del controllo PWM, bisogna anche considerare che si aumenta il numero di gate driver e soprattutto si aumenta il ripple di corrente sul singolo induttore di boost presente per ogni gamba quindi si avrà un aumento sostanziale della taglia dell'induttore in entrata al convertitore.



Figura 1.10 - Rappresentazione di due portanti triangole con angolo di interleaving a PWM.

Tale angolo di interleaving[5] in questo progetto è denominato  $\alpha_{PWM}$  Figura 1.10 e varia fra il valore 0 e  $\pi$ , cioè fino ad una traslazione fra le due portanti di metà periodo di commutazione in quanto per valori compresi fra  $\pi$  e  $2\pi$  gli effetti sul ripple di corrente in entrata, sulla corrente efficace del DC-link e sul ripple di carica del DC-link sono i medesimi dell'intervallo di variazione precedente.

# 1.3.1. Contributo dell'interleaving sulle armoniche di corrente

Il vantaggio maggiore rappresentato dall'interleaving è la cancellazione e/o riduzione di alcune armoniche di corrente[1], quindi per carpire al meglio questo concetto viene presentata un'analisi di Fourier con la funzione a doppia variabile nel dominio della frequenza per il sistema rappresentato in *Figura 1.9*, in cui è presente un raddrizzatore T-Type con sei gambe a due a due in parallelo ed un carico ipotizzato puramente resistivo in uscita connesso al Voltage DC-link.

La forma d'onda generata in PWM dipende dall'interazione di due funzioni temporali:

$$\begin{cases} x(t) = \vartheta_c + \omega_c \cdot t \\ y(t) = \vartheta_0 + \omega_0 \cdot t \end{cases}$$
(1.4)

La prima funzione rappresenta la portante PWM in cui  $\omega_c$  è la frequenza della forma d'onda e  $\vartheta_c$  è l'angolo iniziale della portante, mentre la seconda funzione rappresenta la forma d'onda del segnale di riferimento in cui  $\omega_0$  è la frequenza di fondamentale e  $\vartheta_0$  è l'angolo iniziale della forma d'onda di fondamentale. Dalla combinazione delle precedenti funzioni temporali si ricava, tramite l'analisi di Fourier, la forma d'onda in uscita. Applicando questo concetto al caso in analisi, la funzione in uscita è la tensione in output di una singola gamba fra il terminale  $A_1$  ed il punto medio del DC-link M, denominata  $v_{A1M}$ , che può essere scomposta in differenti funzioni armoniche.

La funzione in output della tensione scomposta tramite l'analisi in serie di Fourier è:

$$v_{A1M}(x,y) = \frac{A_{00}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [A_{0n} \cdot \cos(ny) + B_{0n} \cdot \sin(ny)] + \sum_{m=1}^{\infty} [A_{0m} \cdot \cos(mx) + B_{0m} \cdot \sin(mx)] + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} [A_{mn} \cdot \cos(mx + ny) + B_{mn} \cdot \sin(mx + ny)]$$
(1.5)

In questa espressione si possono riconoscere: il termine  $A_{00}$  che esprime il valore medio della funzione in un periodo di commutazione, i termini  $A_{0n}$  e  $B_{0n}$  che sono i coefficienti relativi alle ampiezze della componente fondamentale e delle armoniche multiple della fondamentale chiamate "baseband harmonics", i coefficienti  $A_{0m}$  e  $B_{0m}$  relativi alle ampiezze delle armoniche multiple della frequenza della portante, i coefficienti  $A_{mn}$  e  $B_{mn}$  relativi alle armoniche denominate "sideband harmonics" che non sono multiple delle frequenze precedenti e sono presenti vicino alla frequenza di commutazione e alle sue multiple ed, infine, i termini m ed n che rappresentano, rispettivamente, gli indici di integrazione della portante e della fondamentale/6].

Si ipotizza di avere delle forme d'onda con simmetria a mezza onda, quindi le frequenze associate agli ordini armonici pari come combinazione di  $m \pm n$  vengono cancellate in ogni gamba. Inoltre, se si considera di avere un sistema trifase con sei gambe, sulla tensione di ogni fase si ha la cancellazione delle armoniche dispari associate alla portante e delle armoniche dispari triple "sideband". Bisogna ricordare che la cancellazione non avviene per

singola gamba, ma per la fase in uscita. Sostituendo nella (1.5) le espressioni di x(t) e y(t) e passando alle coordinate polari, si ottiene la serie di Fourier nella forma fase-ampiezza:

$$v_{A1M}(m,n)(t) = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_{mn} \cdot \cos[(m\omega_c + n\omega_0)t + m\vartheta_c + n\vartheta_0 + \vartheta_{mn}] \quad (1.6)$$

Nella espressione precedente (1.6), sono stati introdotti il termine  $C_{mn}$  che si riferisce all'ampiezza armonica ed il termine  $\vartheta_{mn}$  che è un valore costante che dipende dal controllo PWM e dalle condizioni di esercizio. Entrambi i termini sopracitati possono essere ricavati dal metodo di analisi di Fourier del doppio integrale. Se si assume un controllo PWM con portante triangola isoscele e una terna di tensioni di riferimento simmetrica costituita dalla sola fondamentale, senza interleaving la serie di Fourier per le armoniche delle tensioni  $v_{F1M}(m,n)$ , cioè le tensioni fase-punto medio riferite alle prime tre gambe, e  $v_{F2M}(m,n)$ , cioè le tensioni fase-punto medio riferite alle ulteriori tre gambe aggiunte in seguito, sono descritte entrambe dall'espressione riportata in (1.6) e l'ampiezza media della tensione è la medesima. Ritornando allo schema riportato in *Figura 1.9*, le armoniche di corrente in  $i_A$ sono determinate dalla somma delle armoniche presenti in  $i_{A1}$  e in  $i_{A2}$ , che a loro volta sono determinate rispettivamente dalle armoniche presenti in  $v_{A1M}$  e in  $v_{A2M}$ .

Ora si possono definire le componenti di tensione di modo comune  $v_{CM_F}(m, n)$ , legata alla somma fra le due tensioni di ogni gamba, e tensione di modo differenziale  $v_{DM_F}(m, n)$ , legata alla differenza fra le due tensioni di ogni singola gamba/6]. Per completezza è riportato in *Figura 1.11* un sistema semplificato in cui è rappresentata una singola fase del convertitore di *Figura 1.9* con due gambe in cui si possono esprimere le componenti sopracitate come:

$$\begin{cases} v_{CM_A}(m,n) = \frac{v_{A1M}(m,n) + v_{A2M}(m,n)}{2} \\ v_{DM_A}(m,n) = \frac{v_{A1M}(m,n) - v_{A2M}(m,n)}{2} \end{cases}$$
(1.7)



Figura 1.11 - Modello circuitale semplificato di una singola fase del raddrizzatore T-Type.

Applicando il principio di sovrapposizione degli effetti, il circuito equivalente diventa quello rappresentato in *Figura 1.12* in cui sono palesi i contributi delle componenti di modo comune e modo differenziale.



Figura 1.12 - Modello circuitale equivalente semplificato per una singola fase del raddrizzatore con componente di modo comune e modo differenziale.

Bisogna ricordare che, in un sistema trifase, solo le componenti di modo comune si occupano del trasferimento di potenza ed interagiscono fra loro, mentre le componenti di modo differenziale creano delle correnti di circolazione che non interagiscono con la corrente di fase, ma disturbano le correnti delle singole gambe.

Assumendo che le induttanze di boost su ogni gamba siano uguali ed equilibrate, le armoniche di corrente di  $i_A$  hanno frequenza  $m\omega_c + n\omega_0$  e possono essere calcolate tramite l'ampiezza di tensione di modo comune  $v_{CM_A}(m, n)$ , determinata tramite il valore medio di  $v_{A1M}(m, n)$  e  $v_{A2M}(m, n)$ . Nel caso senza interleaving, l'ampiezza della tensione di modo comune è pari a  $C_{mn}$ .

Se si introduce un angolo di interleaving  $\alpha_{PWM}$ , le ampiezze dei contributi armonici presenti in  $v_{A1M}$  e in  $v_{A2M}$  sono pari a  $C_{mn}$ , ma le loro fasi risultano differenti. Di conseguenza, il valore della tensione di modo comune sarà legato all'ampiezza

$$C_{mn\_com} = \frac{|C_{mn1} + C_{mn2}e^{jm\alpha}|}{2} = C_{mn}\cos(\frac{m \cdot \alpha_{PWM}}{2})$$
(1.8)

Oltre al contributo del modo comune, le tensioni  $v_{A1M}(m,n)$  e  $v_{A2M}(m,n)$  presentano componenti di modo differenziale che producono armoniche di corrente. Il valore di tensione di modo differenziale è legato all'ampiezza

$$C_{mn\_diff} = C_{mn} \sin(\frac{m \cdot \alpha_{PWM}}{2})$$
(1.9)

Al variare dell'angolo di interleaving  $\alpha_{PWM}$ , la relazione fra i due vettori che rappresentano i contributi armonici nelle tensioni  $v_{A1M}(m,n)$  e  $v_{A2M}(m,n)$  alla frequenza  $m\omega_c + n\omega_0$ può essere rappresentata sul piano complesso come in *Figura 1.13*.



Figura 1.13 - Rappresentazione sul piano complesso delle due tensioni di fase per l'armonica h.

Come si può osservare graficamente, variando l'angolo  $\alpha_{PWM}$ , è possibile ridurre o eliminare alcuni ordini armonici dalla tensione di fase. Ovviamente ciò non porta solo benefici, al contrario si potrebbe avere una creazione o aumento delle armoniche di modo differenziale che creano delle correnti di circolazione fra le gambe che non sono visibili dalla corrente di fase. In *Figura 1.14* sono riportati dei casi notevoli:

- nel primo caso si ipotizza un sistema senza interleaving, quindi  $\alpha_{PWM}$  è nullo. Come si può osservare, si ha il solo contributo della tensione di modo comune e, come conseguenza, non si hanno correnti di circolazione fra le gambe.
- Nel secondo caso si ipotizza un sistema con  $\alpha_{PWM} = \pi/2$ : il sistema ha entrambi i contributi di modo comune e modo differenziale di tensione di eguale ampiezza e pari a  $1/\sqrt{2} \cdot C_{mn}$ . La componente di modo differenziale produce armoniche di corrente in  $i_{A1}$  ed in  $i_{A2}$  che non fluiscono nella corrente di fase, ma si trasformano in correnti di circolazione.
- Nell'ultimo caso notevole si ipotizza di avere  $\alpha_{PWM} = \pi$ : la componente di modo differenziale e massima e, di conseguenza, si hanno delle componenti di corrente,

di ordini armonici multipli dispari di m e multipli pari di n, che con l'interleaving si trasformano in correnti di circolazione e non sono visibili dalla corrente di fase.



Figura 1.14 - Rappresentazione sul piano complesso delle due tensioni di fase per l'ordine armonico h con (a)  $\alpha_{PWM}=0$ , (b)  $\alpha_{PWM}=\pi/2$  e (c)  $\alpha_{PWM}=\pi$ .

Introdotto questo approfondimento sull'impatto dell'interleaving sulle armoniche di corrente e di tensione, bisogna ricordare che tali armoniche producono ripple di tensione e corrente sui componenti passivi del convertitore. Il design degli elementi passivi non è influenzato solo dall'angolo  $\alpha_{PWM}$ , ma anche dalla scelta del controllo PWM, dalle condizioni di esercizio, cioè dall'indice di modulazione, ed infine anche dal fattore di potenza del raddrizzatore. Quindi per dimensionare e progettare correttamente gli induttori ed i condensatori del convertitore, bisogna analizzare le seguenti quantità al fine di trovare un compromesso fra di esse[7]:

- Ripple di flusso picco-picco sull'induttore, denominato in questa trattazione  $\Delta \Psi_{pp}$
- Ripple di flusso efficace sull'induttore, denominato  $\Delta \Psi_{rms}$
- Il valore efficace della corrente in output sul Voltage DC-link, denominata  $I_{C,rms}$
- Ripple di carica picco-picco sul Voltage DC-link, denominato  $\Delta Q_{pp}$
- Frequenza cut-off del filtro EMI, denominata  $f_{c,EMI}$ .

## **Capitolo 2**

## 2 Design hardware raddrizzatore attivo T-Type

## 2.1. Introduzione

Noti i dati di progetto, si può procedere con il modello elettrico in PLECS del convertitore. Si prosegue con il dimensionamento dei componenti reattivi tramite i dati estrapolati dalle simulazioni del modello circuitale ed, infine si arriva al design dei componenti reattivi. Inoltre è presente anche la scelta dei semiconduttori di potenza.

## 2.2. Specifiche di progetto



Figura 2.1 - Modello equivalente del convertitore connesso alla rete.

La potenza nominale richiesta in uscita dal raddrizzatore a tre livelli è di 60 kW alla tensione di rete di linea di 230 V, considerata in servizio continuativo, alla frequenza di rete, ipotizzata costante, di 50 Hz. Ipotizzando un fattore di potenza unitario ( $cos \varphi \approx 1$ ), tramite la potenza apparente S, si può calcolare l'ampiezza di corrente che circola in ingresso in ogni fase del convertitore:

$$\hat{I}_F = \frac{S}{\frac{3}{2}\hat{V}_{grid}} \approx \frac{P}{\cos\varphi} \cdot \frac{1}{\frac{3}{2}\hat{V}_{grid}} \approx 125 A$$
(2.1)

In ogni gamba del raddrizzatore circolerà metà della corrente sopra calcolata, ad esempio nella gamba A1 si avrà un'ampiezza di corrente pari a  $\hat{I}_{A1} = \frac{\hat{I}_F}{2} = 62.5 A$ . Il valore di progetto della frequenza di commutazione è pari a 20 kHz.

La tecnica di modulazione scelta per il raddrizzatore è la Zero Mid-Point Current (ZMPC), in cui viene sfruttata la tensione di modo comune, precedentemente chiamata  $v_{oM}$ , per ridurre al minimo il valore istantaneo della corrente di punto medio, denominata anche corrente di modo comune. In questo elaborato non si scenderà nel dettaglio nell'analisi della suddetta tecnica di modulazione, ma brevemente si può motivare questa scelta. Nel punto medio del DC-link si ha la formazione di triple armoniche dispari di corrente che causano un'oscillazione di tensione fra i due condensatori e stress sull'induttore lato rete. Per eliminare questi ultimi due inconvenienti, si è optato per la tecnica ZMPC che, come mostra il grafico di *Figura 2.2 (a)*, ha il valore medio istantaneo di corrente di modo comune nullo a differenza della classica tecnica Space Vector Modulation (SVM), *Figura 2.2 (b)*, in cui la corrente di modo comune ha valore medio sul periodo di commutazione nullo, ma istantaneamente presenta delle oscillazioni di terza armonica[8].



Figura 2.2 - Confronto fra andamento del valor medio della corrente di modo comune per (a) tecnica di modulazione SVM e (b) tecnica di modulazione ZMPC.

La tensione di DC-link deve essere scelta in modo tale da essere la minore possibile in quanto è direttamente proporzionale, in prima approssimazione, alle perdite per commutazione, al volume e, quindi, all'ingombro del condensatore di bus ed anche al ripple di corrente sull'induttore.

Dalla tecnica di modulazione scelta, il minimo valore possibile può essere calcolato facendo riferimento al modello circuitale del convertitore trifase a tre livelli*[1]*:

$$V_{DC} \geq \frac{2/\sqrt{3}}{1.1} \sqrt{3 \hat{V}_{max}^2 + 3 \left(\omega L \hat{I}_{max}\right)^2} \approx \frac{2/\sqrt{3}}{1.1} \sqrt{3 \hat{V}_{max}^2} \approx \frac{2}{1.1} \hat{V}_{max}$$
(2.2)

Nella precedente formula, si può trascurare la caduta di tensione sull'induttanza poiché tipicamente ha un valore di pochi punti percentuali rispetto alla tensione massima.

La tensione massima è la tensione di linea all'entrata lato AC maggiorata del 10%, che può essere calcolata come:  $\hat{V}_{max} = 1.1 \hat{V}_{grid} = 358 V$ . Nota la tensione massima in entrata, si può calcolare il minimo valore della tensione di DC-link:  $V_{DC} \ge 650 V$ .

La (2.2) mette in luce uno svantaggio della tecnica di modulazione ZMPC scelta: il valore massimo di tensione ammissibile è  $\hat{V}_{max} = \frac{1.1}{2} V_{DC} \approx 0.95 \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$ , mentre per la tecnica di modulazione SVM il valore massimo ammissibile è  $\hat{V}_{max} = \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$ . Da cui si evince che si ha una perdita del guadagno di tensione pari al 5% rispetto alla tecnica di modulazione tipicamente utilizzata.

Note le specifiche di progetto, si può ora costruire il modello circuitale in ambiente PLECS.

PLECS risulta efficiente perché simula i sistemi elettronici di potenza complessi con tempi relativamente ridotti rispetto ad altri software di simulazione perché durante la commutazione i componenti sono implementati come ideali, quindi non entrano in gioco fenomeni dissipativi che aumenterebbero il tempo di calcolo. In questo modo si ottiene una simulazione più veloce avendo due grossi vantaggi: PLECS simula sistemi che sono lineari a tratti durante la commutazione, ad esempio al turn-on di un interruttore viene considerato un istante prima un circuito aperto e l'istante successivo un corto circuito, in questo modo si risolve il problema della discontinuità non lineare che si verifica durante la commutazione; un ulteriore vantaggio è gestire le discontinuità considerando le grandezze un istante prima e l'istante successivo della commutazione, in questo modo sono necessari solo due passaggi di integrazione[9].

## 2.3. Modello elettrico in PLECS

È stato costruito il modello del raddrizzatore T-Type, come mostrato in *Figura 2.3*, considerando la struttura riportata nei capitoli precedenti.



Figura 2.3 - Modello circuitale in PLECS del raddrizzatore attivo T-Type.

La struttura è interleaved, cioè presenta per ogni fase due gambe in parallelo, per un totale di ventiquattro devices: dodici diodi e dodici MOSFET. Inoltre sono mostrati i segnali di comando per ogni semiconduttore di potenza attivo. Inoltre, sono messe in evidenza le sei induttanze di boost  $L_{mF}$  del convertitore.

La struttura è collegata in uscita alle porte p, m, n che rappresentano i tre livelli di potenziale del convertitore: in particolare, p è il potenziale alto a  $+ \frac{V_{DC}}{2}$ , m è il potenziale medio a 0 ed n è il potenziale basso a  $- \frac{V_{DC}}{2}$ .

In entrata la struttura è collegata alle fasi della rete elettrica. La rete è stata considerata come una terna di generatori di tensione equilibrata e simmetrica con valore di  $V_{grid} = \sqrt{2} V_N = \sqrt{2} 230 V \approx 325 V$ . Inoltre bisogna considerare che la rete elettrica abbia un comportamento induttivo, quindi si aggiunge in serie una induttanza  $L_g$  di rete. Il valore dell'induttanza  $L_g$  dipende dalla potenza del punto di allacciamento alla rete, ma dato che si è connessi tramite un convertitore ad alta potenza, il valore dell'induttanza sarà dell'ordine di  $L_g \approx 5 \div 10 \ \mu H$ . In questo caso si è scelto  $L_g = 10 \ \mu H$ .



Figura 2.4 - Modello circuitale della rete connessa alle tre fasi del convertitore.

In uscita al raddrizzatore T-Type vi è il Voltage DC-link. A questo punto della trattazione, i due condensatori di DC-link sono stati ipotizzati ideali: assumendo un tempo di simulazione molto piccolo (2-3 cicli di periodo di commutazione), il ripple di tensione sui condensatori risulta trascurabile rispetto alla tensione di bus. Ciò premesso, si possono sostituire i due condensatori con due generatori ideali di tensione continua entrambi settati a  $V_{DC}/_2$ . Infine, si ha la connessione ad un carico ohmico impostato rispetto alla potenza nominale di 60 kW.



*Figura 2.5 - Modello circuitale del carico connesso al convertitore e del Voltage DC-link.* Il modello circuitale nell'insieme è rappresentato in *Figura 2.6*.



Figura 2.6 - Modello circuitale del raddrizzatore T-Type connesso alla rete e con carico resistivo.

In *Figura 2.6* si possono osservare anche due voltmetri che misurano due delle tre tensioni concatenate di linea, sei amperometri che misurano la corrente reale che scorre in ogni singola gamba, un amperometro che misura la corrente di punto medio e, infine, due voltmetri che misurano il potenziale sul DC-link. Queste grandezze sono necessarie per il controllo in anello chiuso del convertitore.

Come anticipato nel capitolo precedente, i componenti passivi, induttore e capacità, sono dimensionati nelle condizioni peggiori di determinate grandezze[7]:  $\max(\Delta \Psi_{pp}), \max(\Delta \Psi_{rms}), \max(I_{C,rms}), \max(\Delta Q_{pp}).$ 

Per valutare il caso peggiore di dimensionamento ("Worst Case Design"), sono state condotte le simulazioni con il modello circuitale di *Figura 2.6* facendo variare l'angolo di interleaving  $\alpha_{PWM}$  e considerando i seguenti parametri:

- Modulazione ZMPC,
- Frequenza di commutazione  $f_{sw} = 20 \, kHz$ ,
- Tensione del DC-link 650  $V \leq V_{DC} \leq 800 V$ ,
- Tensione di fase  $0.9V_N \leq V_F \leq 1.1V_N$ ,
- Indice di modulazione  $m = \frac{V_F}{V_{DC/2}}$ ,
- Angolo del fattore di potenza  $-5^\circ \le \varphi \le +5^\circ$ .

È importante valutare il caso peggiore in funzione della variazione dell'angolo  $\alpha_{PWM}$  per stimare quanto pesa, al convertitore nel caso di progetto, sulla riduzione del ripple di flusso sull'induttore e del ripple di carica sull'induttore.

### 2.3.1. Valori iniziali di simulazione

Il valore iniziale dell'induttanza di boost può essere calcolato tramite una formula analitica da letteratura[10]:

$$L_{m,leg,in} = \frac{1}{2} \frac{V_{DC}}{f_{sw} \Delta i_{L,pp,max}} \frac{\sqrt{3}}{4} M \left( 1 - M \frac{\sqrt{3}}{2} \right) = 170 \mu H$$
(2.3)

In cui:

- La tensione del DC-link vale  $V_{DC} = 800 V$  in quanto il valore di induttanza è direttamente proporzionale alla tensione di bus, quindi per dimensionare tale valore nel caso peggiore bisogna scegliere la tensione massima possibile di progetto;
- Il valore di ripple massimo sull'induttanza viene ipotizzato il 20% della corrente massima su una singola gamba  $\Delta i_{L,pp,max} = 20\% \hat{I}_{A1} = 20\% \frac{\hat{I}_F}{2} = 12.5 A;$
- L'indice di modulazione è calcolato alla tensione nominale di rete:  $M = \frac{\hat{V}_{F0}}{V_{DC/2}} \approx 0.81$

Per le considerazioni fatte precedentemente, si considerano i due condensatori di DC-link come due generatori di tensione *Figura 2.6* e il valore iniziale dell'induttanza di boost per ogni singola gamba settato al valore calcolato in (...). Sono state condotte le simulazioni con fattore di potenza unitario ( $cos\varphi = 1$ ) per ipotizzare un carico puramente ohmico. Per ogni simulazione ad un dato angolo di interleaving e ad una data tensione di DC-link, sono stati misurati e salvati i valori del ripple di corrente  $\Delta i_{F,pp}$  su ogni gamba lato AC ed il ripple di corrente  $\Delta i_{C,pp}$  al punto medio del DC-link. Questi dati sono stati in seguito analizzati in ambiente MATLAB per estrapolare il ripple di flusso sull'induttanza di boost ed il ripple di carica sul DC-link.

MATLAB è un ambiente per il calcolo numerico creato dalla MathWorks e consente di manipolare matrici, visualizzare funzioni e dati, implementare algoritmi, creare interfacce utente, e interfacciarsi con altri programmi.



In ambiente MATLAB è stato implementato il seguente algoritmo.

Figura 2.7 - Procedura per il design finale.

Di seguito sono presentati i grafici del ripple di flusso sull'induttanza di boost estrapolati da MATLAB.



Figura 2.8 - Andamento del ripple di flusso picco-picco sull'induttanza al variare di  $\alpha_{PWM}$ .



Figura 2.9 - Andamento del valore efficace del ripple di flusso sull'induttanza al variare di  $\alpha_{PWM}$ .

Da *Figura 2.8* e *Figura 2.9* si nota che il flusso picco-picco sull'induttanza è minimo per  $\alpha_{PWM} = 0^{\circ}$ , mentre è massimo per  $\alpha_{PWM} = 180^{\circ}$ . L'andamento del ripple di corrente induttiva nel caso dei due angoli notevoli precedenti per  $V_{DC} = 800 V$  è mostrato in *Figura 2.10*: come si nota, l'escursione picco-picco di corrente è minore in (a) rispetto a (b).



(a)



Figura 2.10 - Andamento del ripple di corrente induttiva per  $V_{DC}$ =800 V in (a)  $\alpha_{PWM}$ =0° e (b)  $\alpha_{PWM}$ =180°.

Di seguito sono presentati i grafici del valore efficace di corrente nel punto medio del DClink e del ripple di carica picco-picco sui condensatori estrapolati da MATLAB.



Figura 2.11 - Andamento della corrente efficace nel DC-link al variare di  $\alpha_{PWM}$  in  $V_{DC}$ =650 V e  $V_{DC}$ =800V.


Figura 2.12 - Andamento del ripple picco-picco di carica nel DC-link al variare di  $\alpha_PWM$  in  $V_{DC}=650$  V e  $V_{DC}=800$  V.

Da *Figura 2.11* e *Figura 2.12* si nota che il valore efficace di corrente capacitiva ed il ripple picco-picco di carica sono minimi per  $\alpha_{PWM} = 180^\circ$ , mentre sono massimi per  $\alpha_{PWM} = 0^\circ$ . Inoltre si nota che il ripple di carica è massimo per il valore di  $V_{DC} = 650 V$ .

L'andamento della corrente capacitiva nel caso dei due angoli notevoli precedenti per  $V_{DC} = 800 V$  è mostrato in *Figura 2.13*: come si nota, l'escursione picco-picco di corrente è maggiore in (a) rispetto a (b).



(a)



Figura 2.13 - Andamento del ripple di corrente capacitiva per  $V_{DC}$ =800 V in (a)  $\alpha_{PWM}$ =0° e (b)  $\alpha_{PWM}$ =180°.

Dalla precedente analisi si evince che esistono due valori ottimali di  $\alpha_{PWM}$ : un valore che ottimizza il design dell'induttore, poiché minimizza il ripple di flusso picco-picco, ed un valore che ottimizza il design del condensatore, poiché minimizza la corrente capacitiva ed il ripple picco-picco di carica[7].

Ma nei convertitori di potenza, gli induttori costituiscono la parte più importante in quanto sono i componenti che occupano maggiore volume ed hanno un peso rilevante sui costi totali. Inoltre presentano una quota di potenza dissipata, prodotta dalle correnti parassite e dall'isteresi magnetica, che va a sommarsi alla potenza dissipata del convertitore. Quindi, per queste motivazioni, si sceglie l'angolo di interleaving per il funzionamento ed il progetto del convertitore che minimizza il ripple di flusso ed il suo valore efficace sull'induttore, cioè  $\alpha_{PWM} = 0^{\circ}$ .

Dati di progetto	Valore
$\max(\Delta \Psi_{pp})$	3.1 <i>AmH</i>
$\max(\Delta \Psi_{rms})$	0.4 <i>AmH</i>
$\max(I_{C,rms})$	55 A
$\max(\Delta Q_{pp})$	6.8 VmF

Per il design del raddrizzatore T-Type si prendono in considerazione le seguenti grandezze:

Tabella 2.1 - Dati di design per gli elementi passivi.

## 2.4. Design condensatore DC-link

Per il dimensionamento dei condensatori del DC-link in uscita, sono stati considerati:  $\alpha_{PWM} = 0^{\circ}$ , tensione di dimensionamento di DC-link la minima ammissibile di 650 V, come tecnica di modulazione la ZMPC ("Zero Mid Point Current"), come frequenza di commutazione 20 kHz, come range di variazione della tensione di rete pari a  $\pm 10\% V_N$ . Inoltre bisogna ricordare che il dimensionamento del DC-link dipende anche dal fattore di potenza: maggiore è il fattore di potenza, maggiore sarà la capacità. Quindi, come condizioni di design peggiori, si considera il massimo angolo del fattore di potenza  $|\varphi_{max}| =$ 5.2 ° che corrisponde ad un fattore di potenza di *PF* = 0.996.

In condizioni nominali si ha come tensione fase-neutro in ingresso  $V_{grid,rms} = 230 V$ , quindi un indice di modulazione  $m = \frac{V_{F0}}{V_{DC}/2} \approx 1$ .

Si considera come ripple di tensione ammissibile sul DC-link  $\Delta V_{pp,max} = 5\% \frac{V_{DC}}{2} = 16.25 V.$ 

Dalle considerazioni precedenti si possono sintetizzare le condizioni di Worst Case Design ("WCD"):

$$WCD \begin{cases} PF = 0.996\\ \Delta V_{pp,max} = 16.25 V\\ \Delta Q_{pp,max} = 6.8 VmF \end{cases}$$

Note le condizioni peggiori di progetto, si può calcolare il minimo valore di capacità del DC-link come:

$$C_{DC,min} = \frac{\Delta Q_{pp,max}}{\Delta V_{pp,max}} \approx 418 \,\mu F \tag{2.4}$$

Per l'affidabilità del componente, si considera una maggiorazione del 20% della capacità, per cui

$$C_{DC} = 1.5 \ C_{DC,min} \approx 500 \ \mu F \tag{2.5}$$

Il componente scelto è un condensatore elettrolitico in Alluminio Vishay 259 PHM-SI[16].



Figura 2.14 - Condensatore elettrolitico in Alluminio Vishay 259 PHM-SI.

Sono dei condensatori elettrolitici che presentano ridotte dimensioni ed un'alta capacità: per volume, un tempo di utilizzo pari a 3000 h alla tensione nominale e temperatura di 105°C, e utilizzabili fino alla tensione di 500 V. Per rispettare le condizioni di progetto:

$$\begin{cases} C \geq 500 \ \mu F \\ V \geq 325 \ V \\ I_{c,rms} \geq 55 \ A \end{cases}$$

Il Voltage DC-link sarà composto da due banchi di condensatori, che hanno al loro interno sei condensatori del tipo *MAL2259 57681E3* collegati in parallelo.

ELECTRICAL DATA AND ORDERING INFORMATION										
			I <sub>R</sub>	ha	TYP. ESR	TYP. ESR	MAX, ESB	MAX 7	ORDERING CODE MAL2259	
(V)	100 Hz (μF)	CASE SIZE Ø D x L (mm)	100 Hz 105 °C (A)	5 min (mA)	100 Hz 60 °C (mΩ)	300 Hz 60 °C (mΩ)	100 Hz (mΩ)	10 kHz (mΩ)	2-TERM.	3-TERM.
Í	120	30 x 25	1.03	0.54	466	213	970	670	77121E3	37121E3
	150	22 x 40	1.16	0.68	360	165	750	510	57151E3	17151E3
	150	25 x 35	1.15	0.68	360	165	750	520	67151E3	27151E3
	180	22 x 45	1.31	0.81	298	136	620	430	57181E3	17181E3
	180	25 x 40	1.32	0.81	302	139	630	430	67181E3	27181E3
450	180	30 x 30	1.29	0.81	312	143	650	460	77181E3	37181E3
450	180	35 x 25	1.34	0.81	336	154	700	500	87181E3	47181E3
	220	25 x 50	1.60	0.99	254	117	530	360	57221E3	17221E3
	220	30 x 35	1.48	0.99	259	119	540	380	67221E3	27221E3
	220	35 x 30	1.56	0.99	269	123	560	400	77221E3	37221E3
	270	30 x 40	1.68	1.22	216	99	450	310	57271E3	17271E3
	330	30 x 45	1.92	1.49	178	81	370	260	57331E3	17331E3
	330	35 x 35	1.89	1.49	187	86	390	280	67331E3	27331E3
	390	35 x 40	2.11	1.76	158	73	330	240	57391E3	17391E3
	470	35 x 45	2.36	2.12	134	62	280	200	57471E3	17471E3
	560	35 x 55	2.76	2.52	110	51	230	170	57561E3	17561E3
	680	35 x 60	3.06	3.06	91	42	190	140	57681E3	17681E3

Figura 2.15 - Datasheet condensatore Vishay 259 PHM-SI.

Ogni condensatore ha la capacità di  $C = 680 \ \mu F$ , la corrente efficace di  $I_{c,rms} = 3.9 \ A$ , una tensione di  $V = 400 \ V$  alla temperatura di esercizio di  $T = 70^{\circ}C$ .

Ogni banco avrà:

- $C = 4080 \ \mu F$
- V = 450 V
- $I_{c,rms} = 58 A$
- Volume  $\approx 577 \text{ cm}^3$

Ora si può calcolare la potenza dissipata tramite la resistenza serie equivalente (ESR) che per un condensatore vale  $ESR = 91 m\Omega$ . La ESR varia con la frequenza, quindi il datasheet della vishay specifica il range di frequenza in cui è applicabile il valore di ESR riportato in *Figura 2.15*. La stima della potenza dissipata da ogni banco è:

$$P_{d,C} = ESR_{eq} \cdot I_{C,rms}^2 = 60 W \tag{2.6}$$

Dove  $ESR_{eq} = \frac{1}{6}ESR$  poiché in ogni banco si hanno sei condensatori in parallelo, quindi cinque ESR in parallelo.

### 2.5. Design induttore di boost

Il dimensionamento deve garantire che nell'avvolgimento possa circolare la corrente nominale di progetto  $I_{rms,max}$ , cioè la corrente che fluisce in ogni gamba, che il nucleo ferromagnetico non saturi con il massimo flusso, altrimenti il materiale satura e si ha una diminuzione repentina della permeabilità magnetica  $\mu_r$ . Per rispettare i precedenti requisiti, bisogna considerare durante il design la densità di corrente conducibile dal materiale  $J_{rms,max}$ ed il massimo valore di induzione magnetica  $\hat{B}_{max}$ .

Imposta come tecnica di modulazione la ZMPC e considerando l'angolo di interleaving  $\propto_{PWM} = 0^{\circ}$ , si è ipotizzato un range di variazione della tensione di DC-link di 650  $V \leq V_{DC} \leq 800 V$ . Come è noto, il valore di induttanza di boost è direttamente proporzionale alla tensione di DC-link, quindi per un dimensionamento nel caso peggiore possibile, è stata considerata  $V_{DC} = 800 V$ .

Dall'analisi precedente sono stati resi noti i valori di  $\Delta \Psi_{pp,max} = 3.1 AmH e \Delta \Psi_{rms,max} = 0.4 AmH.$ 

Come corrente massima di dimensionamento che circola nell'induttanza di boost è considerata la corrente di una singola gamba aumentata di un determinato fattore per considerare i picchi di corrente causati dal ripple:  $\hat{I}_{L,max} \approx \hat{I}_{leg} + \Delta I_{pp} = 1.2 \ \hat{I}_{leg} = 75 A$ .

Dalle considerazioni precedenti si possono sintetizzare le condizioni di Worst Case Design ("WCD"):

$$WCD \begin{cases} V_{DC} = 800 V \\ \Delta I_{pp,max} = 20\% \hat{I}_{leg} = 12.5 A \\ \Delta \Psi_{pp,max} = 3.1 AmH \end{cases}$$

Note le condizioni peggiori di progetto, si può calcolare il minimo valore di induttanza di boost per ogni singola gamba come:

$$L_{min} = \frac{\Delta \Psi_{pp,max}}{\Delta I_{pp,max}} \approx 250 \,\mu H \tag{2.7}$$

Noto il valore di induttanza desiderato e le condizioni di lavoro, cioè il valore di picco massimo di corrente che fluisce nell'induttore  $\hat{I}_{L,max}$  ed il valore efficace della corrente

massima che circola nell'induttore  $I_{rms,max}$ , si procede con il design dell'induttore tramite il metodo del prodotto delle aree ("Inductor Area Product")[11].

Il metodo del prodotto delle aree è molto utilizzato per un calcolo di massima dell'induttore in quanto è molto semplice e garantisce un buon fattore di sicurezza, ma non rappresenta il metodo ottimale di design.

Si considera il nucleo magnetico a doppia E, in cui si definiscono  $A_{Fe}$ , l'area trasversale del nucleo ferromagnetico, e  $A_{Cu}$ , area occupata dagli avvolgimenti di conduzione, come mostrato in *Figura 2.16*.



Figura 2.16 - Nucleo magnetico EE per design di induttore.

Facendo riferimento al circuito magnetico di *Figura 2.16*, in cui si hanno N avvolgimenti, si possono scrivere le seguenti relazioni:

$$\begin{cases} \widehat{\Psi}_{max} = L \, \widehat{I}_{L,max} \\ \widehat{\Psi}_{max} = N \, \widehat{\varphi}_{max} = N \, \widehat{B}_{max} \, A_{Fe} \, K_{Fe} \end{cases} \quad \text{da cui} \quad A_{Fe} = \frac{L \, \widehat{I}_{L,max}}{N \, \widehat{B}_{max} \, K_{Fe}} \quad (2.8)$$

$$N I_{rms,max} = J_{rms,max} A_{Cu} K_{Cu}$$
 da cui  $A_{Cu} = \frac{N I_{rms,max}}{J_{rms,max} K_{Cu}}$  (2.9)

Dove :

- $\widehat{\Psi}_{max}$  è il flusso totale massimo del circuito magnetico,
- $\hat{\varphi}_{max}$  è il flusso massimo per ogni avvolgimento,
- $\hat{B}_{max}$  è il valore di densità di flusso massima del nucleo magnetico,
- *K<sub>Fe</sub>* è il coefficiente di utilizzazione del nucleo ("stacking factor"),
- $K_{Cu}$  è il coefficiente di avvolgimento dei conduttori ("winding fill factor").

Quindi si può definire il prodotto delle aree come:

$$A_{Fe}A_{Cu} = \frac{L\,\hat{I}_{L,max}\,I_{rms,max}}{\hat{B}_{max}\,K_{Fe}\,J_{rms,max}\,K_{Cu}}$$
(2.10)

Come si può notare dalla (2.10), questo fattore non dipende dal numero di avvolgimenti N, ma dipende solo dalle condizioni di progetto e dalla scelta del materiale.

La scelta del materiale è ricaduta sul nucleo in XFlux formato da polvere sinterizzata di Fe e Si della casa produttrice Magnetics. Questo tipo di nucleo magnetico offre una induzione magnetica distribuita molto alta (1.6 Tesla) rispetto al nucleo in ferrite, una temperatura di utilizzo molto alta senza presentare invecchiamento termico, ma una potenza dissipata più alta rispetto al nucleo in ferrite.

Più precisamente, è stato scelto il nucleo Xflux60 che presenta la più alta permeabilità magnetica ( $\mu_r = 60$ ) disponibile per questo tipo di materiale[12].

$P = a(B^{o})(t^{c})$ (B in Tesla, t in kHz)							
	Perm	freq:	a	b	c		
	26µ	> 25kHz	761.36	1.977	1.21		
	26µ	< 25kHz	1187.96	1.977	1.05		
	40µ	> 9kHz	804.88	1.934	1.14		
VE®	40µ	< 9kHz	1274.93	1.934	1.06		
ALINA	60µ	> 10kHz	454.56	1.909	1.19		
	60µ	< 10kHz	670.26	1.909	1.06		
	75µ, 90µ	> 9kHz	566.54	2.018	1.17		
	75µ, 90µ	< 9kHz	862.34	2.018	1.02		

Figura 2.17 - Scheda tecnica del nucleo XFlux60.

La forma scelta per il nucleo magnetico è a doppia E, in cui due nuclei *Xflux60 E Core* sono sovrapposti[12].



Figura 2.18 - Scheda tecnica del nucleo Xflux60 E Core con codice prodotto X6527E060.

Noti i parametri di progetto, cioè L,  $\hat{I}_{L,max}$  e  $I_{rms,max}$ , e i parametri del materiale scelto,  $K_{Fe}$ ,  $B_{sat}$ , alpha e beta, si impone che  $\hat{B}_{max} = 0.8 B_{sat}$ , in modo tale da garantire la condizione di non-saturazione del nucleo anche in caso di massimo stress sul nucleo ferromagnetico, e si stabilisce un valore massimo di densità di corrente efficace (ad esempio  $J_{rms,max} = 5 A/mm^2$ ). Si ipotizza un coefficiente di avvolgimento, tipicamente  $K_{Cu} \approx$ 0.75 e si può calcolare il prodotto delle aree minimo dalla (2.10) da cui si possono ricavare  $A_{Fe}$  e  $A_{Cu}$  iniziali dalla scheda tecnica del nucleo ferromagnetico scelto (*Figura 2.18*).

Si calcola il minimo numero di avvolgimenti dalla (2.8): 
$$N \ge \frac{L \hat{l}_{L,max}}{\hat{B}_{max} K_{Fe} A_{Fe}}$$

Si calcola nuovamente la densità di corrente efficace e si controlla che sia minore della densità massima ammissibile:  $J_{rms=\frac{N I_{rms,max}}{A_{Cu}K_{Cu}}} \leq J_{rms,max}$ . Si calcola il valore di in-

duttanza massimo tramite  $L_{max} = \frac{N \hat{B}_{max} A_{Fe}}{\hat{I}_{L,max}}$ . Se queste condizioni non sono soddisfatte, bisogna modificare le dimensioni del nucleo magnetico e/o degli avvolgimenti.

Tutto l'algoritmo di calcolo può essere sintetizzato in Figura 2.19.



Figura 2.19 - Algoritmo per il design ottimare dell'induttore di boost.

Come dati di prestazione si intendono i seguenti parametri:

• sezione trasversale dei conduttori:  $A_w = \frac{A_{Cu} K_{Cu}}{N}$ , (2.11)

• resistenza dei conduttori: 
$$R = \rho \frac{l_w}{A_w}$$
, (2.12)

- lunghezza del traferro:  $l_t \approx \frac{\mu_0 A_{Fe} N^2}{L}$ , (2.13)
- perdite negli avvolgimenti:  $P_{Cu} \approx RI_{rms}^2$ , (2.14)
- perdite nel nucleo ferromagnetico:  $P_{Fe} \approx a f^b \left(\frac{B}{2}\right)^c$ . (2.15)

In *Tabella 2.1* sono riportati i parametri elettrici di design dell'induttore di boost (*Figura 2.20*), mentre in *Tabella 2.2* sono riportate le grandezze geometriche finali.

	Parametri	Valore						
	L <sub>m</sub>	250 μH	EE 2 x 6527 - Custom					
	: $\hat{I}_{L,max}$	75 A						
	I <sub>rms,max</sub> ,	53 <i>A</i>						
	P <sub>Cu</sub>	8.68 W						
	$P_{Fe}$	7.13 W						
Nucleo	B <sub>sat</sub>	1.60 T	-40 -60 -60					
	$\mu_r$	60	-8080					
	K <sub>Fe</sub>	0.83	-50 0 50 -50 0 50 mm Figura 2.20 - Tavola dell'induttore di boost					
	а	454.56						
	b	1.91						
	С	1.19						
Avvolgimento	N	16						
	K <sub>Cu</sub>	0.6787						
	ρ	$1.68 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$						
	R	3.09 mΩ						
	1							

Tabella 2.2 - Parametri elettrici e magnetici per il design dell'induttore di boost.

	Parametri	Valore
	A <sub>Fe</sub> A <sub>Cu</sub>	57.576 cm <sup>4</sup>
Nucleo	$A_{Fe}$	11 cm <sup>2</sup>
	$l_{Fe}$	14.41 cm
	$l_t$	0.15 <i>cm</i>
	Α	6.51 <i>cm</i>
	В	3.25 cm
	С	5.39 cm
	D	2.20 cm
	Ε	4.41 cm
	F	2.09 cm
Supporto	Н	3.96 cm
	Т	3.96 cm
	W	2.30 cm
Avvolgimento	A <sub>Cu</sub>	5.10 cm <sup>2</sup>
	MLT	20.69 cm
	$A_w$	0.18 cm <sup>2</sup>
	diametro	0.48 cm

 Tabella 2.3 - Parametri geometrici dell'induttore di boost.





Figura 2.22 - Tavola del nucleo magnetico dell'induttore.



Figura 2.21 - Tavola del nucleo con avvolgimento e supporto.

### 2.6. Scelta dei semiconduttori di potenza

Per il dimensionamento dei semiconduttori di potenza, cioè dei diodi e dei MOSFET, bisogna considerare le tensioni e le correnti che devono sostenere. Facendo riferimento alla *Figura 1.4*, il diodo D1 deve sostenere tutta la tensione del bus di DC-link di 650 V, mentre il MOSFET presente su ogni gamba deve sostenere una tensione pari a metà del DC-link, cioè 325 V. Per un dimensionamento affidabile del convertitore, è importante tener conto di problemi di sovratensione dovuti a fenomeni di parassitismo e/o guasti, perciò si scelgono i devices con tensione massima sostenibile di circa il doppio rispetto alla tensione nominale di esercizio.

Da letteratura[10], sono noti gli stress di corrente sui semiconduttori di potenza. Queste formule analitiche posso essere utili per un calcolo di massima delle condizioni operative e delle potenze dissipate dei devices per diversi punti di lavoro, ma hanno come condizione di vincolo lo stato continuo di conduzione (in inglese "Continuous Conduction Mode" or "CCM"). La condizione di CCM prevede che la corrente nell'induttore di boost non raggiunga il valore nullo durante la trasmissione di potenza nel periodo di commutazione. La condizione duale è chiamata "Discontinuous Conduction Mode" ("DCM"), nella quale la corrente dell'induttore, in ogni periodo di commutazione, raggiunge il valore zero e per un certo periodo rimane nulla. In condizioni di alte potenze, come il caso in esame, la DCM porta alti picchi di corrente che causano una perdita di potenza trasferibile a discapito dell'efficienza.

Il valore efficace di corrente[10] che i diodi trasversali devono sostenere è pari a:

$$I_{D,rms} = \hat{I}_{leg} \cdot \sqrt{\frac{2M}{3\pi}} = 35 A$$
 (2.16)

In base a quanto riportato sopra, i diodi papabili sono VS-E5P<u>H</u>6012L-N3 e VS-E5P<u>X</u>6012L-N3. Sono entrambi diodi Hyperfast Rectifier con una tensione di reverse di 1200 V e una corrente di forward pari a 60 A. Presentano un tempo di reverse recovery molto ridotto, basse correnti di ricircolo ("leakage currents"), una carica di reverse recovery ottimizzata e una bassa tensione di forward in conduzione: per il tipo <u>H</u> è di 1.7 V mentre per il tipo <u>X</u> è di 2.1 V, alla temperatura di esercizio di  $125^{\circ}C[13]$ -[14].



Figura 2.23 - Diodo VS-E5PH6012L-N3 e diodo VS-E5PX6012L-N3

Per i MOSFET è stato scelto il SiHG018N60E con una tensione nominale di 650 V ed una corrente di 99 A alla temperatura di 25°C[15].



Figura 2.24 - MOSFET SiHG018N60E

La scelta finale è ricaduta sul diodo *VS-E5P<u>H</u>6012L-N3* in quanto presenta una minore tensione di forward in conduzione, quindi minori perdite dissipate durante lo stato di on.

# 2.6.1. Perdite nei semiconduttori di potenza

I componenti di potenza dissipano a causa delle loro non idealità. Le perdite possono essere divise in perdite causate dalla resistenza ohmica intrinseca del componente durante lo stato di on (perdite per conduzione) e perdite causate da fenomeni parassitici non lineari durante il cambiamento di stato (perdite per commutazione).

La potenza dissipata è pari a:  $P_d = P_{cond} + P_{comm}$ , dove:

$$\begin{cases} P_{cond}(v, i, Temperatura) = \frac{1}{T} \int_{T} v_{on}(i_{on}) \cdot i_{on} dt \\ P_{comm}(v, i, Temperatura) = \frac{1}{T} \int_{T} v \cdot i dt \end{cases}$$
(2.17)

### 2.6.2. Potenza dissipata nel diodo

Per quanto riguarda la potenza dissipata in conduzione, l'integrale è risolvibile in quanto sono note la forma d'onda ed il valore della corrente in conduzione del dispositivo. Durante la conduzione si hanno perdite causate dalla tensione di soglia del dispositivo, messa in gioco perché il device per iniziare a condurre deve avere ai suoi capi una differenza di potenziale tale da poter mettere in moto le cariche sulla giunzione, e causate dalla non-idealità dell'interruttore. Per il calcolo delle perdite in conduzione, il costruttore fornisce nel datasheet[13] del componente l'andamento della tensione di on in funzione della corrente condotta (*Figura 2.25*).



Figura 2.25 - Caratteristica di conduzione del diodo per diversi valori di temperatura di giunzione.

La potenza persa in commutazione è composta dai termini di potenza persa durante il turnon e potenza persa durante il turn-off. Per il diodo è più rilevante il termine di potenza persa durante il turn-off in quanto vi è il fenomeno di reverse recovery[17]. Durante il turn-off, in *Figura 2.26*, bisogna considerare che all'interno della giunzione del diodo vi sia un determinato tempo in cui si deve creare la regione di svuotamento delle cariche in modo tale da creare quasi un circuito aperto (interdizione). Durante questo intervallo, la corrente che fluisce nel diodo non si annulla, ma si inverte finchè non si crei la regione di svuotamento. Finito questo intervallo, il diodo si comporta come un interruttore che si apre forzando la corrente ad annullarsi, ma bisogna considerare anche le induttanze parassite presenti nel circuito in serie al diodo che provocano una sovratensione  $V_{R,MAX}$ . L'intervallo fra l'inversione della corrente ed il suo annullamento è chiamato intervallo di reverse recovery  $t_{rr}$  e la carica accumulata durante questo intervallo è chiamata carica di reverse recovery  $Q_{rr}$ .



Figura 2.26 - Turn-off del diodo..

L'energia dissipata nel diodo durante questo intervallo è definita come:

$$E_{T-off,diodo} = \frac{1}{2} V_R I_{RRM} t_{rr}$$
(2.18)

Sul datasheet[13] è possibile trovare le grandezze nella (2.18) in funzione della temperatura di giunzione e della pendenza della corrente durante l'inversione  $\frac{di_A}{dt}$ , come mostrato in *Figura 2.27*.

DYNAMIC RECOVERY CHARACTERISTICS (T <sub>J</sub> = 25 °C unless otherwise specified)							
PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS		MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
		$I_F = 1.0 \text{ A}, \text{ d}I_F/\text{d}t = 100 \text{ A}/\mu\text{s}, \text{ V}_R = 30 \text{ V}$		-	38	-	
Reverse recovery time	trr	T <sub>J</sub> = 25 °C		-	130	-	ns A
		T <sub>J</sub> = 125 °C		-	200	-	
Peak recovery current	I <sub>RRM</sub>	T <sub>J</sub> = 25 °C	I <sub>F</sub> = 40 A dI <sub>F</sub> /dt = 600 A/μs V <sub>R</sub> = 400 V	-	22	-	
		T <sub>J</sub> = 125 °C		-	39	-	
Reverse recovery charge	Q <sub>rr</sub>	T <sub>J</sub> = 25 °C		-	1610	-	
		T <sub>J</sub> = 125 °C		-	4080	-	nc
Reverse recovery time	t <sub>rr</sub>	T <sub>J</sub> = 25 °C	I <sub>F</sub> = 60 A dI <sub>F</sub> /dt = 1000 A/μs V <sub>P</sub> = 800 V	-	100	-	ns
		T <sub>J</sub> = 125 °C		-	153	-	
Peak recovery current	I <sub>RRM</sub>	T <sub>J</sub> = 25 °C		-	40	-	A nC
		T <sub>J</sub> = 125 °C		-	67	-	
Reverse recovery charge	Q <sub>rr</sub>	T <sub>J</sub> = 25 °C		-	2590	-	
		T <sub>J</sub> = 125 °C		-	6150	-	

Figura 2.27 - Parametri di reverse recovery da datasheet.

Da tali parametri e dalla (2.18), è possibile ricavare le curve dell'energia persa in commutazione dal diodo per diversi valori della corrente nominale a due diverse temperature di giunzione.



Figura 2.28 - Andamento della potenza dissipata in commutazione dal diodo per due valori di temperatura.

### 2.6.3. Potenza dissipata nel MOSFET

La potenza dissipata in conduzione dal MOSFET è calcolabile conoscendo le grandezze di tensione e corrente durante lo stato di on tramite le curve di conduzione fornite dal costruttore (*Figura 2.29*). Sul datasheet[15] è possibile trovare l'andamento delle caratteristiche di conduzione per diverse tensioni di comando del MOSFET  $V_{GS}$ : nel caso in esame il componente è comandato ad una tensione  $V_{GS} = 10 V$ .



Figura 2.29 - Caratteristica di conduzione del MOSFET per due valori di temperatura e  $V_{GS}$ =10 V.

Calcolare l'energia dissipata dal MOSFET durante la commutazione è molto più difficile in quanto il componente assume un comportamento fortemente non lineare[2]. Il comportamento del MOSFET in commutazione è imposto dalle capacità interne che devono essere caricate e scaricate durante i cambi di stato e dal body diode. Un altro fattore molto importante nel calcolo della potenza dissipata in commutazione è l'induttanza parassita a source comune  $L_s$ , che rallenta la dinamica di transizione e quindi fa aumentare le perdite. Il modello equivalente dinamico del MOSFET è presentato in *Figura 2.30*.



Figura 2.30 - Modello equivalente dinamico del mosfet in commutazione.

Considerando la tensione  $V_{DS}$  e la corrente  $I_{DS}$  lineari, si analizza il tempo di turn-on dividendolo in sotto intervalli seguendo il grafico dell'andamento delle grandezze elettriche di *Figura 2.31*.



Figura 2.31 - Transizione delle grandezze elettriche durante il turn-on.

 $t_d$ : la tensione di gate  $V_{GS}$  aumenta dal valore nullo alla tensione di soglia  $V_{th}$ , ma la corrente rimane nulla. Non ci sono perdite durante questo intervallo di tempo.

 $t_r$ : la tensione di gate  $V_{GS}$  aumenta dalla tensione di soglia  $V_{th}$  alla tensione di plateau  $V_p$ , mentre la corrente  $I_{DS}$  raggiunge il valore della corrente di carico  $I_D$ . La carica di gate fornita dal driver è  $Q_{gs1}$ . Si può calcolare la durata del sotto intervallo come:

$$t_r = \frac{2 R_g \left( Q_{gs1} + \frac{L_s I_D}{R_g} \right)}{2 V_{dr} - V_{th} - V_p}$$
(2.19)

Dove:  $R_g$  è la resistenza di gate e  $V_{dr}$  è la tensione fornita dal driver.

 $t_f$ : la tensione di gate rimane alla tensione  $V_p$ , mentre la tensione  $V_{DS}$  diminuisce. Si può calcolare la durata del sotto intervallo come:

$$t_{f} = \frac{2 L_{s} Q_{diodo}}{-R_{g} + \sqrt{R_{g} + \frac{4 L_{s} Q_{diodo} (V_{dr} - V_{p})}{Q_{gd}^{2}}}}$$
(2.20)

Dove:  $Q_{diodo}$  è la carica della capacità di giunzione del diodo, che si trova sul datasheet,  $Q_{qd}$  è la carica gate-to-drain che si trova sul datasheet.

 $t_{ov}$ : la tensione di gate  $V_{GS}$  aumenta fino al valore della tensione di comando. Il MOSFET in questo intervallo si considera completamente in conduzione e non si hanno perdite per commutazione.

In definitiva, l'energia dissipata durante il turn-on del MOSFET può essere scritta come[2]:

$$E_{t-on,M} = \frac{1}{2} V_{out} I_D (t_r + t_f) + \frac{1}{2} Q_{diodo} V_{out}$$
(2.21)

Il calcolo dell'energia dissipata durante il turn-off è simile al calcolo precedente.

L'andamento dell'energia dissipata durante il turn-on è mostrata nella *Figura 2.32* seguente.



Figura 2.32 - Energia dissipata in commutazione del MOSFET per due valori di temperatura.

# **Capitolo 3**

# **3** Simulazioni su PLECS

### 3.1. Introduzione

Nel seguente capitolo sono riportate le simulazioni con il modello elettrico, termico e magnetico. Come riportato precedentemente, la tecnica di modulazione utilizzata è ZMPC (Zero Mid Point Current Modulation) con frequenza di commutazione di 20 kHz e si ipotizza un fattore di potenza unitario.

### **3.2.** Modello Elettrico

Il modello di *Figura 3.1* rappresenta il modello circuitale completo con il controllo in anello chiuso in tensione e con tecnica di modulazione ZMPC ed angolo di interleaving  $\alpha_{PWM} = 0^{\circ}$ . Il circuito è alimentato alla tensione di rete  $V_{grid} = \sqrt{2} V_N = \sqrt{2} \cdot 230 V$ , ha una tensione di DC-link pari a  $V_{DC} = 800 V$  e come carico ha un generatore di corrente pilotato con valore  $I_o = \frac{P_{load}}{V_{DC}} = \frac{60 \ kW}{800 \ V}$ .



Figura 3.1 - Modello circuitale del T-Type Rectifier Interleaved finale.

# 3.2.1. *Comportamento DC-link*

Nelle condizioni di lavoro indicate, sono state misurate la tensione e la corrente in uno dei due condensatori  $C_{DC}$  che modellizza il banco di condensatori progettato nel capito precedente. L'andamento della tensione è mostrato in *Figura 3.2* e si può notare che la tensione venga mantenuta costante a  $V_{DC}/_2$ .



Figura 3.2 - Andamento della tensione nel condensatore superiore del DC-link in un periodo elettrico.



Figura 3.3 - Andamento della corrente istantanea ed efficace nel condensatore superiore del DC-link in un periodo elettrico.

Come si nota da *Figura 3.3*, la corrente efficace misurata è minore della corrente efficace massima di progetto del banco di condensatori (pari a  $I_{C,rms,max} = 58 A$ ).

### 3.2.2. *Comportamento induttore di boost*

Con questo modello sono state condotte delle simulazioni per verificare il miglioramento apportato alla corrente che fluisce negli induttori con il nuovo valore di induttanza. In *Figura 3.4* è presente l'andamento della corrente in una gamba in un periodo elettrico con il valore di induttanza  $L_m = 170 \ \mu H$  confrontato con l'andamento della corrente con il valore  $L_m = 250 \ \mu H$ . Con il valore di progetto di induttanza, si ha un valore di picco di corrente  $\hat{I}_L = 63.8 \ A$  e risulta minore della corrente di picco massima di dimensionamento ( $\hat{I}_{L,max} =$ 75 *A*). Il valore efficace della corrente induttiva in queste condizioni è pari a  $I_{L,rms} = \frac{\hat{I}_L}{\sqrt{2}} \approx$ 45 *A* e risulta minore della corrente efficace di progetto pari a  $I_{L,rms,max} = 53 \ A$ .

Come si nota dal grafico in *Figura 3.4*, la corrente misurata al valore di induttanza minore (curva blu) presenta maggiore variazione rispetto alla corrente misurata al valore maggiore di induttanza (curva rossa).



*Figura 3.4 - Andamento della corrente in una gamba del raddrizzatore per*  $\alpha_{PWM}=0^{\circ}$  *e due diversi valori di induttanza.* 



Figura 3.5 - Andamento del ripple della corrente in una singola gamba per  $\alpha_{PWM}=0^{\circ}$  e due diversi valori di induttanza.

# 3.2.3. Comportamento del diodo

Dalle simulazioni, è stato possibile ricavare l'andamento della tensione e della corrente del diodo collegato fra il punto A1 e P, chiamato  $D_{A1}$ .



Figura 3.6 - Andamento della tensione sostenuta dal diodo in un periodo elettrico



Figura 3.7 - Andamento della corrente che fluisce nel diodo in un periodo elettrico..

In *Figura 3.6* e *Figura 3.7* si può osservare il tipico comportamento di un diodo in conduzione ed interdizione in un periodo elettrico: nei primi istanti, durante il turn-on, viene imposta tutta la tensione disponibile, cioè la tensione di DC-link, per forzare lo stato della conduzione; si distingue lo stato di conduzione con il comportamento del diodo da raddrizzatore e sottoposto alla tensione di soglia. Come si può vedere, il diodo in questa configurazione, fa "passare" solo la semionda positiva della corrente AC. Nella seconda fase il diodo è interdetto è sottoposto alla tensione di reverse  $V_R = 400 V$ .

È importante notare che in PLECS il diodo è modellizzato come componente ideale, cioè non presenta comportamenti non lineari durante la commutazione.

# 3.2.4. *Comportamento del MOSFET*

Dalle simulazioni, è stato possibile ricavare l'andamento della tensione e della corrente del primo MOSFET collegato al punto A1 sulla prima gamba della fase A.



Figura 3.8 - Andamento della tensione  $V_{DS}ai$  capi del MOSFET in un periodo elettrico.



Figura 3.9 - Andamento della corrente  $I_{DS}$  che fluisce nel MOSFET in un periodo elettrico.

Si osserva che il MOSFET nella prima parte del periodo elettrico è interdetto, mentre il diodo sopracitato è in conduzione; nella seconda metà del periodo, il MOSFET entra in conduzione. Anche qui si può notare il comportamento ideale del componente durante le commutazioni.

### **3.3.** Modello Termico

La simulazione termica è molto importante in quanto[18]:

- Un obiettivo significativo è minimizzare la potenza dissipata e con il modello termico del convertitore si riesce a calcolarla;
- Si può trovare il compromesso fra costo, taglia, complessità circuitale e controllo;
- Si può garantire un corretto dimensionamento dei sistemi di dissipazione e/o di raffreddamento;
- Le misurazioni termiche sul convertitore reale potrebbero essere difficoltose;
- Non si ha bisogno di un prototipo per il modello.

In generale, si progetta un dispositivo per avere bassa incidenza di guasto e per garantire per tutta la sua vita le caratteristiche funzionali previste: più nello specifico, si progetta per avere un'alta affidabilità. L'affidabilità del componente è correlata alla temperatura di esercizio: più la temperatura è alta, minore sarà l'affidabilità. Di conseguenza, il costruttore fornisce la temperatura massima di esercizio che rappresenta l'estremo superiore del funzionamento corretto del device/19].

Più nello specifico, bisogna garantire che la temperatura nel punto più caldo del componente risulti inferiore alla temperatura massima indicata dal costruttore. Nel diodo il punto più caldo si trova sulla giunzione, mentre nel MOSFET si trova nella regione di canale (fra i terminali D ed S). Nella trattazione del modello termico, si farà riferimento per entrambi i devices alla temperatura di giunzione  $T_i$ .

Il produttore *Vishay* indica sul datasheet dei due diodi Hyperfast Rectifier *VS-E5P<u>H</u>6012L-N3* e *VS-E5P<u>X</u>6012L-N3* una temperatura massima di giunzione  $T_{j,max} = 175 \,^{\circ}C$ , mentre per il MOSFET *SiHG018N60E* una temperatura massima  $T_{j,max} = 150 \,^{\circ}C$ . L'affidabilità aumenta riducendo la temperatura di esercizio rispetto alla temperatura massima  $T_{j,max}$ : si consigliano, quindi, temperature di esercizio non superiori a  $T_j = 125 \,^{\circ}C$  in modo da garantire un'affidabilità accettabile.

Per costruire il circuito termico, bisogna conoscere:

- Quali e quanti semiconduttori di potenza siano montati sul convertitore,
- Caratteristica di smaltimento del calore del dissipatore ("heat-sink"),
- Quale sia l'ambiente esterno con cui il dissipatore scambia calore.

Ipotizzando l'ambiente esterno come isotermo ad una temperatura di  $T_a = 25 \ ^\circ C$  ed ogni singolo elemento del sistema isotermo, si può schematizzare la struttura del convertitore montato sul dissipatore di calore come in *Figura 3.10*.



Figura 3.10 - Schema tipico per smaltimento del calore.

In cui:

- "j": giunzione ("junction"),
- "c": involucro ("case"),
- "s" : dissipatore di calore ("heat-sink"),
- "a" : ambiente.

Fra il case ed il dissipatore si può osservare il "TIM" ("Thermal Interface Material") che viene inserito per migliorare lo smaltimento di calore fra il semiconduttore di potenza ed il dissipatore.

La misura sul prototipo delle temperature indicate in *Figura 3.10* risulta complicata, quindi si ricorre al modello termico del convertitore sfruttando l'analogia elettrica seguendo la *Tabella 3.1*:

Mondo termico	Mondo elettrico			
Temperatura	°C	Potenziale	V	
Potenza termica	W	Corrente	А	
Resistenza termica	°C/W	Resistenza elettrica	Ω	
Capacità termica	J/°C	Capacità elettrica	F	

 Tabella 3.1 - Equivalenza fra modello termico e modello elettrico.

Si può costruire il modello a parametri concentrati del sistema considerando che il contatto fra due elementi vicini sia caratterizzato dalla resistenza termica e che ogni elemento[20]-[21], data la sua massa, abbia capacità di accumulare calore ed immagazzinarlo nella sua capacità termica. Il modello elettrico equivalente del sistema è rappresentato in *Figura* 3.11.



Figura 3.11 - Modello elettrico equivalente del circuito termico.

In *Figura 3.11*, considerando un comportamento a regime, la potenza da dissipare sulla giunzione è rappresentata come un generatore di corrente in DC e l'ambiente isotermo, considerando che ha capacità infinita, come un generatore di tensione alla temperatura esterna. Fra elementi adiacenti è stata inserita una resistenza termica, che rappresenta la difficoltà del calore nell'attraversare i componenti, su cui si ha il salto di temperatura importante per la trasmissione del calore da un elemento all'altro. Sono state inserite nel modello anche le capacità termiche dei componenti: maggiore è la massa del componente, maggiore sarà la capacità.

Il modello a parametri concentrati di *Figura 3.11* viene chiamato modello Cauer ed ogni elemento del circuito ha una corrispondenza nella realtà fisica. Per questo modello è difficile calcolare ogni parametro equivalente del circuito, quindi si fa un'approssimazione: le capacità termiche hanno valori diversi fra loro, infatti  $C_{th,j} \cong 10 \text{ mJ/°C}$  e  $C_{th,c} \cong 1 \text{ J/°C}$ mentre  $C_{th,s} \cong 100 \text{ J/°C}$ , allora dato che l'ambiente ha capacità termica infinita (perché si ha l'ipotesi di ambiente isotermo) si può riferire la capacità termica del dissipatore alla temperatura ambiente; analogamente, dato che  $C_{th,c} \ll C_{th,s}$  posso riferire la capacità termica del case alla temperatura del dissipatore e  $C_{th,j} \ll C_{th,c}$  posso riferire la capacità termica della giunzione alla temperatura del case. In questo modo si ottiene il modello Foster con  $R_{th}$  e  $C_{th}$  in parallelo (*Figura 3.12*).



Figura 3.12 - Modello Foster del circuito elettrico equivalente.

Se passa un tempo sufficientemente lungo per porre fine ai transitori termici, allora la temperatura di giunzione può essere calcolata solo tramite la serie delle tre resistenze termiche presenti nel circuito. Di conseguenza, applicando questo concetto al caso in esame, si avrà per ogni semiconduttore di potenza la serie delle resistenze termiche come mostrato in *Figura 3.13 (b)*.



Figura 3.13 - (a) Esempio di montaggio di quattro semiconduttori sul dissipatore con TIM e (b) equivalente termico.

Nel montaggio del convertitore finale ci saranno sei dissipatori con quattro devices ognuno, per un totale di ventiquattro semiconduttori di potenza.

Applicando il modello Foster equivalente termico al caso in esame, si ottiene il circuito di *Figura 3.13 (b)* in cui per ogni device si ha la propria potenza da dissipare, ma verrà smaltita sullo stesso dissipatore quindi è presente una sola impedenza equivalente termica fra dissipatore e ambiente.

#### 3.3.1. *Dimensionamento delle resistenze termiche*

Di seguito verrà illustrato il procedimento per valutare le diverse resistenze termiche  $R_{th}$ .

a.  $R_{th,i-c}$ : resistenza termica fra giunzione e case

Questo parametro può essere ricavato dal datasheet[15] del MOSFET e del diodo. Per il MOSFET *SiHG018N60E* è indicata una resistenza termica massima fra la giunzione ed il case di  $R_{th,j-c,max} = 0.24 \text{ °}C/W$ . Bisogna considerare che il dispositivo lavora ad una frequenza di  $f_s = 20 \text{ kHz}$  e duty-cycle pari a  $D = \frac{T_{on}}{T_s} = 0.5$ . La casa produttrice, quindi, fornisce l'andamento dell'impedenza termica transitoria mostrata in *Figura 3.14*, da cui si

ricava che per un tempo di impulso ("pulse time") pari a  $T_{on} = D \cdot T_s = \frac{D}{f_s} = 25 \ \mu s$ , l'impedenza termica transitoria normalizzata rispetto al valore massimo è:  $Z_{th,norm} =$ 



Figura 3.14 - Impedenza termica transitoria normalizzata, giunzione-case.

Si ottiene che la resistenza termica fra giunzione e case del MOSFET è pari a  $R_{th,j-c} = 0.5 \cdot R_{th,j-c,max} = 0.12 \ ^{\circ}C/W.$ 

In modo analogo, si calcola la resistenza termica fra giunzione e case del diodo *VS*-*E5PH6012L-N3*. Sul datasheet[13] viene indicata una resistenza termica massima  $R_{th,j-c,max} = 0.4 \,^{\circ}C/W$  e la caratteristica dell'impedenza termica in funzione del dutycycle e del tempo di impulso.



Figura 3.15 - Impedenza termica transitoria, giunzione-case.

Con un  $T_{on} = D \cdot T_s = \frac{D}{f_s} = 25 \ \mu s \ e \ D = 0.5$ , si ottiene  $R_{th,j-c} = 0.4 \ ^\circ C/W$ .

#### b. $R_{th,c-s}$ : resistenza termica fra case e dissipatore

Le superfici dei componenti non sono perfettamente levigate come il modello di progetto, ma presentano una certa rugosità. Di conseguenza, quando si monta il case sul dissipatore, si creano delle zone di aria che peggiorano la conduttività termica. Pero ovviare a questo problema, fra il case ed il dissipatore viene inserito un pad termico ("Thermal Interface Material" o "TIM") che migliora l'accoppiamento termico fra i due componenti. Si è scelto il TIM *HI-FLOW 300P* dell'azienda produttrice *Bergquist[22]*. È un pad termico costituito da un composto in poliammide a cambiamento di fase a 55 °C. Per uno spessore di 25.4 µm (1 millesimo di pollice) e una pressione di montaggio di 1.7 bar, si ha una resistenza termica specifica di 0.8 °Ccm^2/W. Il pad termico viene posizionato a contatto fra il device ed il dissipatore, quindi facendo riferimento alla *Figura 3.13 (a)* bisogna calcolare l'area fra il case ed il TIM. Il case sia del MOSFET che del diodo presenta uguali dimensioni in quanto è un contenitore normato dal codice TO247AC. Come esempio si calcola di seguito l'area a contatto con il TIM per il MOSFET, ma uguali risultati si ottengono anche per il diodo.

Facendo riferimento alla *Figura 3.16* da datasheet, l'area a contatto con il pad termico si calcola come:

$$A_{TO247AC} = D_1 \cdot E_1 \approx 180 \ mm^2 \tag{3.1}$$

Figura 3.16 - Layout del case TO247AC.

Per aumentare maggiormente la conduttività termica, si aumenta l'area del pad termico in modo da facilitare il passaggio della potenza dissipata verso l'esterno, quindi si considera  $A_{pad} \approx 400 \ mm^2$ . Nota l'area, si può calcolare la resistenza termica fra case e dissipatore:  $R_{th,c-s} \approx 0.2 \ ^{\circ}C/W$ .

#### c. $R_{th,s-a}$ : resistenza termica fra dissipatore e ambiente

Scrivendo l'equazione alla maglia del circuito di *Figura 3.12* e trascurando le capacità, la resistenza del dissipatore è direttamente correlata alla differenza di temperatura massima fra dissipatore e ambiente e la potenza da dissipare secondo la formula:

$$R_{th,s-a,max} \le \frac{T_{j,max} - T_{a,max}}{P_{d/6}} - \left(R_{th,j-c} + R_{th,c-s}\right)$$
(3.2)

Dove:

- *T<sub>j,max</sub>* = 150 °*C*: si sceglie come condizione più restrittiva la temperatura massima del MOSFET;
- $T_{a,max} = 40^{\circ}C$ : si sceglie come temperatura massima dell'ambiente la massima ammissibile;
- $P_d = P_{in} P_{out} \approx 800 W$ : considerando le condizioni nominali lato rete ( $V_N = 230 V$ ) e come potenza in uscita quella richiesta nominale ( $P_N = 60 kW$ ) e un fattore di potenza  $cos\varphi = 0.998$ .

Si ricorda che la potenza dissipata totale deve essere riferita ai sei dissipatori presenti sul convertitore.

Dalla (3.2) si ottiene  $R_{th,s-a,max} \leq 0.225 \text{ °C/W}$ .

Il dissipatore scelto è *LA V* 6 della casa produttrice *Fischer Elektronik*. Si tratta di un dissipatore che possiede un ventilatore integrato per ottenere un raffreddamento ad aria forzato[23].



Figura 3.17 - Dissipatore LA V 6 del produttore Fischer Elektronik.

Dal datasheet del componente, scegliendo una lunghezza di 100 mm, si ha una  $R_{th,s-a} = 0.175 \,^{\circ}C/W$ .

## 3.3.2. *Modello Termico in PLECS*

In PLECS il modello termico è costituito da scambiatori di calore ideali (componente blu) che assorbono le perdite di calore dentro i propri bordi e propaga verso i componenti racchiusi la sua temperatura[18]. Ogni scambiatore di calore è connesso con l'esterno tramite dei terminali. Il modello in esame è stato costruito in modo gerarchico partendo dal case dei semiconduttori fino ad ottenere il sistema più esterno.

Inoltre, dato che si è scelto di lavorare con angolo di interleaving nullo, per diminuire in tempo di simulazione, è stata preferita la configurazione del T-Type con tre gambe descritta nel capitolo 1.

In PLECS il case ed il pad termico sono state modellizzate con le due resistenze termiche per ogni semiconduttore di potenza, come mostra la *Figura 3.18*.


Figura 3.18 - Modello termico in PLECS dei devices e pad termico per una singola fase.

Il modello termico di *Figura 3.13 (a)* è stato inserito gerarchicamente in un sottosistema denominato "HEAT-SINK" in quanto ogni fase ha quattro devices e quattro pad termici montati su un dissipatore di calore.



Figura 3.19 - Modello termico equivalente del T-Type con dissipatori.

Oltre al modello circuitale termico, in PLECS devono essere inserite le look-up table che verranno utilizzate dal software, tramite un'interpolazione lineare dei valori in ingresso  $(i_{on}, i_{Tsw-}, i_{Tsw+}, v, T_j)$ , per calcolare le perdite del sistema. Per la potenza persa in conduzione, bisogna inserire nella libreria termica l'andamento della tensione e della corrente in conduzione per vari valori di temperatura e, nel caso del MOSFET, per vari valori della tensione di gate.



*Figura 3.20 - Andamento della corrente e tensione di conduzione a due valori di temperatura per il MO-SFET.* 

Come si può notare in *Figura 3.20*, è stata inserita anche la caratteristica di conduzione del body diode del MOSFET che, per convenzione, ha tensione positiva e corrente negativa.



Figura 3.21 - Andamento della corrente e tensione di conduzione a tre valori di temperatura per il diodo.

Per la potenza persa in commutazione sono state inserite nella libreria termica l'andamento dell'energia persa in commutazione in funzione della temperatura di giunzione, della tensione inversa ("blocking voltage") e della corrente in conduzione. Infatti, in PLECS, il calcolo della potenza dissipata in commutazione viene considerato dipendente solo dalle grandezze  $i_{on}, i_{Tsw-}, i_{Tsw+}, v, T_j$  negli istanti precedenti e successivi alla commutazione. L'energia persa in commutazione dal MOSFET con il body diode è stata calcolata tramite potenza dissipata in commutazione nel capitolo precedente.



Figura 3.22 - Andamento dell'energia dissipata durante il turn-on del MOSFET.



Figura 3.23 - Andamento dell'energia dissipata durante il turn-on del diodo.

Dalle simulazioni del modello termico in condizioni nominali, cioè con tensione lato rete  $V_N = 230 V$ , con tensione di DC-link  $V_{DC} = 800 V$  e potenza di carico  $P_N = 30 kW$  (perché si lavora solo con tre gambe del raddrizzatore T-Type Interleaved) è stato ottenuto l'andamento di temperatura nella giunzione a regime termico mostrato in *Figura 3.24* e *Figura 3.25*.



Figura 3.24 - Andamento della temperatura di giunzione nel MOSFET a regime termico.



Figura 3.25 - Andamento della temperatura di giunzione nel diodo a regime termico.

Dal modello termico in PLECS si può inoltre ricavare l'andamento della potenza totale dissipata raffigurata in *Figura 3.26*.



Figura 3.26 - Andamento della potenza dissipata totale in funzione del segnale della gamba A.

Come si può osservare da *Figura 3.26*, durante la commutazione si ha un alto valore di potenza dissipata.

Ora si può calcolare l'efficienza del sistema come:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{in} - P_d}{P_{in}} = 1 - \frac{P_{d,tot}}{P_{in}} = 0.991$$
(3.3)

## 3.4. Modello Magnetico

Oltre alle simulazioni elettriche e termiche, sono state eseguite le simulazioni con il modello magnetico dell'induttore di boost in entrata al convertitore per indagare sul suo comportamento. È importante eseguire le simulazioni sul modello magnetico dei componenti magnetici per confermare il comportamento non saturato nel nucleo.

Come è stato esposto nel *Capitolo 2*, l'induttore di boost è formato da un nucleo a doppia E con due traferri di aria ed un avvolgimento sulla colonna centrale. Ora si può costruire il circuito magnetico equivalente[24], mostrato in *Figura 3.27*.



Figura 3.27 - Circuito magnetico equivalente dell'induttore di boost.

La bobina avvolta attorno al nucleo magnetico crea una forzamagnetomotrice FMM  $(F_{mm} = N \cdot i)$  che da luogo al flusso magnetico all'interno del nucleo. L'equazione che descrive il comportamento (in regime stazionario) del circuito magnetico è la legge di Hopkinson:

$$F_{mm} = \mathcal{R} \cdot \Phi(B) \tag{3.4}$$

In cui  $\mathcal{R}$  rappresenta la riluttanza magnetica e si misura in  $H^{-1}$ , mentre  $\Phi(B)$  è il flusso magnetico funzione dell'induzione e si misura in Wb.

Note le grandezze geometriche e considerando che la permeabilità magnetica e l'area della sezione di passaggio del flusso è costante lungo tutto il tubo di flusso, si possono calcolare le riluttanze magnetiche come segue[24]:

(3.5)

$$\mathcal{R}_{c1} = \frac{l_1}{\mu_0 \, \mu_r \, A_{Fe}}$$

$$\mathcal{R}_{c2} = \frac{l_2}{\mu_0 \, \mu_r \, A_{Fe}} \tag{3.6}$$

$$\mathcal{R}_{c3} = \frac{l_3}{\mu_0 \,\mu_r \,A_{Fe}} \tag{3.7}$$

$$\mathcal{R}_g = \frac{l_g}{\mu_0 \, A_{Fe}} \tag{3.8}$$



Figura 3.28 - Circuito magnetico equivalente con riluttanze.

78

In cui "c" fa riferimento al nucleo magnetico ("core") mentre "g" fa riferimento al traferro di aria ("air gap"). Nelle *(3.5)-(3.8)* si possono individuare delle grandezze importanti:

- $\mu_0$ : permeabilità magnetica nel vuoto;
- $\mu_r$ : permeabilità magnetica del materiale in esame;
- $A_{Fe}$ : è la sezione di passaggio del flusso magnetico.

Semplificando il circuito di *Figura 3.28*, si ottiene il modello equivalente rappresentato in *Figura 3.29* dove:



Figura 3.29 - Modello magnetico semplificato dell'induttore di boost.

## 3.4.1. *Modello Magnetico in PLECS*

Note le riluttanze magnetiche, si può costruire il modello magnetico in PLECS*[24]-[28]*. Il modello magnetico è stato realizzato solo per una fase del raddrizzatore T-Type come rappresentato in *Figura 3.30*.



Figura 3.30 - Modello magnetico in PLECS della fase A del raddrizzatore.

In PLECS è stato modellizzato il traferro con la sua riluttanza magnetica equivalente ed il nucleo saturabile del materiale *XFlux60* che presenta una permeabilità assoluta di 60 e una induzione magnetica di saturazione pari a 1.6 T. È stato modellizzato il nucleo magnetico con il componente di nucleo saturabile perché approssima in modo realistico il comportamento dell'induttore, infatti bisogna considerare che la riluttanza magnetica dipenda dal comportamento non lineare del materiale.

Dalle simulazioni del modello magnetico in condizioni nominali, cioè con tensione lato rete  $V_N = 230 V$ , con tensione di DC-link  $V_{DC} = 800 V$  e potenza di carico  $P_N = 30 kW$ (perché si lavora solo con tre gambe del raddrizzatore T-Type Interleaved) è stato ottenuto l'andamento del flusso magnetico nel nucleo rappresentato in *Figura 3.31* e l'andamento dell'induzione magnetica in funzione del campo magnetico del nucleo in *Figura 3.32*.



*Figura 3.31 - Andamento del flusso magnetico nell'induttore di boost della fase A in condizioni nominali.* In condizioni nominali di lavoro si osserva che il flusso non ha andamento saturato, quindi il materiale mantiene le sue caratteristiche fisiche durante il funzionamento del convertitore. Sarebbe stato problematico un comportamento saturato poiché in saturazione il materiale riduce molto la sua permeabilità magnetica e come conseguenza si ha una riduzione della riluttanza magnetica e, quindi, anche dell'induttanza.



Figura 3.32 - Caratteristica magnetica di lavoro del nucleo Xflux60 in condizioni nominali.

Raddoppiando la corrente di carico il flusso ha un andamento più saturato, infatti non si ha più un andamento propriamente sinusoidale (*Figura 3.33*) anche se non si è raggiunto il valore di induzione di saturazione.



*Figura 3.33 - Andamento del flusso magnetico nell'induttore di boost della fase a con corrente di carico raddoppiata.* 



*Figura 3.34 - Caratteristica magnetica di lavoro del nucleo Xflux60 con corrente di carico raddoppiata.* Si è scelto di modellizzare in PLECS il nucleo magnetico con il componente del nucleo saturabile perché approssima meglio il comportamento reale dell'induttore di boost.

Per completezza, di seguito si mostra il comportamento dell'induttore modellizzato con il componente di nucleo a riluttanza costante sia in condizioni di carico nominali che raddoppiate.



Figura 3.35 - Modello magnetico in PLECS della fase A con modello del nucleo a riluttanza costante.



*Figura 3.36 - Andamento del flusso magnetico nell'induttore di boost della fase A e nucleo a riluttanza costante.* 



Figura 3.37 - caratteristica magnetica di lavoro del nucleo Xflux60 in condizioni nominali e nucleo a riluttanza costante.



Figura 3.38 - Andamento del flusso magnetico nell'induttore di boost della fase A con corrente di carico raddoppiata e nucleo a riluttanza costante.



Figura 3.39 - caratteristica magnetica di lavoro del nucleo Xflux60 con corrente di carico raddoppiata e nucleo a riluttanza costante

Con il componente in PLECS del nucleo a riluttanza costante, la caratteristica magnetica ha andamento lineare anche nella zona di induzione saturata ( $B_{sat} = 1.6 T$ ). Tale comportamento non è utile nell'investigare il comportamento in saturazione dell'induttore.

## 4 Conclusioni

Dalle analisi delle simulazioni termiche e magnetiche si può dedurre che il raddrizzatore soddisfa pienamente i requisiti di un sistema ultrafast di ricarica. Infatti presenta, in condizioni nominali di lavoro, un'efficienza pari a  $\eta = 0.991$  ed un fattore di potenza PF = 0.996, inoltre si ha un THD = 0.3 %.

La ricerca sta facendo passi avanti nel design e miglioramento dei sistemi ultrafast per la ricarica delle batterie dei veicoli ibridi e, per il futuro, si prospetta uno sviluppo e miglioramento delle infrastrutture elettriche sia sul territorio nazionale che internazionale.

Dopo aver progettato adeguatamente il raddrizzatore, il passo successivo sarà la scrittura del controllo e la taratura degli anelli di tensione e corrente.

## **Bibliografia**

- J. W. Kolar, T. Friedli, "The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems Part I", Power Electronics IEEE Transactions on, vol. 28, pp. 176-198, 2013.
- [2] Qiong Wang, Xuning Zhang, Rolando Burgos, "Design and implementation of interleaved Vienna rectifier with greater than 99% efficiency", 2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Conference Paper, pp. 72-78, 2015.
- [3] J.W. Kolar, U. Drofenik, F.C. Zach, "Current handling capability of the neutral point of a three-phase/switch/level boost-type PWM (VIENNA) rectifier", PESC Record. 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Conference Paper, pp. 1329-1336, 1996.
- [4] L. Asimmoaei, E. Aeloiza, J. H. Kim, P. Enjeti, F. Blaabjerg, L. T. Moran et al., "An interleaved active power filter with reduced size of passive components", *Applied Power Electronics Conference and Exposition 2006. APEC '06. Twenty-First Annual IEEE*, Conference Paper, pp. 8, 2006.
- [5] Z. Di, F. Wang, R. Burgos, L. Rixin, D. Boroyevich, "Impact of Interleaving on AC Passive Components of Paralleled Three-Phase Voltage-Source Converters", *Industry Applications IEEE Transactions on*, vol. 46, pp. 1042-1054, 2010.
- [6] S. K. T. Miller, T. Beechner, S. Jian, "A Comprehensive Study of Harmonic Cancellation Effects in Interleaved Three-Phase VSCs", *Power Electronics Specialists Conference 2007*. *PESC 2007. IEEE*, Conference Paper, pp. 29-35, 2007.
- [7] Davide Cittanti, "Active Front-End: an Overview", internal documents, Politecnico di Torino, (2019).
- [8] L. Dalessandro, S. D. Round, U. Drofenik, J. W. Kolar, "Discontinuous Space-Vector Modulation for Three-Level PWM Rectifiers", *Power Electronics IEEE Transactions on*, vol. 23, pp. 530-542, 2008.
- [9] PLECS user manual, Version 4.3, Switzerland, Plexim GmbH, 2019.
- [10] Thomas Friedli, Michael Hartmann, Johann W. Kolar, "The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems—Part II", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 543-560, 2013.
- G. S. Ramana Murthy, V. Ramanarayanan, "A modified area—product method for the design of inductors and transformers", *Journal of the Indian Institute*, vol. 80, pp. 429-435, 2000.
- [12] E Core XFlux60, 00X6527E060, Magnetics, Rev. 07/2015.
- [13] Hyperfast Rectifier 60 A FRED Pt® G5, VS-E5PH6012L-N3, Vishay Semiconductors, Rev. 02/2017.

- [14] Hyperfast Rectifier 60 A FRED Pt® Gen 5, VS-E5PX6012L-N3, Vishay Semiconductors, Rev. 02/2017.
- [15] E Series Power MOSFET, *SiHG018N60E*, Vishay Siliconix, Rev. 02/2017.
- [16] Aluminum Electrolytic Capacitors Power High Ripple Current Miniaturized Snap-In, 259 PHM-SI, Vishay BCcomponents, Rev. 01/2019.
- [17] Gudrun Feix, Sibylle Dieckerhoff, Jost Allmeling, John Schonberger, "Simple methods to calculate IGBT and diode conduction and switching losses", 2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications, Conference Paper, October 2009.
- [18] Ke Ma, Member, IEEE, Amir Sajjad Bahman, Student Member, IEEE, Szymon Beczkowski, and Frede Blaabjerg, Fellow, IEEE, "Complete Loss and Thermal Model of Power Semiconductors Including Device Rating Information", *Ieee Transactions On Power Electronics*, VOL. 30, NO. 5, MAY 2015.
- [19] A. Fratta, Dispense del corso di conversione statica dell'energia elettrica, C.L.U.T. Editrice, Torino, Ed. 2011.
- [20] Infineon Technologies AG, "Transient thermal measurements and thermal equivalent circuit models", AN 2015-10, Infineon Technologies AG, Munich, Germany, Edition 2018-10-16.
- [21] Arun Thomas Karingada, "ESTIMATION OF THERMAL IMPEDANCE PARAMETERS OF SILICON GERMANIUM HETEROJUNCTION BIPOLAR TRANSISTORS", Master's Thesis, University Of Texas At Arlington, May 2011.
- [22] BERGQUIST HI FLOW THF 1600G, Bergquist, Rev. 11/2018.
- [23] Cooling aggregates with axial fan, LA V 6, Fischer Elektronik.
- [24] Zhuning Wang, "Modeling and Design of Three Phase Current Regulator with Inductor over Saturation Region for DC/AC Converters", Master's Thesis, School of Engineering Seoul National University, August 2016.
- [25] M. Luo, D. Dujic, and J. Allmeling, "Modelling Hysteresis of Soft Core Materials using Permeance-Capacitance Analogy for Transient Circuit Simulations", *Power Electronics* and Applications (EPE'17 ECCE-Europe), 2017 19th European Conf., pp. 1-10, 2017.
- [26] Wilmar Hernan Martinez Martinez, "Applications of Magnetic Integration for Non-Isolated DC-DC Converters", *Interdisciplinary Graduate School of Science and Engineering Shimane University*, September 2016.
- [27] Gohil, G. V., Bede, L., Teodorescu, R., Kerekes, T., & Blaabjerg, F. (2016). An Integrated Inductor For Parallel Interleaved Three-Phase Voltage Source Converters. I E E E Transactions on Power Electronics, 31(5), 3400 -3414.
- [28] Thiemo Kleeb, "Investigation on Performance Advantage of Functionally Integrated Magnetic Components in Decentralised Power Electronic Applications", Deutsche Nationalbibliothek, Ed. 2017.