

**UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA**

**Dipartimento di Tecnica e Gestione dei sistemi industriali**

Facoltà di Ingegneria

Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Meccatronica

Tesi di Laurea

**ANALISI DI UNA INTERFACCIA ATTIVA ALLA RETE  
BASATA SU CONVERTITORE A MATRICE  
CON INTERRUTTORI BIDIREZIONALI**

**Relatore**

Prof. Caldognetto Tommaso

**Laureando**

Galiani Davide

**Correlatore**

Ing. Matteo Vazzoler

**Matricola**

2054080

**Anno Accademico 2023/24**



# Abstract

Il settore dell'elettronica di potenza vede avanzare sempre di più la richiesta di nuove tecnologie. In tal senso diversi studi si stanno concentrando sulla realizzazione di impianti di conversione dell'energia dalla rete trifase alle utenze che sfruttino dispositivi innovativi, i quali risultino in grado di dare una spinta verso un futuro caratterizzato da elevata efficienza e sostenibilità. Il tema che si vuole trattare e approfondire nello specifico è quello inerente ai dispositivi di commutazione con caratteristiche bidirezionali, contestualizzandone il loro impiego all'interno di stadi di conversione dell'energia.

Nel primo capitolo viene, pertanto, dato uno sguardo alle principali tecniche di implementazione di tali interruttori e alcuni degli impianti in cui trovano impiego. In seguito ci si concentra su un preciso convertitore di potenza a matrice. Esso verrà denominato convertitore ac-dc bidirezionale Buck isolato e in primis verrà descritto il suo funzionamento nel dettaglio, assieme ad una suddivisione delle tecniche di modulazione che possono essere attuate per tale impianto.

Specifici paragrafi vengono successivamente dedicati agli aspetti che determinano l'efficienza del circuito di conversione, come ad esempio il soft-switching degli interruttori piuttosto che le perdite di duty cycle nella modulazione eseguita. Tramite ambiente simulativo si cerca di studiare i risultati ottenuti a livello di potenza dispersa con l'intento di capire quali parametri modificare al fine di trovare delle migliorie.

In conclusione, viene approfondito il contributo di energia dissipata associato agli switch bidirezionali: assieme all'analisi e alla stima delle perdite per conduzione, si vuole valutare nel dettaglio anche l'impatto delle perdite legate alle azioni di commutazione.



# Indice

<b>1</b>	<b>Interruttori Monolitici Bidirezionali</b>	<b>1</b>
1.1	Background applicativo nell'elettronica di potenza . . . . .	1
1.2	Interfacciamento con le reti elettriche . . . . .	2
1.2.1	Raddrizzatori ad Iniezione di Terza Armonica . . . . .	4
1.2.2	Raddrizzatori Trifase Buck-Boost PFC . . . . .	5
1.2.3	Interfacce alla Rete Trifase Isolate . . . . .	6
1.3	Progettazione e possibili soluzioni di BDS . . . . .	7
1.3.1	MBDS a tecnologia GaN . . . . .	7
1.3.2	MBDS a tecnologia SiC . . . . .	10
1.3.3	MBDS futuri . . . . .	13
<b>2</b>	<b>Convertitore ac-dc bidirezionale Buck isolato</b>	<b>15</b>
2.1	Struttura circuitale . . . . .	15
2.2	Principio di funzionamento . . . . .	18
2.3	Tecniche di modulazione vettoriale . . . . .	24
2.3.1	Tecniche principali basate su 2 vettori attivi . . . . .	24
2.3.2	Tecniche alternative basate su 3 vettori attivi . . . . .	28
2.4	Commutazioni della modulazione Type-A proposta . . . . .	31
<b>3</b>	<b>Analisi in regime stazionario</b>	<b>37</b>
3.1	Operatività in ZVS . . . . .	37
3.2	Perdita di duty cycle . . . . .	42
3.2.1	Compensazione della perdita di duty . . . . .	46
3.3	Distorsione sulle correnti di linea . . . . .	48
3.4	Ripple di corrente sul filtro d'uscita . . . . .	49
3.5	Dissipazioni nelle commutazioni . . . . .	51
<b>4</b>	<b>Attività sperimentali</b>	<b>53</b>
4.1	Setup sperimentale . . . . .	53

4.2	Stima delle dissipazioni di potenza . . . . .	57
4.3	Analisi delle perdite di commutazione . . . . .	64
4.3.1	Condizioni necessarie per ZVS . . . . .	64
4.3.2	Inclusione delle perdite di commutazione nel modello . . . . .	68
4.3.3	Rivalutazione accurata delle perdite di commutazione . . . . .	74
	<b>Conclusioni</b>	<b>89</b>
	<b>Elenco delle figure</b>	<b>91</b>
	<b>Elenco delle tabelle</b>	<b>95</b>
	<b>Bibliografia</b>	<b>97</b>

# Capitolo 1

## Interruttori Monolitici Bidirezionali

### 1.1 Background applicativo nell'elettronica di potenza

Nella società e nell'economia attuale sono presenti dei megatrend globali che costituiscono, di fatto, delle tendenze ben definite per il mondo di oggi. Una di queste è sicuramente l'orientamento verso dei sistemi di fornitura dell'energia completamente rinnovabile. Tale propensione va di pari passo con la ricerca di garantire requisiti di efficienza sempre più rigorosi per l'industria. Inoltre, la presenza di una rapida urbanizzazione globale causa la necessità di una mobilità sostenibile.

Pertanto l'aumento della quantità di energia elettrica richiesta porta alla nascita di soluzioni innovative, quali ad esempio reti energetiche intelligenti (smart grids) supportate da sistemi di progettazione, controllo e monitoraggio sotto la supervisione di intelligenze artificiali (AI). In futuro le fonti di energia rinnovabile, la mobilità e gli impianti industriali diventeranno principalmente elettrici e l'elettronica di potenza rappresenterà la tecnologia chiave e indispensabile per raggiungere una società full-electric. I sistemi elettronici di potenza sono e saranno onnipresenti su larga scala: ampie categorie di convertitori di potenza comprenderanno topologie circuitali che richiedono l'utilizzo di dispositivi di commutazione detti di tipo bidirezionale. Tali elementi di commutazione prendono il nome di bidirectional switches (BDS). Ad oggi, nessuno degli attuali interruttori di potenza comunemente realizzati con materiali semiconduttori è in grado di garantire la funzionalità bidirezionale: essa consiste nella capacità del dispositivo di poter offrire una tensione di blocco bipolare nella fase di interdizione e una corrente bidirezionale nella fase di conduzione.

Per poter implementare degli interruttori controllati con tale funzionalità bidirezionale, è necessario combinare diverse soluzioni esistenti al fine di ottenere dei dispositivi adottabili nelle topologie circuitali degli stadi di conversione di potenza in cui sono richiesti.

Esistono diverse possibilità: una di queste è basata sul collegamento in serie di 2 MOSFET

posti l'uno in verso opposto all'altro. In questo modo si è in grado di ricavare la funzionalità bidirezionale dei BDS; questo al prezzo di una resistenza totale del dispositivo  $R_{ON}$  in fase di conduzione doppia rispetto a quella che si avrebbe con un singolo MOSFET. Per riuscire ad ottenere contemporaneamente la caratteristica cercata e una resistenza pari a quella del caso a singolo MOSFET, è sufficiente inserire una seconda serie di 2 MOSFET identica e in parallelo alla prima. Entrambe le possibilità sono illustrate in **figura 1.1**.

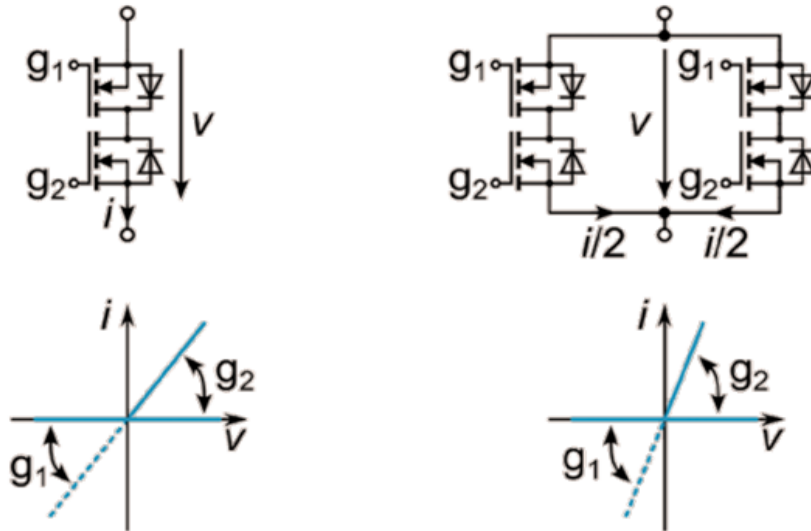


Figura 1.1: Dispositivi di commutazione per realizzare BDS e relativa caratteristica V-I [1]

Tuttavia, realizzare la funzionalità BDS con semiconduttori di potenza convenzionali, in particolare con MOSFET, comporta un aumento di quattro volte nell'estensione dell'area dei chip utilizzata [1].

Questo fattore 4 di penalità ha sostanzialmente ridotto ed ostacolato l'installazione di queste soluzioni. Nonostante ciò, con l'introduzione sul mercato di interruttori bidirezionali monolitici (MBDS) e, in particolare, MBDS con una singola regione di drift e due gate, è diventato necessario riconsiderare le potenzialità delle topologie di convertitori di potenza che li impiegano.

Nello specifico ci si concentra sul caso dei convertitori utilizzati per l'interfacciamento verso le reti elettriche trifasi.

## 1.2 Interfacciamento con le reti elettriche

Attualmente esistono svariati casi applicativi in cui i convertitori di potenza vengono interfacciati alla rete elettrica trifase; in particolar modo per quanto riguarda il settore della telecomu-



nicazione oppure la ricarica di batterie per veicoli elettrici. Considerando quest'ultimo caso, risulta necessario garantire un isolamento galvanico tra la rete e il pacco batteria da ricaricare. Per riuscire a soddisfare questa esigenza esistono 2 opzioni [figura 1.2]: la prima consiste nell'adottare uno stadio di conversione dc-dc oppure, in alternativa, integrare tale stadio all'interno dell'interfacciamento verso la rete trifase. Tramite tale integrazione diventa possibile realizzare un singolo stadio di conversione ac-dc isolato.

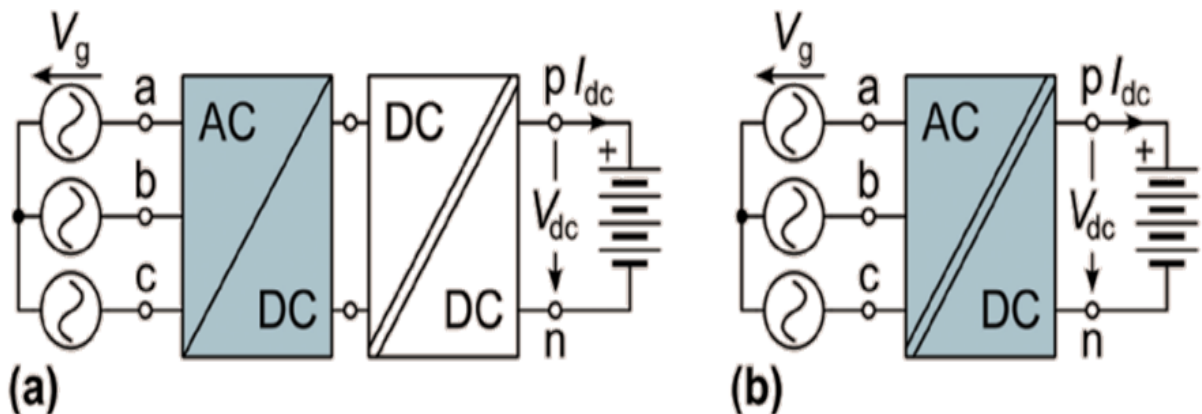


Figura 1.2: Interfacciamento alla rete trifase (a) con doppio stadio (b) con singolo stadio [1]

Si può considerare, infine, il caso in cui una sorgente di energia rinnovabile venga collegata verso la rete trifase. In tale situazione le fonti di energia rinnovabile forniscono il flusso di energia dal lato DC al lato AC. Nella figura 1.3 si vede ad esempio come un pannello fotovoltaico si interfacci alla rete elettrica tramite uno stadio dc-ac non isolato.

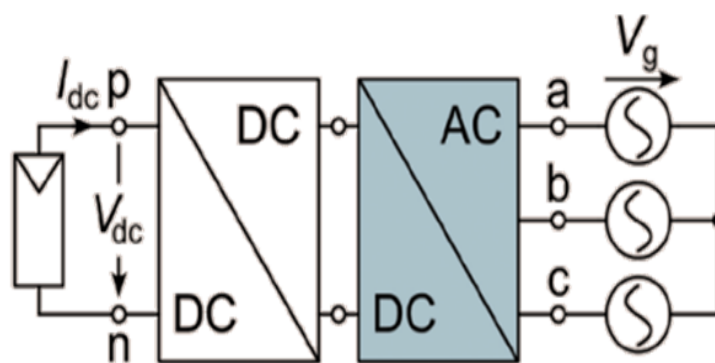


Figura 1.3: Interfacciamento di una fonte rinnovabile verso la rete trifase [1]

Come già anticipato, esistono diverse topologie di convertitori per effettuare interfacciamenti con la rete elettrica trifase che beneficerebbero fortemente della presenza di MBDS. Vengono ora analizzate alcune di queste categorie circuitali.

## 1.2.1 Raddrizzatori ad Iniezione di Terza Armonica

Un metodo elementare per costruire una conversione unidirezionale ac-dc consiste in un raddrizzatore a diodi di tipo passivo. Tuttavia, la presenza di componenti di distorsione della corrente di rete a bassa frequenza sono solitamente non accettabili. Per risolvere questa problematica viene realizzato il raddrizzatore con filtro attivo integrato (IAF) illustrato nella **figura 1.4**, il quale impiega un selettore BDS che opera alla frequenza di rete per ciascuna fase. Ciò consente di iniettare un'armonica di corrente tale da ottenere correnti di rete sinusoidali e la funzionalità di correzione del fattore di potenza (PFC).

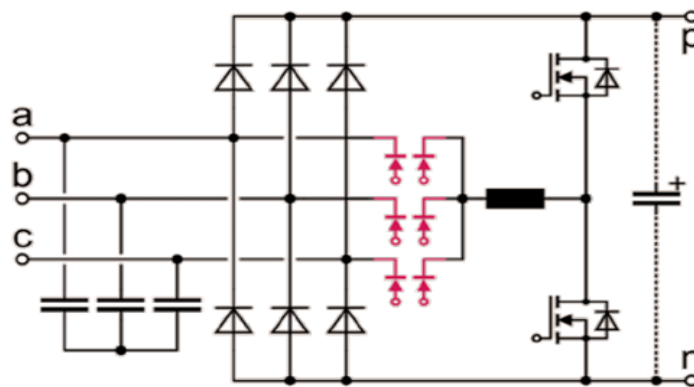


Figura 1.4: Raddrizzatori ad Iniezione di Terza Armonica con filtro attivo integrato (IAF) [1]

La tensione continua di uscita del circuito assume un valore stabilito dalla differenza tra le tensioni di fase massima e minima della rete e quindi non è regolabile. Per poter controllare la tensione d'uscita del raddrizzatore si può collegare uno stadio di conversione Buck o, più semplicemente, integrando tale stadio buck con il ponte IAF. Il circuito risultante prende il

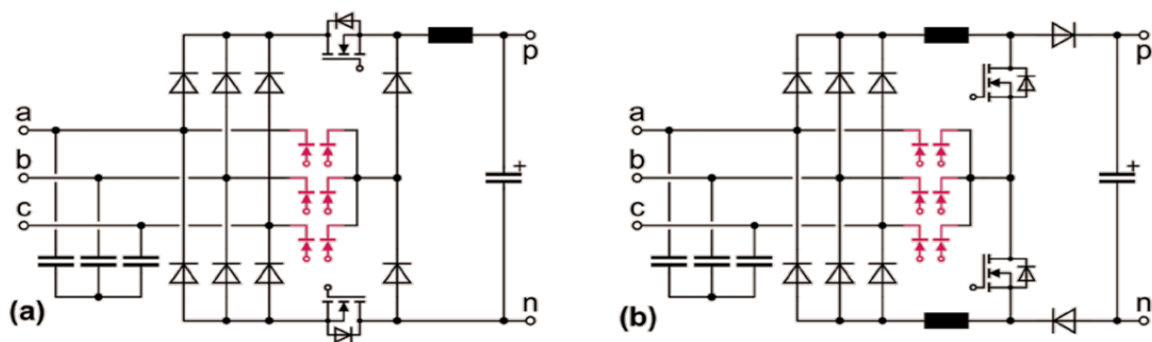


Figura 1.5: Raddrizzatore Swiss (a) topologia Buck (b) topologia Boost [1]

nome di raddrizzatore Swiss. Considerando che il raddrizzatore Swiss è un convertitore ac-dc basato su un Buck, è possibile implementare anche una versione con un convertitore Boost in sostituzione al Buck, come mostrato in figura **figura 1.5**.

## 1.2.2 Raddrizzatori Trifase Buck-Boost PFC

Nel campo dei veicoli elettrici si trovano installate batterie con tensioni che variano tra i 400 e gli 800 V e la tensione effettiva della batteria cambia a seconda dello stato di carica. Sono quindi indispensabili dei caricabatterie in grado di fornire un ampio intervallo di tensioni di uscita continua, ad esempio da 200 a 1000 V. Questo ampio intervallo di tensione di uscita deve tipicamente essere fornito da uno stadio di conversione ac-dc interconnesso alla rete elettrica. Una prima scelta valutabile per ottenere questo risultato è la combinazione di un raddrizzatore PFC di tipo Boost (nello specifico un raddrizzatore di tipo Vienna bidirezionale) assieme ad uno stadio di conversione dc-dc su tre livelli di tipo Buck, come mostrato in **figura 1.6**.

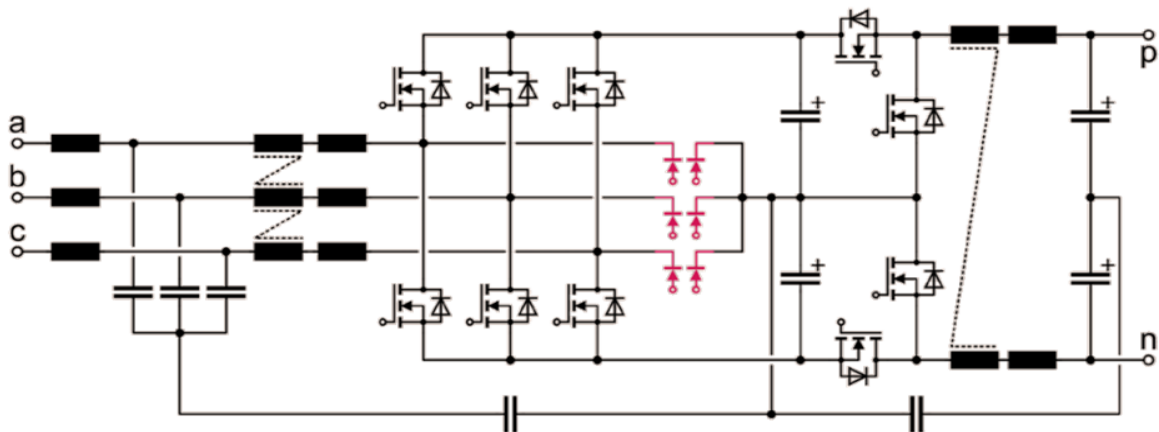


Figura 1.6: Raddrizzatore composto da raddrizzatore Vienna e stadio dc-dc Buck a 3 livelli [1]

Il raddrizzatore Vienna è caratterizzato da un condensatore (dc-link) che fornisce una tensione costante per le gambe del ponte presente nel convertitore. Intuitivamente, ci si può aspettare che esista anche una topologia duale, nella quale viene fornita una corrente costante. Quest'ultima prende il nome di CSR (Current-Source Rectifier) mentre il primo citato costituisce il VSR (Voltage-Source Rectifier).

L'utilizzo di MBDS dual-gate consente di ottenere maggiore flessibilità, ma soprattutto conduzione di corrente bidirezionale. Questo aspetto degli MBDS è molto importante e viene richiesto anche nella topologia circuitale CSR di tipo Buck-Boost di **figura 1.7** nei casi in cui sia necessario disporre di un flusso di potenza bidirezionale. Infatti, essendo fisso il verso della tensione di uscita, la corrente deve poter scorrere sul dc-link in entrambe le direzioni possibili.

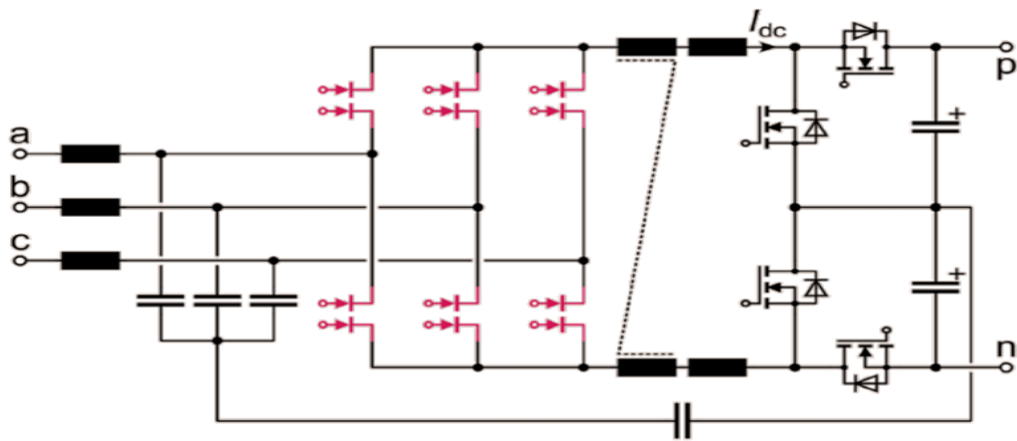


Figura 1.7: CSR Buck-Boost [1]

### 1.2.3 Interfacce alla Rete Trifase Isolate

La struttura del convertitore CSR realizzata con MBDS appena mezionata crea l'opportunità di andare ad includere l'isolamento galvanico all'interno dello stadio di conversione ac-dc presente nel circuito. Questo accorgimento porta alla creazione della topologia circuitale che prende il nome di convertitore ac-dc dual active bridge (DAB) isolato a singolo stadio. L'impianto

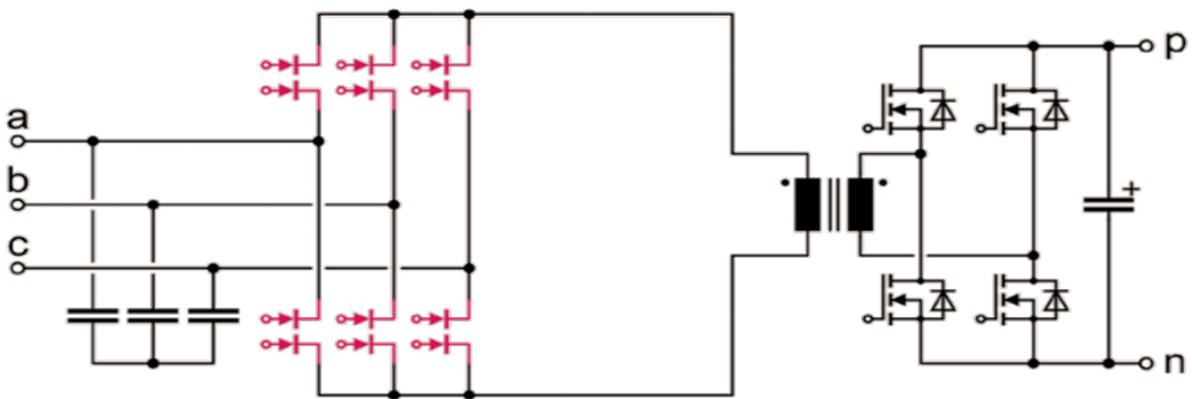


Figura 1.8: Convertitore ac-dc dual active bridge (DAB) bidirezionale [1]

realizzato secondo questa idea è visibile **figura 1.8**, dove lo stadio CSR va a sfruttare un'opportuna modulazione per ottenere un preciso e desiderato andamento della tensione al primario del trasformatore in HF (High-Frequency).

Tale modulazione consisterà nell'applicazione di 6 possibili vettori attivi; ciascuno dei quali applicato in istanti temporali dipendenti dal valore delle tensioni differenziali tra linea e linea

della rete trifase. La topologia circuitale appena presentata sarà l'oggetto principale di studio e verrà maggiormente analizzata a partire dal capitolo seguente.

Come avviene per un qualsivoglia DAB, lo stadio di conversione CSR permette di eseguire un trasferimento di potenza ad un valore costante voluto. Al contempo è reso possibile minimizzare la corrente minima efficace (rms) oppure realizzare delle commutazioni di tipo soft-switching degli MBDS. Entrambe quest'ultime due caratteristiche rappresentano di fatto una risoluzione ad alcuni dei problemi di ottimizzazione che ci si prepone di voler soddisfare [1].

### 1.3 Progettazione e possibili soluzioni di BDS

Alla base degli attuali interruttori bidirezionali BDS esiste una storia di sviluppo ed evoluzione che ha portato all'ideazione e alla creazione di diverse possibilità implementative. Senza andare troppo nel dettaglio, è possibile fare una panoramica delle principali strategie adottate nel tempo e qualche previsione su quanto ci si aspetta in termini di ricerca e mercato.

I primi lavori svolti riguardanti la realizzazione di semiconduttori MBDS trovano la loro data verso l'inizio degli anni 2000, dove assieme alle prime idee di MBDS sono stati inizialmente testati anche gli IGBT a blocco inverso (RB-IGBT).

#### 1.3.1 MBDS a tecnologia GaN

Come già anticipato nella sezione introduttiva, esistono tantissime tipologie di convertitori di potenza che richiedono dispositivi di commutazione in grado di garantire tensioni di blocco bipolari. Per ottenere questa funzionalità vengono impiegati dispositivi al Silicio come i transistor RB-IGBT.

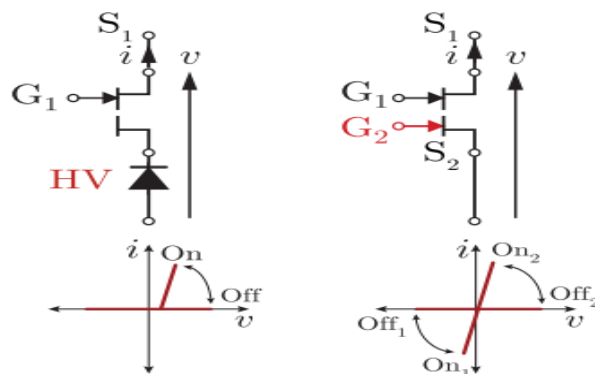


Figura 1.9: Soluzioni per garantire tensione di blocco bipolare [2]

Tuttavia, per ottenere frequenze di commutazione più elevate, viene richiesto l'utilizzo in serie di un transistor e un diodo High-Voltage [figura 1.9]. In alternativa, una delle prime

tecnologie che numerose società hanno iniziato ad approfondire è stata quella riguardante gli interruttori bidirezionali al nitruro di Gallio (GaN). Essa comprende due terminali di gate e la caratteristica principale è la presenza di una regione di drain condivisa che serve per produrre una tensione di blocco bipolare. Per questo tipo di switch monolitico bidirezionale sono pertanto richiesti 2 segnali esterni di controllo, uno per ciascun gate [2].

La struttura con cui viene realizzato questo tipo di MBDS viene rappresentata in **figura 1.10**, dove si nota anche la presenza di 2 terminali esterni di source.

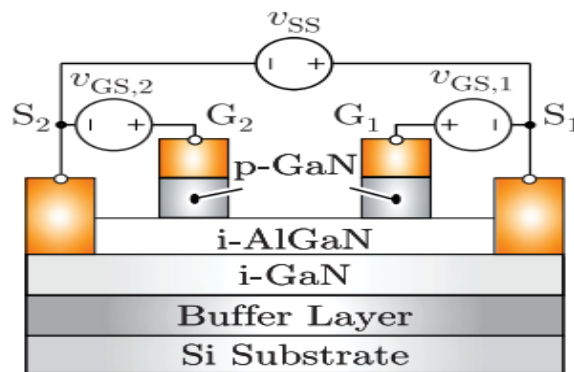


Figura 1.10: Sezione trasversale di un MBDS a tecnologia GaN dual-gate [2]

Ogni gate controlla singolarmente il blocco di una delle due possibili polarità della tensione  $v$  applicata tra i terminali di source [vedere **figura 1.9**]. Viene proposta e sviluppata l'idea di un self-reverse-blocking MBDS nel quale risulta sufficiente utilizzare un singolo segnale per uno solo dei due gate. Il comportamento di reverse-blocking desiderato può essere infatti ottenuto se una delle due porte è controllata automaticamente sulla base della polarità di  $v$ ; viene allora proposto un metodo di switching automatico per uno dei due terminali di gate MBDS.

Il controllo automatico di un gate normalmente OFF viene realizzato tramite la connessione diretta del gate con il terminale di source corrispondente e rende possibile ottenere un comportamento simile a quello dei diodi. Così facendo si ottiene una tensione gate-source  $V_{G2,S2} = 0V$ .

In uno degli ultimi lavori di sviluppo viene proposta una configurazione cascode<sup>1</sup> di un MBDS normalmente ON ed un diodo Schottky Low-Voltage al Silicio per realizzare un Self-Reverse-Blocking(SRB) MBDS, nelle 2 varianti di **figura 1.11**.

La prima configurazione cascode proposta è in grado di garantire tensioni di blocco bipolari; nel caso in cui  $v \leq 0$  la tensione è ai capi del diodo LV e appare come una tensione gate-source negativa al gate G2 normalmente ON del MBDS, causandone lo spegnimento. Nel caso, invece, con  $v \geq 0$ , si può controllare tale tensione di blocco dal terminale esterno G1. Un flusso di cor-

<sup>1</sup>Con cascode si intende una particolare configurazione circuitale ottenuta ponendo due transistor in serie.

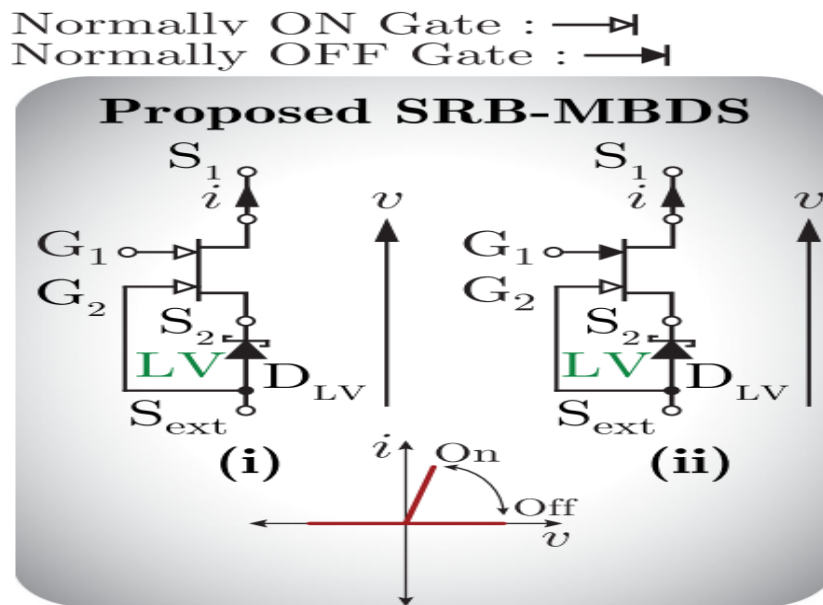


Figura 1.11: Configurazione cascode di un SRB-MBDS [2]

rente diretto dal terminale  $S_{ext}$  a  $S_1$  genera una tensione nello stato di ON costituita dalla caduta sulla resistenza del canale MBDS più l'ulteriore caduta di tensione ai capi del diodo LV Schottky polarizzato direttamente. Essendo un diodo LV, questa caduta di tensione è relativamente piccola e tipicamente nell'intervallo di  $0,3 \div 0,5V$ , facilitando una caratteristica di conduzione quasi-ohmica del SRB-MBDS proposto.

In linea teorica è possibile costruire anche la seconda configurazione rappresentata, ottenendo di fatto un dual-gate GaN MBDS di tipo asimmetrico. Quest'ultima si differenzia per la presenza di un gate normalmente ON combinato con uno normalmente in stato di OFF [2].

Prendendo in esame un SRB-MBDS realizzato con un GaN MBDS ed un diodo Schottky al Silicio e analizzandone le caratteristiche in termini di conduzione, tensione di blocco e capacità di commutazione è possibile estrapolare i risultati più importanti su questa tecnologia:

- il concetto proposto di SRB-MBDS presenta caratteristiche di conduzione quasi-ohmica con una caduta di tensione significativamente inferiore rispetto agli altri due approcci iniziali (come dimostra la **figura 1.12**);
- la corrente di leakage complessiva del SRB-MBDS è quasi indipendente dal valore della tensione di blocco ed è legata alla caratteristica inversa del diodo LV;
- questa configurazione SRB-MBDS raggiunge perdite di conduzione più basse e richiede un solo segnale di controllo del gate, poiché il secondo gate è controllato tramite la tensione che si presenta ai capi del diodo.

- quella basata su GaN può essere considerata una delle tecnologie per MBDS attualmente più sviluppata, arrivando a offrire sul mercato dispositivi con tensioni di blocco fino a  $\pm 600V$ .

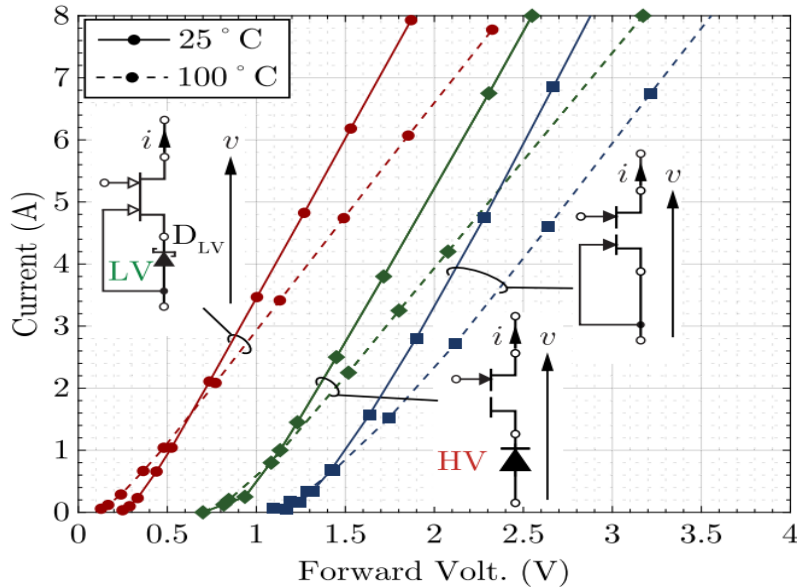


Figura 1.12: Caratteristiche di conduzione V-I misurate, come in [2]

### 1.3.2 MBDS a tecnologia SiC

Un'altra tecnologia che si è rivelata recentemente importante è quella inerente agli interruttori MBDS realizzati con carburo di silicio (SiC). Questi prototipi si sono dimostrati, infatti, capaci di offrire tensioni di blocco superiori ai  $\pm 600V$  dei dispositivi basati su GaN.

Nel 2020 è stata presentata la prima fabbricazione di un transistor al SiC bidirezionale (BiDFET) con diodi Schottky JBS integrati, adatto per l'uso in convertitori di potenza [3]. Questo dispositivo si dimostra capace di sostenere alte tensioni di blocco (da  $1.2kV$ ).

Analizzando il prodotto introdotto, esso viene considerato il primo BiDFET monolitico contenente diodi JBS integrati all'interno di un unico componente. Esso presenta una struttura a 4 terminali che viene riportata nell'immagine esplicativa di **figura 1.13**.

Ciò che si vede è la sezione trasversale con i terminali di drain collegati al substrato comune  $n_+$ . Questi JBSFETs vengono progettati per disattivare il diodo-body presente nel MOSFET di potenza al fine di ridurre le perdite di commutazione.

In precedenza, molteplici implementazioni di uno switch bidirezionale sono state portate a termine utilizzando più dispositivi combinati e saldati tra loro. Nella **tabella 1.1** vengono messe in luce le principali differenze tra queste realizzazioni passate e il prodotto preso in esame.



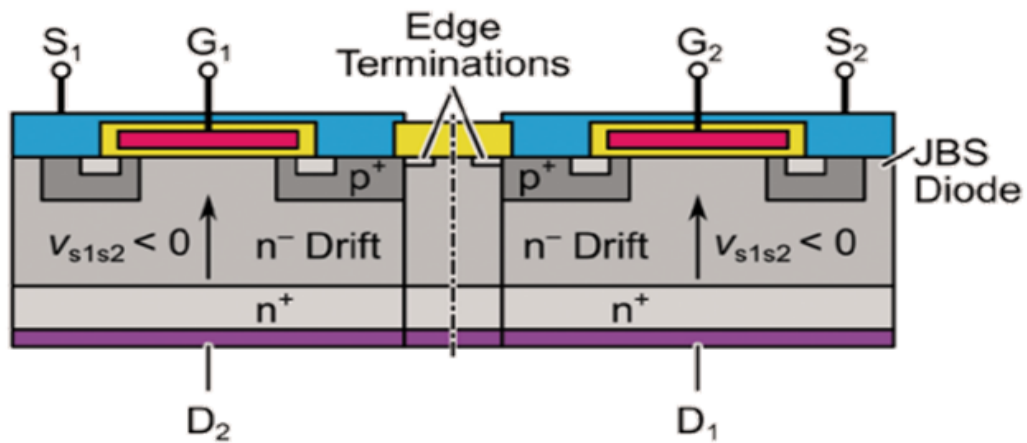


Figura 1.13: Struttura di un BiDFET [1]

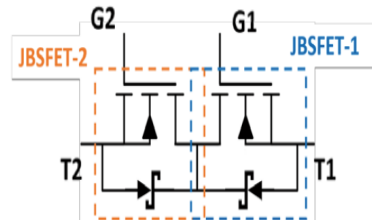
Switch Configuration	Description	Number of Components	On-State Voltage Drop	Switching Loss
	Si Diode Bridge + Asymmetric Si IGBT	5	8.6 [2 diodes + 1 IGBT]	High
	Asymmetric Si IGBTs + Freewheeling Si diodes	4	5.8 [1 diode + 1 IGBT]	High
	Back-to-back symmetric Si IGBTs	2	2.2 [1 symmetric IGBT]	Very High
	SiC Power MOSFETs + JBS diodes	4	3.1 [1 diode + 1 MOSFET]	Low
	Back-to-back SiC Power MOSFETs + antiparallel and series JBS diodes	6	3.1 [1 diode + 1 MOSFET]	Low
	Four-terminal SiC Monolithic BiDFET [This Work]	1	1.0 [1 BiDFET]	Low

Tabella 1.1: Confronto tra BiDFET e implementazioni passate per switch bidirezionali [3]

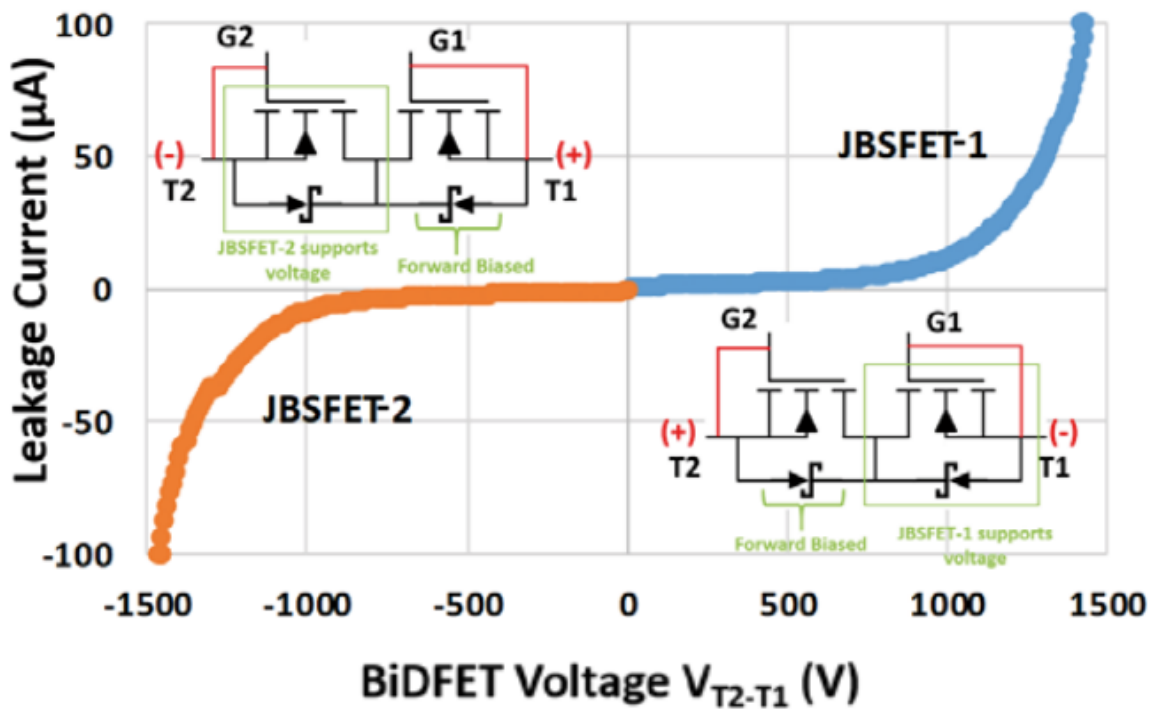
Il BiDFET presenta una caduta di tensione nello stato di conduzione di 1,0V a 20A e quindi molto più piccola rispetto ai precedenti approcci, nei quali la caduta di tensione nello stato di ON risultava essere oltre 3V. Questo prodotto offre, in aggiunta, basse perdite di commutazio-

ne rispetto alle precedenti implementazioni di interruttori bidirezionali che utilizzano IGBT in silicio.

La caratteristica di blocco del dispositivo BiDFET viene misurata e riportata sul grafico di figura 1.14.



(a) Simbolo circuitale



(b) Transcaratteristica con  $V_{G2-T2}=V_{G1-T1}=0V$

Figura 1.14: Caratteristica di blocco del BiDFET [3]

Si può osservare che nel primo quadrante con tensione positiva applicata su T2, il diodo JBS interno per il transistor JBSFET-2 è polarizzato direttamente. Viceversa, nel terzo quadrante il diodo del JBSFET-1 è quello polarizzato direttamente e la tensione risulta ai capi della regione di drift del JBSFET-2. La tensione di breakdown misurata a una corrente di leakage di  $100\mu\text{A}$  per il BiDFET è superiore a  $1400V$  in valore assoluto per entrambi i quadranti; questo dato rappresenta il risultato importante di questa tecnologia in merito alla tensione di blocco offerta.

In conclusione, questa tecnologia fornisce una soluzione monolitica a singolo dispositivo che rappresenta una valida alternativa per la riduzione della complessità e delle dimensioni dei convertitori.

### 1.3.3 MBDS futuri

Dopo aver visto le 2 principali tecnologie di interesse allo stato dell'arte odierno, è opportuno riflettere anche sul mercato e le ricerche attualmente in atto. Diventa possibile fare una previsione delle soluzioni che troveranno maggiore impiego, specie nella transizione verso un'elettronica di potenza 4.0. Per quanto riguarda il GaN, si può ritenere che i dispositivi di commutazione basati su questi materiali semiconduttori siano i maggiormente consolidati. Le soluzioni basate su SiC consentono tensioni di blocco notevolmente superiori ma sono in una fase ancora piuttosto embrionale, per cui risultano necessari maggiori studi. Esistono anche dispositivi basati su strutture verticali ma che richiedono una maggiore complessità nella produzione dei loro wafer.

Nella storia dell'elettronica di potenza si sono visti susseguirsi diversi cicli di sviluppo, ciascuno dei quali spinto dall'introduzione di nuovi materiali semiconduttori. In **figura 1.15** sono riportate su un asse temporale le varie transizioni avvenute finora assieme alle tecnologie finali, per le quali è lecito aspettarsi che vengano effettuate esplorazioni.

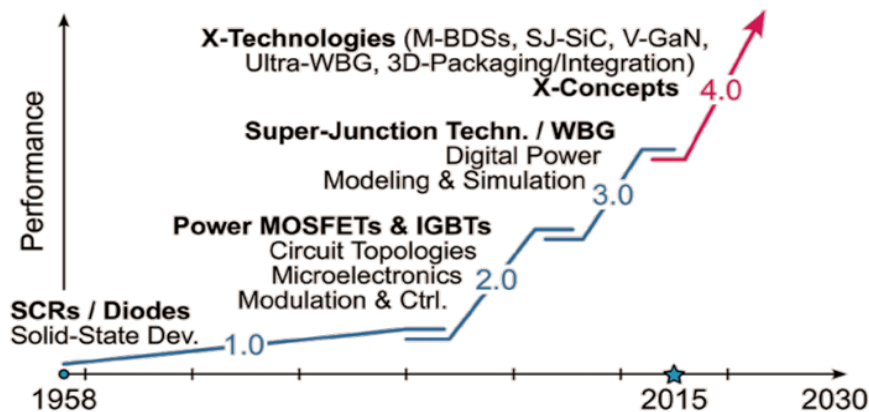


Figura 1.15: Evoluzione degli interruttori nell'elettronica di potenza [1]

Nel gruppo di soluzioni degli MBDS del domani verranno racchiusi e compresi i semiconduttori con un'elevata energia di gap (band gap) tra la banda di valenza e quella di conduzione. Questo gruppo di materiali permetterà di produrre dispositivi di commutazione detti wide-bandgap (WBG). Inoltre, a partire dalle tecnologie basate su Silicio e GaN già note, verranno introdotte delle X-Technologies che risulteranno un valore aggiunto in termini di integrazione tra gli interruttori di potenza e la circuiteria per i segnali di gate o di commutazione.

Per quanto riguarda l'applicazione di MBDS che soddisfino requisiti di spazio stringenti, come nel caso dei microprocessori, saranno inoltre necessari dei prototipi di interruttori monolitici in grado di integrarsi a livello fisico e quindi da un punto di vista tridimensionale.

## Capitolo 2

# Convertitore ac-dc bidirezionale Buck isolato

Tra le varie categorie di convertitori di potenza, menzionati inizialmente, ci si vuole soffermare sulla descrizione e analisi del convertitore a matrice di tipo ac-dc dual active bridge. In particolare, esso sarà oggetto di studio e verrà data particolare importanza al ruolo assunto dagli interruttori MBDS impiegati all'interno di tale configurazione circuitale.

Questo tipo di convertitore è considerato promettente in applicazioni ad alta tensione in corrente continua (HVDC), come nelle telecomunicazioni e per sorgenti di ricarica delle batterie.

### 2.1 Struttura circuitale

Prima di poter studiare il comportamento e le caratteristiche del suddetto convertitore, è necessario avere ben a mente il suo aspetto circuitale come base di partenza. L'impianto consiste nel passaggio da un segnale di input proveniente da una linea trifase verso un'uscita monofase. In esso può esser previsto o meno che venga garantito un'isolamento galvanico dalla rete trifase. Nello specifico, viene preso in considerazione il caso di raddrizzatore che offre una soluzione isolata dalla rete in ingresso.

Va detto che nei casi in cui viene richiesto l'isolamento è preferibile avere un raddrizzatore costituito da un singolo stadio; ciò consente una maggiore efficienza e densità di potenza. Tuttavia esso viene frequentemente costruito sulla base di una struttura a doppio stadio.

Nelle casistiche di impianti a due stadi si verifica una spartizione di ruoli e compiti [4]. Il primo stadio è rappresentato da un raddrizzatore trifase con modulazione PWM e ha come obiettivi principali il conseguimento di un fattore di potenza unitario e una bassa distorsione armonica totale (THD). Il secondo stadio, invece, è composto da un convertitore di tipo dc-dc che ha le seguenti funzioni da svolgere:

1. isolamento ad alta frequenza della tensione di uscita;
2. regolazione dei livelli di tensione d'uscita rispetto a quelli di ingresso, tramite opportuna scelta del rapporto spire del trasformatore impiegato;
3. regolazione dinamica della tensione d'uscita;
4. controllo del flusso di potenza in uscita.

I convertitori costruiti con una struttura a due stadi presentano una serie di aspetti positivi e negativi; nella **tabella 2.1** vengono riassunte le principali potenzialità e limitazioni.

<b>Soluzioni bistadio</b>	
<b>Vantaggi</b>	<b>Svantaggi</b>
<b>a)</b> possibilità di ottimizzare separatamente il funzionamento degli stadi del convertitore	<b>a)</b> elevata complessità dell'intero circuito di potenza per l'elevato numero di dispositivi
<b>b)</b> sviluppo e dimensionamento specifico per ciascuno dei 2 stadi	<b>b)</b> la doppia conversione di potenza causa una riduzione dell'efficienza del sistema complessivo
<b>c)</b> capacità di buffering di guasti della rete grazie all'utilizzo di un condensatore dc-link	

Tabella 2.1: Pro e contro dei convertitori a doppio stadio

Va poi sottolineato che, nelle varie applicazioni, esistono una serie di requisiti caratteristici che portano a prendere in considerazione l'idea di rimuovere i componenti di filtraggio delle convenzionali soluzioni a due stadi e la realizzazione alternativa di convertitori trifase ac-dc con isolamento ad alta frequenza della tensione di uscita ad un singolo stadio. Le necessità primarie e stringenti che causano questa esigenza sono le seguenti:

- elevata efficienza con cui viene effettuata la conversione dell'energia;
- alta densità di potenza ( $\frac{W}{cm^3}$ ), basso peso specifico ( $\frac{W}{kg}$ ) e spazio di ingombro contenuto per favorire la trasportabilità dell'impianto;
- alta affidabilità;
- bassi costi di produzione.

Esistono diverse tipologie di questi convertitori ad un solo stadio: le principali categorie vengono riportate nella **figura 2.1**.

Nello specifico, ci si concentrerà sulla topologia b costruita a partire dall'utilizzo in ingresso di un raddrizzatore trifase PWM basato su una struttura a 6 switch di tipo Buck. Essa prende, appunto, il nome di convertitore ac-dc bidirezionale Buck isolato. A differenza della casistica d, la sua struttura è basata su un convertitore Buck anziché Boost.

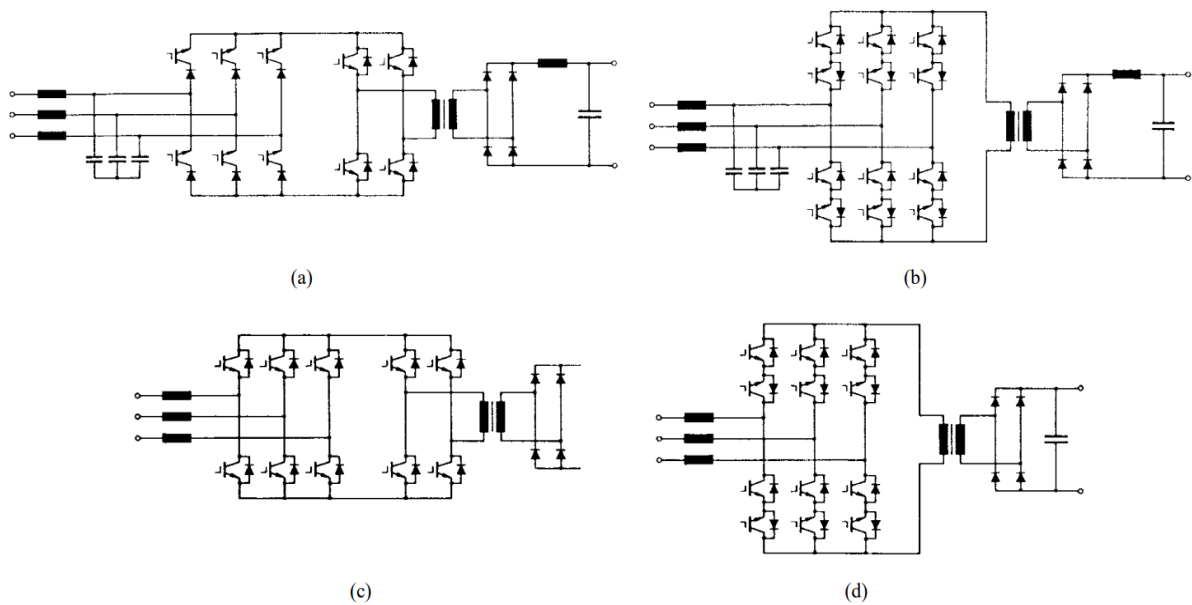


Figura 2.1: Tipi di convertitori monostadio (b,d) o quasi-monostadio (a,c) [4]

Vengono citati di seguito le principali problematiche presentate dalla topologia basata su Boost rispetto a quella Buck:

1. maggiore tensione di blocco sugli interruttori;
2. difficoltà all'avviamento;
3. problemi di limitazione di correnti di corto o di sovratensioni di rete.

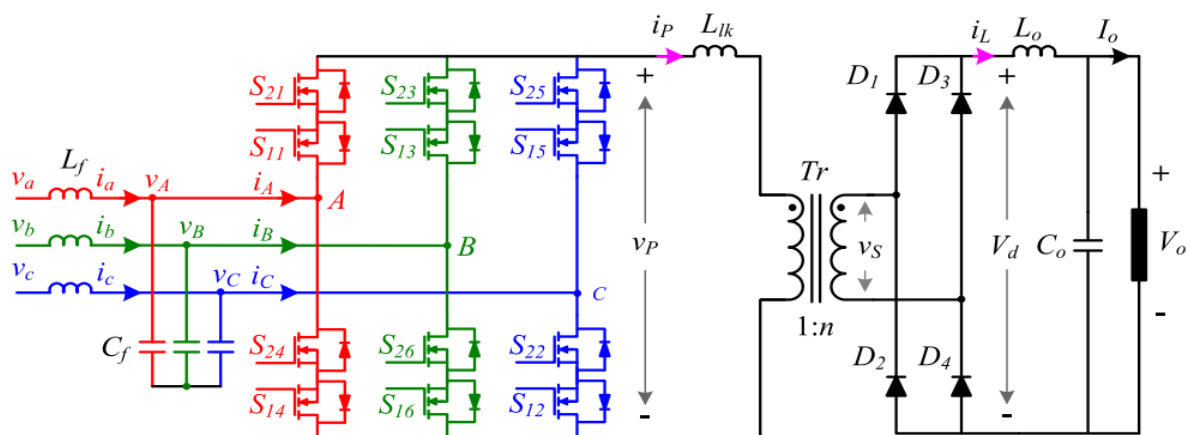


Figura 2.2: Convertitore ac-dc bidirezionale Buck isolato [5]

La struttura basata su Buck è inoltre una scelta migliore nei casi applicativi in cui l'uscita viene collegata ad una batteria con grandi fluttuazioni di tensione.

I transistor IGBT sono quelli normalmente utilizzati per realizzare gli interruttori bidirezionali del convertitore in esame. Nella struttura analizzata di **figura 2.2** verranno, invece, inseriti dei MOSFET. Questo in quanto l'IGBT è un dispositivo di commutazione più lento, il quale ha una limitazione maggiore sulla massima frequenza di commutazione alla quale riesce a lavorare. Per di più, gli IGBT hanno una maggiore perdita per conduzione per valori medi di potenza.

## 2.2 Principio di funzionamento

Per capire il concetto operativo su cui si basa il convertitore si può partire da alcune precisazioni iniziali. Innanzitutto, all'ingresso ci si occupa di convertire la tensione di rete trifase alternata in una tensione alternata ad alta frequenza, la quale sarà presente ai capi del primario del trasformatore. Il trasformatore disaccoppia ingresso e uscita ed è necessario che l'isolamento elettrico venga garantito ad alta frequenza; questo consente di ridurre l'area occupata e il peso del convertitore.

Per quanto riguarda, invece, la tensione al lato secondario del trasformatore, va detto che essa verrà raddrizzata in modo tale da ottenere in uscita il valore di tensione continua desiderato.

Come già visto, all'ingresso dell'impianto troviamo 3 segnali di rete, ciascuno dei quali caratteristico di una singola fase. Ognuno di questi segnali sarà costituito da una tensione alternata alla frequenza di rete e, considerati in gruppo, comporranno una terna simmetrica. Pertanto il comportamento assunto dalle tensioni di fase sarà quello rappresentato in **figura 2.3**.

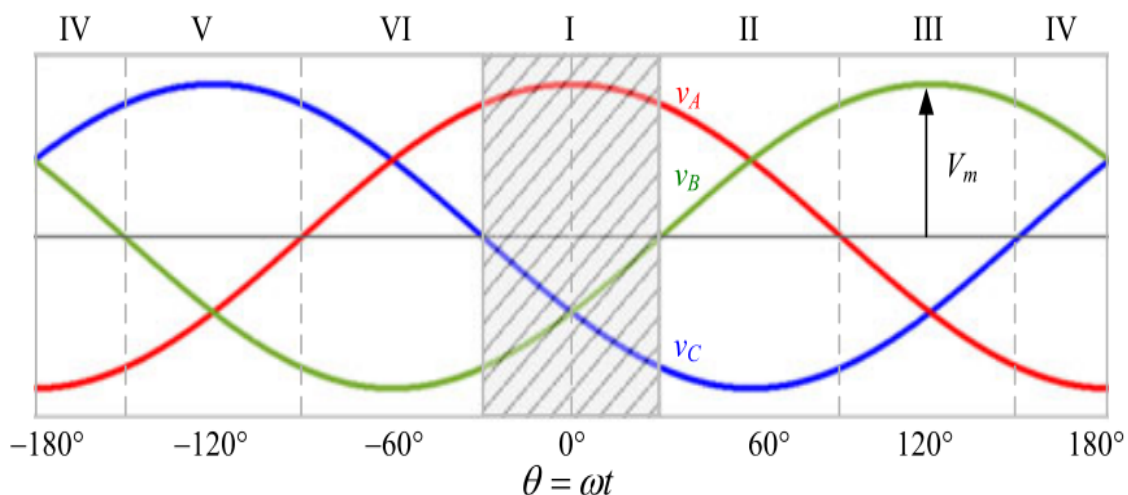


Figura 2.3: Andamento delle 3 tensioni di fase [5]

Le forme d'onda dei 3 segnali di tensione possono essere descritti anche matematicamente, come riportato di seguito:



$$\begin{bmatrix} v_A(\theta) \\ v_B(\theta) \\ v_C(\theta) \end{bmatrix} = V_m \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad \text{dove } \theta = \omega_{grid} \cdot t, \omega_{grid} = 2\pi \cdot f_{grid}.$$

È possibile osservare una suddivisione in settori indicati tramite numero romano, per intervalli di  $60^\circ$  di ampiezza delle forme d'onda. Questo tornerà utile per spiegare la tecnica di modulazione vettoriale impiegata.

Per ciascuno di questi range di  $60^\circ$ , una peculiarità da mettere in mostra è il fatto che essi hanno inizio e fine in corrispondenza degli attraversamenti dello zero per una qualsiasi delle tensioni di fase. Inoltre, in ogni settore, due delle tre tensioni concatenate (line-to-line) non cambiano il loro segno, restando quindi solo positive o solo negative [6]. Le tensioni differenziali tra 2 linee che non modificano il loro segno in un settore assumono anche il loro valore massimo; ciò avviene nell'istante iniziale oppure finale del settore.

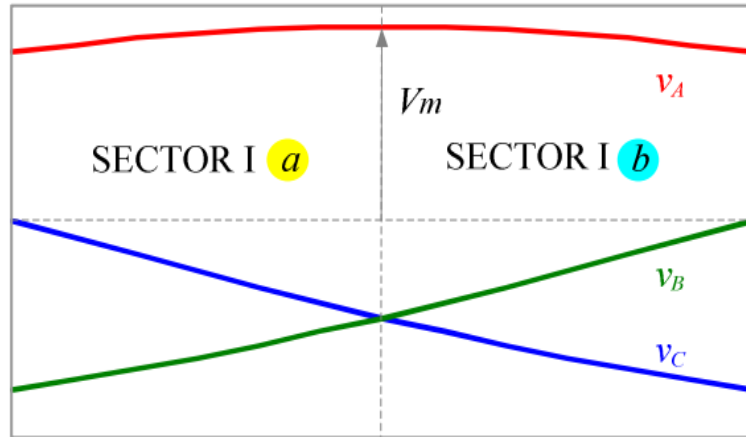


Figura 2.4: Zoom delle tensioni di fase su settore I [6]

Prendendo a titolo d'esempio il settore I ed effettuando lo zoom di **figura 2.4**, si vede proprio la presenza di un segnale  $V_{AB}$  che rimane solamente positivo assieme alla tensione  $V_{AC}$  tra la linea a e c. Non si può dire lo stesso del segnale  $V_{BC}$ , in quanto cambia la sua polarità quando  $\theta$  è compreso tra  $-30^\circ$  e  $0^\circ$  rispetto a quando è contenuto tra  $0^\circ$  e  $+30^\circ$ .

Un aspetto importante riguarda la frequenza alla quale operano i dispositivi di commutazione bidirezionali. Tale valore di  $f_{switching}$  sarà infatti differente dalla frequenza di rete  $f_{grid}$  e, soprattutto, molto più elevato. Questo consentirà di trattare le tensioni line-to-line come dei segnali lentamente variabili e considerabili costanti all'interno di un periodo di commutazione  $T_{switching}$  [5].

A questo punto è possibile descrivere l'utilità della modulazione vettoriale al fine di garantire il funzionamento corretto del convertitore. Tra i principali obiettivi dell'impianto è presente anche l'esigenza di un fattore di potenza che sia il più prossimo possibile ad un valore unitario.

Per fare ciò la modulazione vettoriale ha un ruolo chiave: infatti, applicando ad ogni periodo di commutazione  $T_{switching}$  una coppia di vettori attivi ( $\vec{I}_x, \vec{I}_y$ ) e un vettore nullo ( $\vec{I}_0$ ), è possibile fare in modo che il vettore spaziale  $\vec{I}_{ref}$  delle correnti di fase ( $i_A, i_B, i_C$ ) sia sovrapposto a quello delle tensioni di fase  $\vec{V}$ . I vettori attivi possibili sono 6 e si applicano dando al circuito una precisa configurazione, basata sull'apertura o chiusura dei vari interruttori. La coppia di vettori applicata ad ogni ciclo sarà necessariamente composta da 2 vettori attivi adiacenti.

L'insieme dei 6 vettori attivi applicabili durante il funzionamento dell'impianto viene riportata visivamente nel grafico di **figura 2.5**. Essi possono anche esser ottenuti per definizione come segue:  $\vec{I}_n = \frac{2}{\sqrt{3}} I_P \cdot e^{j(\frac{n\pi}{3} - \frac{\pi}{2})}$ , dove  $n \in [1 \div 6]$ .

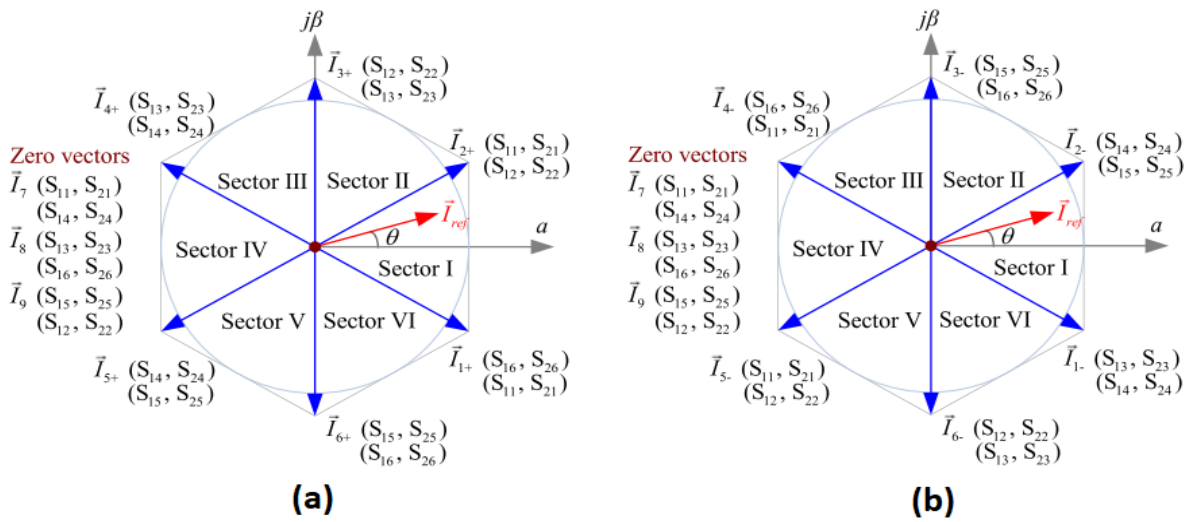


Figura 2.5: Grafico dei 6 vettori attivi **(a)** con  $i_P > 0$  **(b)** con  $i_P < 0$  [5]

Come si può vedere, per ciascun vettore attivo sono presenti 2 possibili configurazioni circuitali degli interruttori. Questo in quanto si modificano al variare del segno della corrente  $i_P$  che scorre al primario del trasformatore. Infatti, la tensione  $v_P$  al primario del trasformatore si alternerà positivamente e negativamente, facendo oscillare il suo segno ad un'elevata frequenza.

Durante il funzionamento dell'impianto si passa da un settore all'altro. Per tutta la finestra temporale in cui ci si trova all'interno di uno specifico settore, l'impianto funziona come se fosse composto da 2 convertitori full-bridge phase-shifted (FB-PS) che operano alternativamente. In particolare, durante un singolo ciclo di commutazione degli interruttori, due coppie diverse di gambe del circuito costituiscono i 2 convertitori FB-PS che agiscono in simbiosi. Ad esempio, ricordando l'impianto rappresentato in **figura 2.2**, si può specificare che la gamba A è costituita dal collegamento tra gli interruttori  $S_{21}, S_{11}, S_{24}$  e  $S_{14}$ .

Per comprendere meglio questo meccanismo fondato sulla combinazione operativa di 2 convertitori si fa nuovamente riferimento al caso del settore I. In tale intervallo la gamba A e la gam-

ba B formano il primo full-bridge (bridge-x), mentre i rami A e C creano il secondo (bridge-y). La circuiteria d'ingresso del convertitore complessivo può esser ridisegnata come in **figura 2.6**.

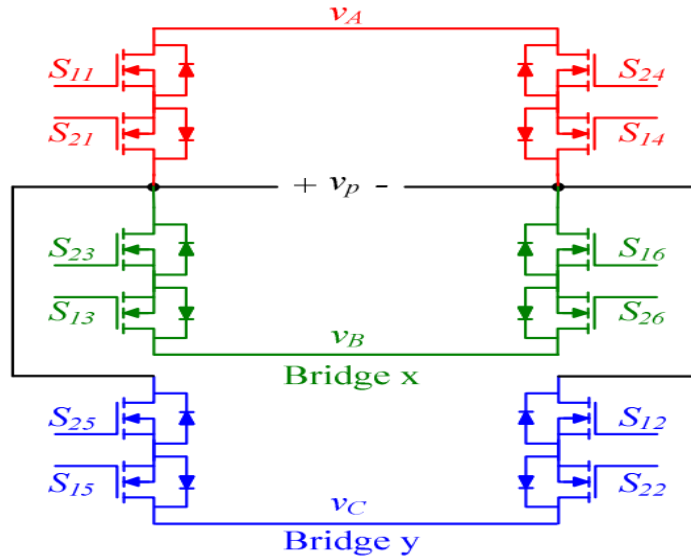


Figura 2.6: Stadio d'ingresso del convertitore ridisegnato come coppia di convertitori [6]

Nell'intervallo  $-30^\circ \leq \theta \leq +30^\circ$  le tensioni  $V_{AB}$  e  $V_{AC}$  raggiungono i loro valori di massimo e sono le tensioni concatenate che rimangono strettamente positive nel primo settore. Tuttavia i livelli assunti da queste 2 variano nel tempo: all'inizio del primo settore la tensione  $V_{AB}$  assume il suo valore massimale dal quale poi inizia a scendere. Viceversa,  $V_{AC}$  assume un valore positivo nettamente inferiore a  $V_{AB}$  all'istante iniziale del settore I ma, successivamente, continua a incrementare.

Particolare importanza va data all'istante nella mezzeria di ogni settore. Infatti nel settore I la tensione concatenata  $V_{AB}$ , inizialmente superiore, arriva ad equivalersi con  $V_{AC}$ ; da tale istante in poi sarà  $V_{AC}$  a presentare la differenza di potenziale positiva più grande.

Ciò spiega il motivo per cui all'interno di ogni settore avvenga un'ulteriore suddivisione in 2 sotto-settori, che verranno denominati  $a$  e  $b$ . Entrambi saranno caratterizzati da un'ampiezza di  $30^\circ$ . Di conseguenza, nel range  $-30^\circ \leq \theta \leq 0^\circ$  verrà individuato il settore  $Ia$  mentre l' $Ib$  troverà collocamento per angoli compresi in  $0^\circ \leq \theta \leq +30^\circ$ .

Ora si consideri che il vettore spaziale delle tensioni di fase, e quindi  $\vec{I}_{ref}$ , si trovi nel settore  $Ia$ . In tale situazione, all'interno di un singolo periodo di commutazione avranno luogo le seguenti azioni. Per la prima metà del periodo  $T_{switching}$ :

- gli interruttori  $S_{11}, S_{21}$  assieme a  $S_{16}, S_{26}$  del bridge-x verranno mantenuti in conduzione (ON) per un tempo della durata pari ad un valore  $\frac{T_x}{2}$ , creando un flusso di corrente dalla

fase A verso la fase C di ampiezza  $I_P$  e facendo sì che la tensione ai capi del primario del trasformatore sia pari a  $v_{AB}$  (applicazione di  $\vec{I}_x$ );

- alla fine dell'intervallo  $\frac{T_x}{2}$  gli interruttori in conduzione diventeranno  $S_{11}, S_{21}$  e  $S_{12}, S_{22}$  del bridge-y, causando uno scorrimento di corrente dalla fase A verso la fase C e una tensione  $v_P = v_{AC}$  per un tempo  $\frac{T_y}{2}$  (applicazione di  $\vec{I}_y$ );
- infine verrà applicato il vettore nullo  $\vec{I}_0$  tramite chiusura di tutti gli interruttori di una singola gamba, portando ad avere sul primario del trasformatore una tensione nulla per  $\frac{T_0}{2}$ .

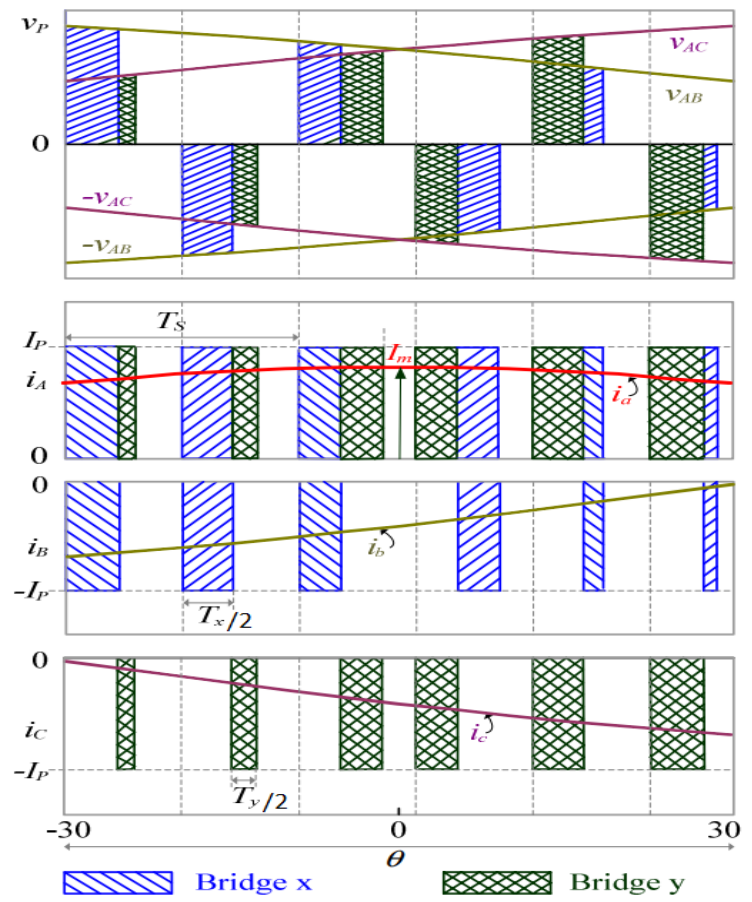


Figura 2.7: Andamento di corrente e tensione sul primario del trasformatore nel settore I [6]

Per garantire l'isolamento, nella seconda metà del periodo di commutazione verranno applicati gli stessi vettori considerando però il caso in cui la corrente  $i_P$  che scorre sul trasformatore assuma segno negativo. In questo modo  $V_P$  si alternerà positivamente e negativamente. Quindi nella seconda metà del  $T_{switching}$ :

- gli interruttori  $S_{14}, S_{24}$  e  $S_{13}, S_{23}$  del bridge-x saranno messi in conduzione (ON) per un tempo  $\frac{T_x}{2}$ , creando nuovamente un flusso di corrente dalla fase A verso la fase C di ampiezza  $I_P$  e facendo sì che la tensione sul primario del trasformatore sia  $-v_{AB}$ ;
- dopo l'intervallo  $\frac{T_x}{2}$  saranno  $S_{11}, S_{21}$  e  $S_{12}, S_{22}$  a condurre, provocando una corrente che scorre dalla fase A verso la fase C e una tensione  $v_P = -v_{AC}$  per tutto  $\frac{T_y}{2}$ ;
- in conclusione viene riapplicato un vettore nullo nel tempo  $\frac{T_0}{2}$  restante.

Considerando una frequenza di commutazione esageratamente bassa, gli andamenti che ci si aspetta di avere per le correnti e la tensione al primario del trasformatore sono riportati nei grafici di **figura 2.7**

Va evidenziato che superata la mezzera del periodo di commutazione avviene un'inversione dell'ordine con cui vengono attivati i due convertitori FB-PS (bridge-x e bridge-y): come verrà spiegato più avanti, questo è riconducibile alla necessità di garantire un funzionamento ZVS (Zero-Voltage-Switching) degli interruttori bidirezionali. Inoltre, nonostante in un  $T_{switching}$  tensione e corrente al primario del trasformatore cambino di segno, le correnti provenienti dalle fasi della rete elettrica mantengono invariato il loro verso.

Le correnti di fase vengono sintetizzate tramite l'applicazione di questi impulsi di ampiezza  $I_P$  e assumono gli andamenti sinusoidali illustrati, in cui si vede raggiunto un valore massimo di ampiezza  $I_m$  uguale al livello di picco della componente fondamentale presente nello spettro in frequenza. Pertanto il comportamento delle correnti  $i_A, i_B, i_C$  può essere descritto matematicamente in questo modo:

$$\begin{bmatrix} i_A(\theta) \\ i_B(\theta) \\ i_C(\theta) \end{bmatrix} = I_m \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}.$$

Per quanto riguarda invece le durate di applicazione dei due vettori attivi adiacenti, che prendono anche il nome di duty cycle  $T_x$  e  $T_y$ , nel primo settore vengono calcolati con le seguenti formule:

$$\begin{bmatrix} \frac{T_x}{T_s} \\ \frac{T_y}{T_s} \\ \frac{T_x+T_y}{T_s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-i_B(\theta)}{I_P} \\ \frac{-i_C(\theta)}{I_P} \\ \frac{i_a(\theta)}{I_P} \end{bmatrix} = m_a \begin{bmatrix} \frac{-i_B(\theta)}{I_m} \\ \frac{-i_C(\theta)}{I_m} \\ \frac{i_a(\theta)}{I_m} \end{bmatrix}$$

dove  $m_a = \frac{I_m}{I_P}$  rappresenta l'indice di modulazione.

L'indice di modulazione costituisce, di fatto, un parametro di progetto su cui poter agire per regolare l'ampiezza massima  $I_m$  raggiunta dalle correnti di fase [6]. Tuttavia, va rimarcato che variazioni di  $m_a$  non causano una modifica al comportamento delle correnti di fase che rimane di carattere sinusoidale. Vale inoltre il vincolo  $0 \leq m_a \leq 1$ .

La modulazione impiegata è pertanto una modulazione basata su vettori spaziali ed è equivalente a quella che verrebbe applicata ad un circuito CSR. Essa si basa sulla rappresentazione

di  $\vec{I}_{ref}$  nel piano complesso, il quale rappresenta il vettore spaziale desiderato per le correnti d'ingresso. Esso sarà individuato dalla formulazione  $\vec{I}_{ref} = I_m \cdot e^{j\omega_{grid}t}$ , in modo tale che ruoti nel piano complesso alla stessa velocità angolare del vettore spaziale della terna delle tensioni di rete. Valgono, inoltre, le seguenti definizioni dei 2 vettori spaziali considerati:

$$\begin{cases} \vec{I}_{ref}(t) = \frac{2}{3}[i_A(t)e^{j0} + i_B(t)e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_C(t)e^{j\frac{4\pi}{3}}] \\ \vec{V}(t) = \frac{2}{3}[v_A(t)e^{j0} + v_B(t)e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_C(t)e^{j\frac{4\pi}{3}}] \end{cases}$$

## 2.3 Tecniche di modulazione vettoriale

Nel paragrafo precedente è stata descritta e analizzata la tecnica di modulazione proposta. Va, però, detto che numerose sono le soluzioni con cui effettuare una modulazione PWM del convertitore in esame.

Infatti, a seconda di come la tensione al primario del trasformatore viene sintetizzata dalle tensioni di ingresso trifase, è possibile sfruttare diverse strategie di commutazione. Ciascuna di esse è intercambiabile alle altre ma si contraddistingue in termini di vantaggi e svantaggi. La diversità tra una tecnica e l'altra può esser riconosciuta a partire dal tipo di forma d'onda assunta dalla tensione  $v_P$  presente dal lato primario del trasformatore.

### 2.3.1 Tecniche principali basate su 2 vettori attivi

Una prima importante distinzione può esser fatta osservando quanti segmenti riservati all'applicazione di un dato vettore sono presenti in ciascuna delle possibili tecniche. Esistono infatti 2 principali famiglie di metodologie di modulazione:

- 6-segment PWM pattern, basata su 6 segmenti in un periodo di commutazione;
- 8-segment PWM pattern, basata su 8 segmenti in un periodo di commutazione.

La prima prevede una maggiore varietà di sottotipologie, mentre per la seconda possiamo trovare una sola casistica. Tra le modulazioni a 6 segmenti rientra anche quella già opportunamente analizzata e descritta.

Nelle tecniche a 6 segmenti i tempi di applicazione dei vettori, nonché i duty cycle  $T_x, T_y$  e  $T_0$ , vengono separati in due finestre temporali. Come già visto, metà durata applicativa di ogni vettore avviene durante la semionda positiva di  $v_P$  e la restante metà durante la semionda negativa; durante la quale la corrente al primario del trasformatore cambia di segno.

Le sottotipologie delle modulazioni a 6 segmenti si differenziano per il tipo di transizione che avviene nel passaggio dall'applicazione di un vettore attivo a quello successivo. In base alla situazione che si verifica si individuano 3 diverse soluzioni ai modelli di commutazione. Esse possono essere:

1. HTL switching pattern;
2. LTH switching pattern;
3. ibrido tra HTL e LTH switching pattern.

Nella modulazione adottata e studiata vengono implementate transizioni di tipo HTL, ovvero Higher-To-Lower. In tale tecnica si prevede che, nel passaggio dall'applicazione di un vettore attivo a quello seguente in un periodo di commutazione  $T_{switching}$ , si verifichi un abbassamento del livello di tensione  $v_P$ .

Viceversa, per quanto concerne le soluzioni LTH, nel cambio del vettore  $\vec{I}_n$  imposto al circuito accade una crescita della tensione al primario del trasformatore.

Esiste, infine, una terza soluzione ibrida tra le due menzionate in precedenza, nella quale si vede un alternarsi tra transizioni crescenti e decrescenti del voltaggio ai capi del primario.

Si consideri, ad esempio, il caso in cui  $0^\circ \leq \theta \leq 30^\circ$ . In **figura 2.8** viene mostrato un singolo periodo di switching per ciascuna delle tecniche descritte.

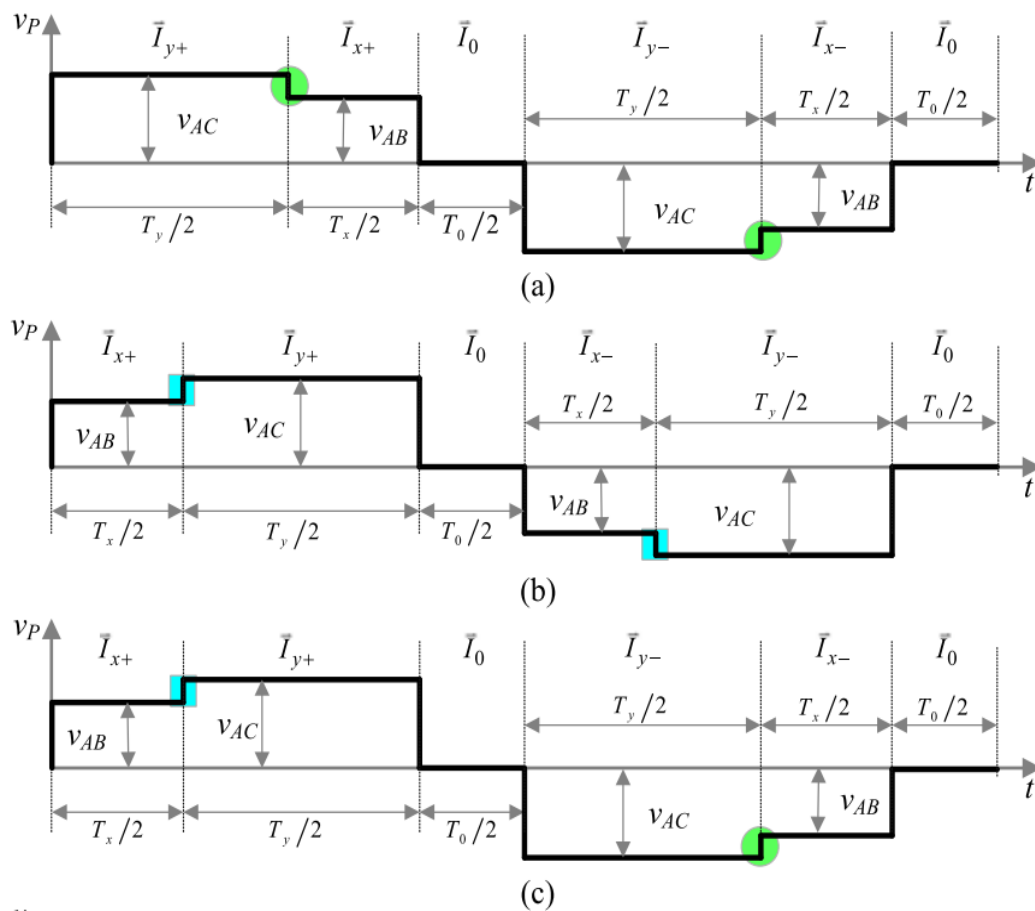


Figura 2.8: Modulazioni a 6 segmenti (a) HTL (b) LTH (c) ibrida [5]

Ci si può rendere conto che nel caso HTL ci sono 2 gradini, rispettivamente distinti nell'intervallo in cui la tensione al primario del trasformatore assume valori positivi e in quello in cui diventa negativa.

Nella soluzione LTH vengono evidenziati in azzurro gli step di transizione da un livello più basso ad uno superiore della tensione  $v_P$ .

Nella proposta ibrida si ottiene un andamento complessivo della tensione che assume un carattere simmetrico. Tale proprietà viene ottenuta sia proponendo un gradino crescente seguito da uno decrescente, come illustrato nel disegno, sia imponendo la stessa coppia di transizioni a ordine invertito.

A questo punto non rimane altro che analizzare l'alternativa possibile rappresentata dalla modulazione a 8 segmenti. Essa prevede che in un  $T_{switching}$  l'applicazione dei 2 vettori attivi adiacenti avvenga in 2 finestre temporali distinte.

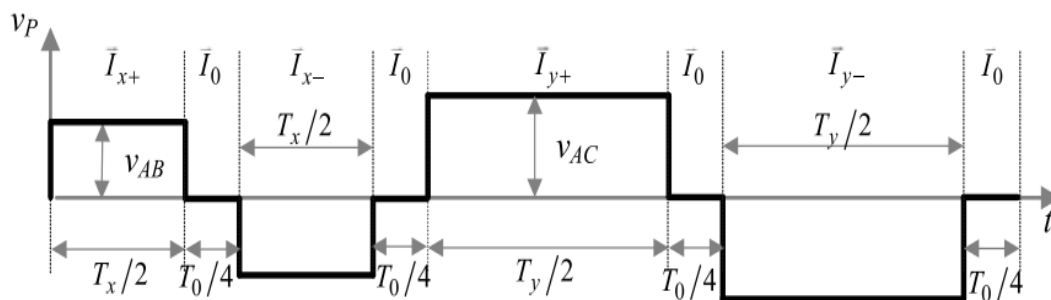


Figura 2.9: Modulazioni a 8 segmenti [5]

In aggiunta, si differenzia dalle modulazioni a 6 segmenti in quanto la durata totale di imposizione del vettore nullo viene separata in 4 fasi. Ciascuna di queste 4 costituirà di fatto un intervallo di separazione tra quelli di applicazione dei vettori attivi. Di conseguenza spariranno le transizioni da un vettore attivo all'altro e  $v_P$  non subirà variazioni senza aver prima raggiunto un potenziale nullo. Questa tecnica è ben illustrata nel grafico di **figura 2.9**.

Sulla base di queste tecniche a 6 oppure 8 segmenti, esistono diverse strategie di modulazione che si candidano ad essere impiegate nel convertitore ac-dc bidirezionale Buck isolato. Per comprendere queste tipologie è necessario considerare un singolo settore.

Va ricordato che per qualsiasi settore, superato l'istante in cui ci si trova a cavallo del confine tra i sotto-settori  $a$  e  $b$ , si verifica un cambiamento della tensione differenziale line-to-line che presenta il potenziale maggiore. Essendo a conoscenza di questo aspetto, è lecito aspettarsi che l'applicazione di un preciso vettore attivo non provochi il livello di tensione maggiore possibile per  $v_P$  per tutta l'interezza di un singolo settore.



Il passaggio da un sotto-settore al successivo sovrverte gli effetti dei due vettori attivi adiacenti, applicati nei periodi di modulazione, in termini di tensione maggiore applicata al primario del trasformatore.

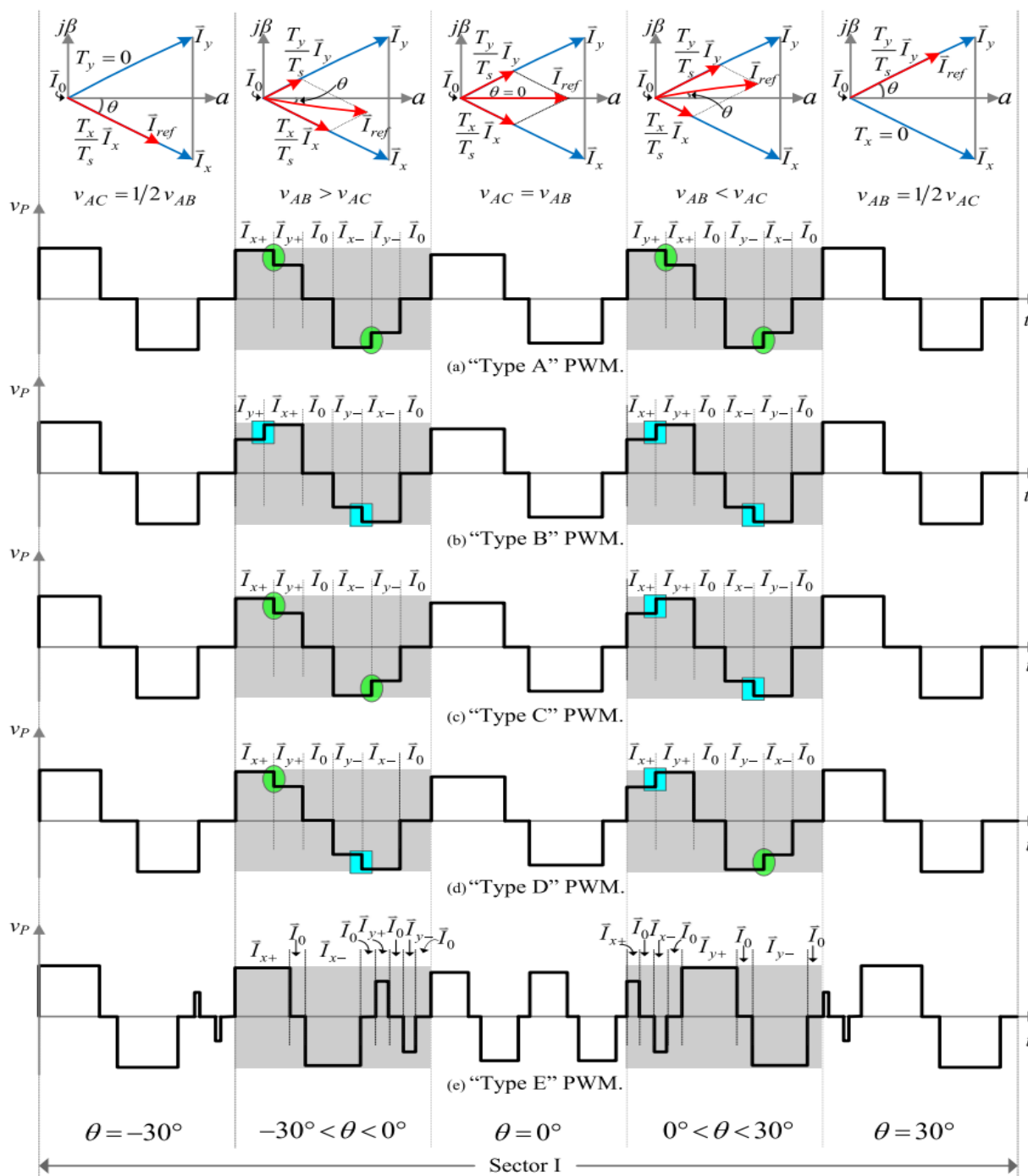


Figura 2.10: Tecniche di modulazione proposte [5]

In **figura 2.10** sono riportate tutte le possibili strategie candidate come tecniche di modu-

lazione. Per semplicità e continuità di esposizione viene ripreso in considerazione il settore I, mostrando un periodo di modulazione generico per 5 diverse posizioni del vettore spaziale di riferimento  $\vec{I}_{ref}$  da riprodurre per la terna di correnti di linea.

La tipologia A (Type-A) costituisce la tecnica proposta e adottata nel circuito. Essa si basa su una modulazione del tipo HTL, nella quale si può osservare che l'ordine di applicazione dei vettori attivi si inverte nel passaggio da un sotto-settore al successivo. Questo avviene in tutta la durata di ogni periodo di commutazione proprio per garantire una successione dei livelli della tensione  $v_P$  decrescenti in modulo.

La tipologia B rappresenta la controparte della precedente; ovvero, ad ogni periodo di modulazione, viene previsto uno switching pattern di tipo LTH. Esiste, tuttavia, anche una tecnica (Type-C) che prevede l'alternarsi di  $T_{switching}$  a percorsi HTL con quelli a sequenze LTH. Per la ragione citata poc'anzi, questo offre il vantaggio di mantenere invariato l'ordine di applicazione dei vettori per la completezza di tutto un settore. In conclusione, le soluzioni D ed E rappresentano le tecniche basate rispettivamente su soluzione a 6 segmenti ibrida e quella ad 8 segmenti.

### 2.3.2 Tecniche alternative basate su 3 vettori attivi

Oltre alle tecniche principali finora descritte, esistono alcune alternative. Come approfondimento si vuole valutare la possibilità di adottare soluzioni che sfruttano l'applicazione di 3 vettori attivi in un periodo di modulazione.

Una possibilità riguarda una tecnica che trova impiego soprattutto per eseguire l'interfacciamento del convertitore a matrice considerato con un veicolo elettrico. Rappresenta quindi una soluzione applicabile qualora il convertitore in esame venga sfruttato come ricaricatore della batteria di veicoli elettrici o ibridi.

Il metodo considerato costituisce una tecnica di modulazione ottimizzata al fine di ridurre il ripple della corrente di uscita. Il raggiungimento di questo obiettivo, che tale soluzione ha la capacità di soddisfare, ha una precisa utilità. Non a caso, fluttuazioni limitate della corrente con cui avviene la ricarica consentono di allungare la durata utile di vita della batteria [7].

L'entità del ripple di corrente è strettamente legato al valore del filtro  $L_o$  d'uscita, oltre che al tipo di modulazione PWM impiegata. Si potrebbe dunque pensare di aumentare le dimensioni dell'induttore di uscita per ottenere un ripple contenuto ancor prima di modificare la modulazione applicata.

Tuttavia, l'utilizzo di un induttore maggiore non è favore in termini di densità di potenza dell'impianto. Ecco il motivo per cui nasce questa tecnica che è simile alle principali ma apporta alcune modifiche.

Per comprendere la modulazione appena presentata si fa riferimento alla **figura 2.11**, dove vengono riportati i 6 vettori attivi che suddividono in settori le zone in cui può ricadere il vettore spaziale  $\vec{I}_{ref}$ .

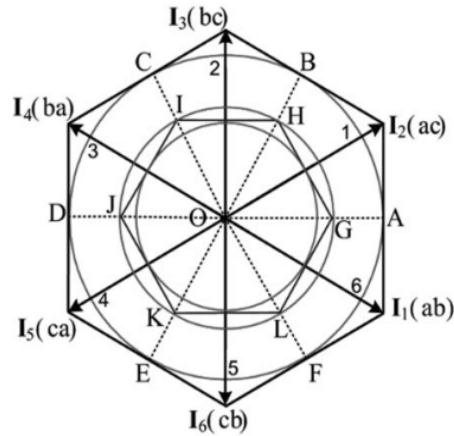


Figura 2.11: Rappresentazione dei vettori attivi per modulazione alternativa [7]

Nell'immagine troviamo indicati tra parentesi anche i pedici della tensione differenziale tra due linee associata a ciascun vettore, la quale viene assunta da  $v_P$  qualora il vettore in questione sia momentaneamente applicato. Particolare attenzione per descrivere la modulazione va riservata alle lettere maiuscole all'interno dei settori e in alcuni punti limite. L'unione tra queste ultime comporrà poligoni necessari alla spiegazione.

Infatti, il principio operativo si fonda su due situazioni possibili ed è il seguente:

- \* se il vettore  $\vec{I}_{ref}$  si trova collocato all'interno della regione individuata dall'esagono GHIJKL i vettori utilizzati in un periodo  $T_{switching}$  sono una coppia di attivi assieme ad un vettore nullo;
- \* viceversa, se il vettore da riprodurre mediamente in un periodo di commutazione si trova in una posizione compresa tra l'esagono GHIJKL e il cerchio dato da ABCDEF, i vettori sfruttati sono 3 e sono una terna di quelli attivi.

Per questa tecnica si prevede inoltre di effettuare un diverso piazzamento dei settori. Di conseguenza il primo settore non viene più inteso come quello compreso tra  $\vec{I}_1$  e  $\vec{I}_2$ , bensì come quello individuato dalla porzione a ventaglio data da AOB. A seguire, anche tutti gli altri settori si spostano rispetto a come vengono ordinariamente intesi per le già note tecniche principali.

A titolo di esempio, si prenda in esame il primo settore appena ridefinito. Sulla base del principio citato poc'anzi i vettori applicati in un singolo ciclo di commutazione sono diversi a seconda che  $\vec{I}_{ref}$  si trovi all'interno del poligono GHIJKL o esternamente ad esso. I vettori applicati nei 2 diversi frangenti sono mostrati nella **figura 2.12**.

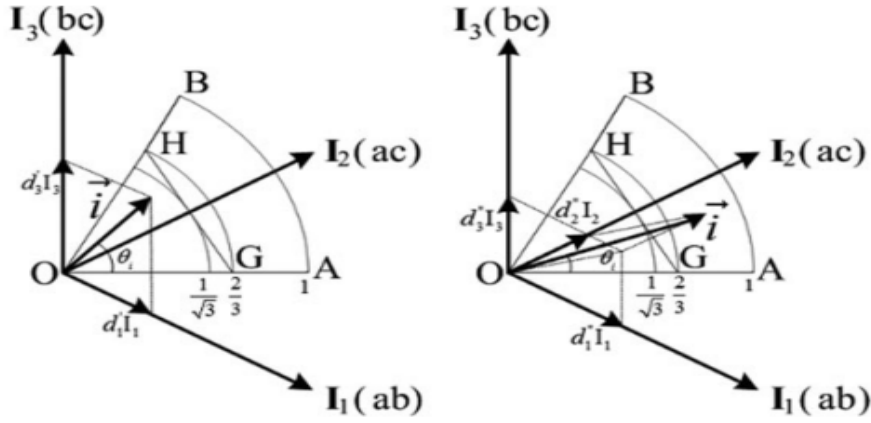


Figura 2.12: Modulazione alternativa nel primo settore [7]

Si vede la comparsa di vettori sovrapposti a quelli attivi di ampiezza minore poiché proporzionale alla durata necessaria di ciascuno di essi. La somma vettoriale si dimostra tale da dare origine al vettore di riferimento desiderato per le correnti di fase, indicato con  $\vec{i}$  nell'immagine.

Nella situazione di sinistra i vettori esercitati nel singolo ciclo di modulazione sono  $\vec{I}_1$ ,  $\vec{I}_3$  e  $\vec{I}_0$  e i relativi duty cycle, con cui applicare ciascuno di essi, son dati da:

$$\begin{cases} d_1 = \frac{T_1}{T_{switching}} = m_a \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_i\right) \\ d_3 = \frac{T_3}{T_{switching}} = m_a \cdot \sin\left(\theta_i + \frac{\pi}{6}\right) \\ d_0 = \frac{T_0}{T_{switching}} = 1 - d_1 - d_3 \end{cases}$$

dove  $\theta_i$  è l'angolo del vettore  $\vec{I}_{ref}$  formato con l'asse di inizio di questo primo settore.

Nella situazione in cui invece il vettore da ricreare sia al di fuori di GHIJKL, i vettori da usare saranno  $\vec{I}_1$ ,  $\vec{I}_2$  e  $\vec{I}_3$ . Anche per questo caso, si riportano di seguito i valori dei tempi di applicazione per ognuno:

$$\begin{cases} d_1 = \frac{T_1}{T_{switching}} = m_a \cdot \sin\left(\theta_i + \frac{\pi}{6}\right) \\ d_2 = \frac{T_2}{T_{switching}} = 1 - d_1 - d_3 \\ d_3 = \frac{T_0}{T_{switching}} = m_a \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_i\right) \end{cases}$$

Infine, viene riportato in **figura 2.13** un periodo di modulazione dimostrativo della tecnica alternativa finora analizzata.

Essendoci una duplice situazione possibile, vengono messi in mostra gli andamenti di  $v_P$  per entrambe le casistiche nel primo settore considerato. Anche per gli altri settori definiti si avranno 2 possibili schemi di switching a seconda della zona in cui ricade  $\vec{I}_{ref}$ .

In sintesi possiamo dire che questa modulazione presenta alcune differenze sostanziali rispetto alle tecniche principali. Innanzitutto i settori vengono traslati in senso orario di  $30^\circ$ . Poi va evidenziato che, nei casi in cui sono applicati solamente 2 vettori attivi in un ciclo, la coppia

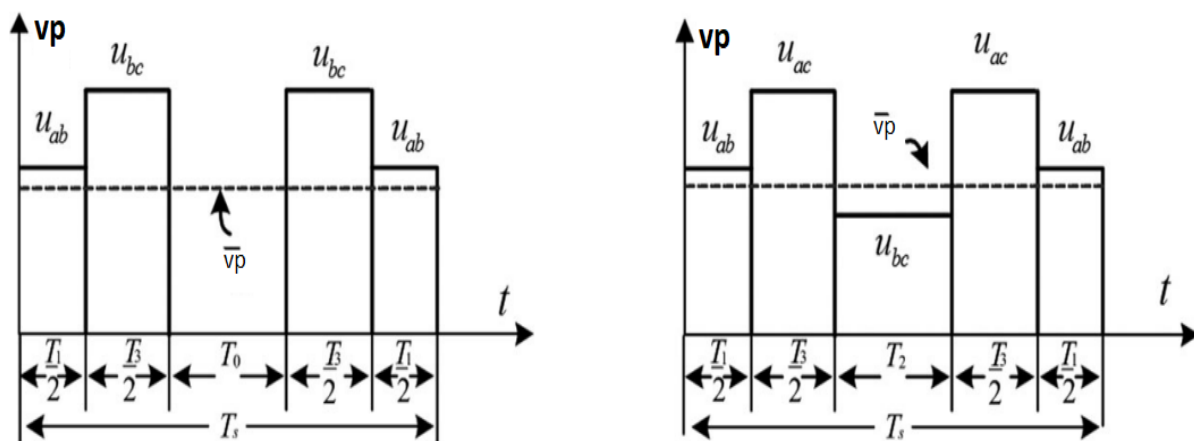


Figura 2.13: Periodi di modulazione alternativa [7]

di vettori non nulli impegnati non è mai adiacente essendovi un altro vettore attivo compreso tra i 2.

È anche vero, però, che si ha una similitudine con le tecniche principali viste in precedenza. Ovvero l'andamento delle commutazioni è tale da far assumere alla tensione  $v_p$  un carattere simmetrico in ogni  $T_{switching}$ . Questo è necessario ai fini di offrire buone caratteristiche sia per il ripple di corrente che, ad esempio, in termini di distorsioni di corrente.

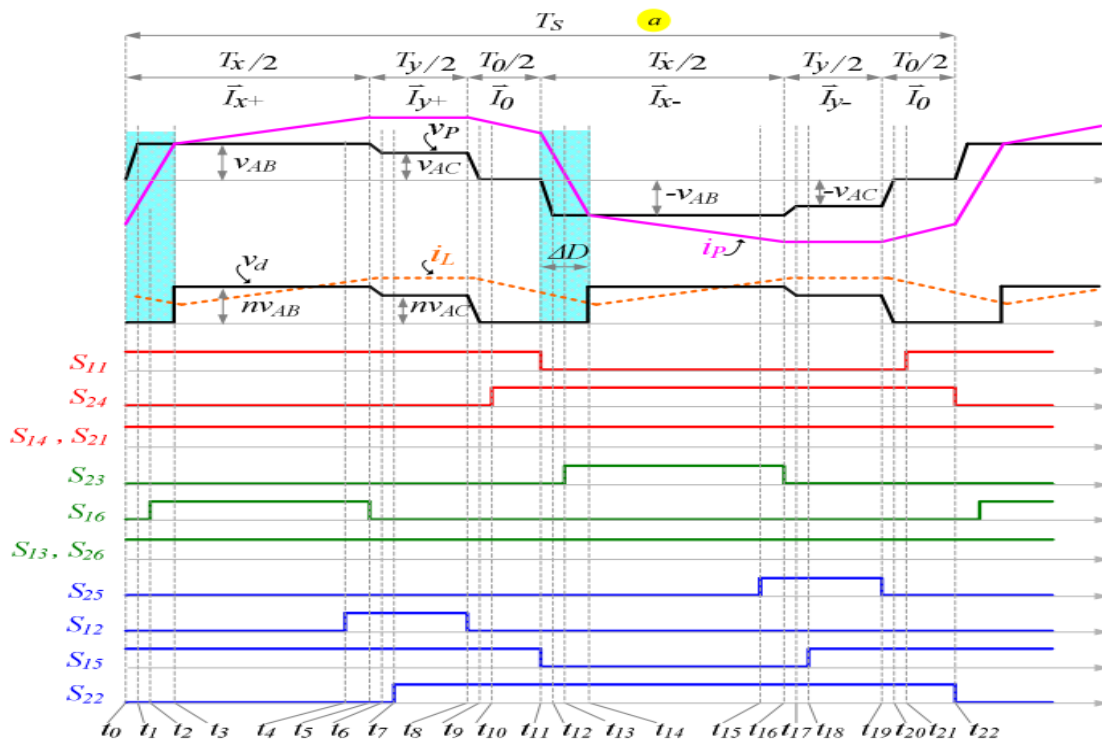
## 2.4 Commutazioni della modulazione Type-A proposta

Una volta compreso il principio operativo dell'impianto di conversione di potenza e la tecnica di modulazione PWM di tipo A proposta, risulta importante approfondire come avvengano le commutazioni tra i vettori. Il passaggio dall'applicazione di un vettore ad un altro corrisponde, appunto, al passaggio da una precisa configurazione circuitale ad un'altra. Ciascuna di queste sarà basata sulla scelta di mantenere chiusi o aperti i diversi interruttori bidirezionali.

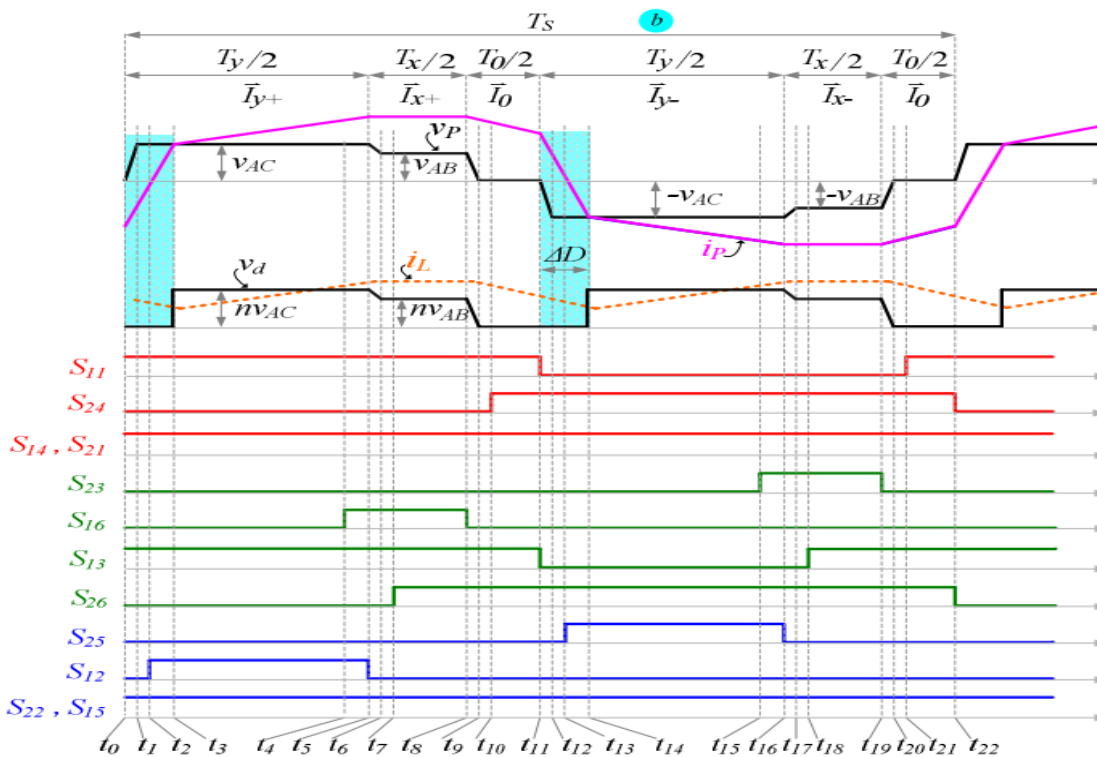
Le transizioni hanno come requisito principale quello di garantire di far switchare gli interruttori in modo tale che la loro commutazione sia di tipo ZVS, ovvero in modo da ridurre le perdite di energia legate al turn-ON.

Prendendo in considerazione ancora una volta il settore I, viene data particolare attenzione ai segnali di gate forniti ai MOSFET e alle azioni da intraprendere per garantire di operare in condizioni di ZVS (Zero-Voltage-Switching).

Di seguito vengono riportati l'andamento dei segnali di gate assieme alle principali forme d'onda del circuito; in **figura 2.14** vengono mostrati il sotto-settore  $I_a$  e l' $I_b$  [6].



(a) sotto-settore Ia



(b) sotto-settore Ib

Figura 2.14: Segnali di gate per modulazione Type-A [6]

Le forme d'onda riportate riguardano, in particolare, la tensione al lato primario  $v_P$  assieme alla corrente  $i_P$  ma anche la corrente  $i_L$  sull'induttanza d'uscita, sullo stesso grafico della tensione  $v_d$  raddrizzata al secondario del trasformatore.

Le zone evidenziate in azzurro rappresentano gli intervalli in cui avvengono duty loss. Con tale termine si indica la presenza di una porzione di tempo che viene decurtata alla durata desiderata e attesa di applicazione di un dato vettore. La presenza di queste discrepanze tra duty cycle che si vuole attuare e duty cycle effettivamente prodotto è la ragione per cui vengono a verificarsi delle distorsioni sulla forma d'onda delle correnti di fase. Infatti, le duty loss danno origine a delle componenti armoniche indesiderate che vanno ad aggiungersi nello spettro in frequenza di  $i_A$ ,  $i_B$  e  $i_C$  facendo sì che la terna non sia più perfettamente sinusoidale.

Nelle future operazioni e attività sperimentali verrà messa in luce la stretta dipendenza tra l'ampiezza degli intervalli di  $\delta$  loss e il valore dell'induttanza  $L_{lkg}$ . Tali perdite di durata di applicazione effettiva verranno studiate anche nella loro correlazione con altri parametri e si può mettere in risalto il fatto che hanno origine in corrispondenza degli attraversamenti dello zero della corrente  $i_P$ .

Concentrandosi proprio sul primo settore, si ricorda che la tensione di linea  $v_A$  rimane superiore a  $v_B$  e  $v_C$  per tutta la durata del settore stesso. Di conseguenza si potranno individuare degli interruttori che possono rimanere costantemente in conduzione in quanto i loro diodi body rimangono polarizzati direttamente fino all'inizio del settore successivo [6]. Essi sono i MOSFET  $S_{14}$  e  $S_{21}$  visibili in **figura 2.2**, installati sul convertitore. Infatti, anche nell'immagine precedente è possibile notare la presenza di un segnale di gate per i due interruttori a livello logico sempre alto.

Per quanto riguarda l'intervallo  $-30^\circ \leq \theta \leq 0^\circ$  del sotto-settore  $a$ , anche gli interruttori  $S_{13}$  e  $S_{26}$  vengono mantenuti ON con un segnale di gate positivo per la medesima ragione di  $S_{14}$  e  $S_{21}$ . Questo è facilmente dimostrabile osservando l'impianto e ricordando che per  $-30^\circ \leq \theta \leq 0^\circ$  la linea B presenta il potenziale inferiore fra le tre linee. Particolare attenzione va data agli interruttori  $S_{15}$  e  $S_{22}$  per non incorrere in situazioni di cortocircuito tra la linea B e C. In particolare,  $S_{15}$  e  $S_{23}$  devono lavorare in modo da non andare in conduzione contemporaneamente. La stessa cosa deve valere per la coppia  $S_{22}$  e  $S_{16}$ .

Analizzando la seconda metà del settore, ovvero nel range  $0^\circ \leq \theta \leq +30^\circ$ , valgono considerazioni simili. In questo intervallo la linea a potenziale inferiore diventa la fase C. Gli interruttori che possono esser mantenuti accesi  $S_{13}$  e  $S_{26}$ , assieme ai già citati  $S_{14}$  e  $S_{21}$ , vengono sostituiti da  $S_{15}$  e  $S_{22}$ . Ancora una volta, ci saranno delle coppie di interruttori che dovranno lavorare in modo complementare. Ovvero dovranno funzionare durante il sotto-settore  $b$  con un certo sincronismo per non generare cortocircuiti tra le linee B e C. Queste coppie sono date da  $S_{13}$  e  $S_{25}$  da un lato ed  $S_{26}$  e  $S_{12}$  dall'altro.

Per ciascuno dei 6 settori esiste la possibilità di separare gli interruttori in due categorie in base al compito da loro svolto. Esse sono:

- synchronous rectification switches;
- active switches.

La prima famiglia interessa gli interruttori i cui diodi body sono polarizzati direttamente e i quali hanno la funzione di limitare le perdite per conduzione, mentre la seconda comprende gli interruttori che devono operare in modo tale da ottenere condizioni operative di tipo ZVS.

Sector of $\vec{I}_{ref}$		I (a)						I (b)					
Angle ( $\theta$ )		$-30^\circ < \theta < 0^\circ$						$0^\circ < \theta < 30^\circ$					
Primary Current		$i_p > 0$			$i_p < 0$			$i_p > 0$			$i_p < 0$		
Space Vector		$\vec{I}_{x+}$	$\vec{I}_{y+}$	$\vec{I}_0$	$\vec{I}_{x-}$	$\vec{I}_{y-}$	$\vec{I}_0$	$\vec{I}_{y+}$	$\vec{I}_{x+}$	$\vec{I}_0$	$\vec{I}_{y-}$	$\vec{I}_{x-}$	$\vec{I}_0$
Switching States	Active Switches	$S_{11}$ $S_{16}$	$S_{11}$ $S_{12}$	$S_{11}$ $S_{24}$	$S_{23}$ $S_{24}$	$S_{24}$ $S_{25}$	$S_{11}$ $S_{24}$	$S_{11}$ $S_{12}$	$S_{11}$ $S_{16}$	$S_{11}$ $S_{24}$	$S_{24}$ $S_{25}$	$S_{23}$ $S_{24}$	$S_{11}$ $S_{24}$
	Synchronous Rectification Switches	$S_{13}$ $S_{14}$ $S_{21}$ $S_{26}$ $S_{15}$	$S_{13}$ $S_{14}$ $S_{21}$ $S_{26}$ $S_{15}$	$S_{13}$ $S_{14}$ $S_{21}$ $S_{26}$ $S_{15}$	$S_{13}$ $S_{14}$ $S_{21}$ $S_{26}$ $S_{22}$	$S_{13}$ $S_{14}$ $S_{21}$ $S_{26}$ $S_{15}$	$S_{13}$ $S_{14}$ $S_{21}$ $S_{26}$ $S_{15}$	$S_{13}$ $S_{14}$ $S_{21}$ $S_{26}$ $S_{15}$	$S_{14}$ $S_{15}$ $S_{21}$ $S_{22}$ $S_{13}$	$S_{14}$ $S_{15}$ $S_{21}$ $S_{22}$ $S_{13}$	$S_{14}$ $S_{15}$ $S_{21}$ $S_{22}$ $S_{13}$	$S_{14}$ $S_{15}$ $S_{21}$ $S_{22}$ $S_{13}$	$S_{14}$ $S_{15}$ $S_{21}$ $S_{22}$ $S_{13}$

Tabella 2.2: Conduzione degli switch nel settore I [5]

Nel caso del primo settore, gli switch per cui si verifica la polarizzazione diretta del proprio diodo body sono  $S_{21}$ ,  $S_{14}$ ,  $S_{13}$ ,  $S_{26}$ ,  $S_{15}$  e  $S_{22}$ . I restanti  $S_{11}$ ,  $S_{24}$ ,  $S_{23}$ ,  $S_{16}$ ,  $S_{25}$  e  $S_{12}$  sono, invece, quelli che vengono messi in conduzione attivamente.

Nella **tabella 2.2** viene riportata la lista di interruttori appartenenti alle 2 categorie che vengono mantenuti accesi. Nel dettaglio, vengono elencati gli interruttori in stato ON ad ogni vettore spaziale applicato e in entrambe le direzioni di scorrimento della corrente  $i_p$ .

È inoltre possibile disegnare una macchina a stati che evidenzia le commutazioni da eseguire per la modulazione Type-A ad ogni settore. In **figura 2.15** viene proiettata la sequenza delle varie modifiche circuitali che si susseguono nel primo settore.

Vengono analizzati entrambi i sottosectori  $a$  e  $b$  considerando di dover illustrare quanto avviene per un singolo periodo di commutazione generico. Risulta ovviamente rispettato l'ordine di applicazione dei vettori e si denota, inoltre, una precisa peculiarità nel passaggio da uno all'altro [5]. Ovvero vengono richieste una chiusura e un'apertura fra gli interruttori (2-step commu-



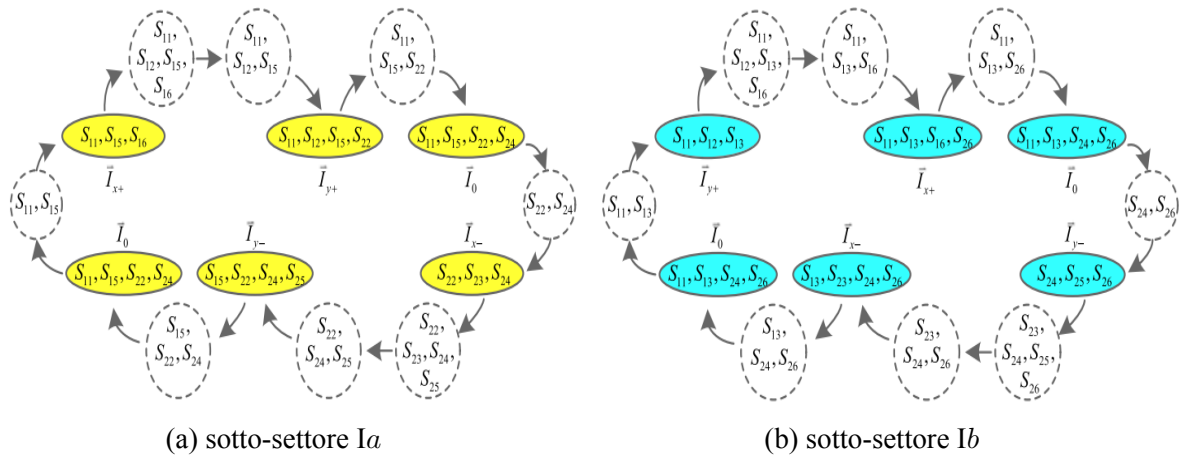


Figura 2.15: Macchina a stati delle commutazioni Type-A [5]

tation) sia nel passaggio da vettore attivo a vettore nullo  $\vec{I}_0$  che nel caso inverso. Nel caso della transizione HTL tra i due vettori attivi sono, invece, necessarie 3 azioni (3-step commutation).



# Capitolo 3

## Analisi in regime stazionario

A seguito dell'estesa trattazione del circuito e del principio operativo del convertitore sotto osservazione viene, ora, dato uno sguardo più attento e incentrato sulla comprensione del comportamento steady-state. In particolare, si desidera approfondire e studiare l'operatività dei dispositivi di commutazione in condizioni ZVS assieme all'andamento assunto da alcune tra le più importanti variabili dell'impianto.

Verranno, infatti, discusse grandezze di rilevante interesse ai fini di un'ottimizzazione del funzionamento dell'impianto. Tra le principali trovano posto le perdite di duty cycle (duty loss), le distorsioni sulle correnti di fase, il ripple di corrente sull'induttore d'uscita e le perdite di potenza nelle commutazioni.

Si tenga ben a mente che tra i principali obiettivi di queste analisi è presente l'individuazione delle strategie necessarie in termini di miglioramenti dell'efficienza e della densità di potenza, raggiungibili anche tramite l'aumento delle frequenze di commutazioni impiegate. Non a caso, gli interruttori MOSFET impiegati consentono di raggiungere frequenze di switching molto maggiori rispetto a quelle che sarebbero in grado di sopportare degli IGBT. Questi ultimi, oltre ad esser dispositivi di commutazione più lenti, presentano delle perdite per conduzione maggiori in media potenza rispetto a quelle che riguardano i MOSFET.

### 3.1 Operatività in ZVS

In una prima istanza vengono analizzate ed esposte le accortezze e le azioni da portare a compimento circuitalmente per garantire di operare in condizioni di ZVS nel settore Ia. La trattazione riguarda la modulazione Type-A ed è estendibile anche ad altri sotto-settori in maniera simile.

È possibile riassumere le modifiche assunte dal circuito in 8 modalità che si susseguono in sequenza all'interno di un solo periodo di commutazione. Durante la descrizione di ciascuna di esse si potrà far riferimento agli istanti temporali e alle forme d'onda contenuti in **figura 2.14**.

Alla prima modalità verrà assegnata la numerazione 0 in quanto ci si riferisce all'imminente fine del periodo  $T_{switching}$ , precedente a quello che ci si appresta ad iniziare. In questa fase zero si ha, infatti, la circolazione di corrente al primario attraverso la chiusura di una sola gamba ( $S_{11}, S_{21}, S_{14}, S_{24}$  tutti ON); tale situazione corrisponde con l'applicazione di un vettore nullo e quindi  $v_P = 0V$  [6].

Durante la mode 1 avviene la transizione dal vettore nullo  $\vec{I}_0$  al vettore attivo  $\vec{I}_{x+}$ . In questa fase l'energia accumulata nell'induttanza di leakage  $L_{lk}$  viene trasferita alle capacità in parallelo agli interruttori  $S_{24}, S_{16}, S_{12}$  e  $S_{22}$ . Tale energia deve essere sufficiente al fine di caricare la capacità equivalente di  $C_{24}, C_{16}, C_{12}, C_{22}$  e quella parassita del trasformatore. La situazione appena descritta viene mostrata nel circuito equivalente di **figura 3.1**, dove  $C_{eq}$  deve caricarsi da 0 a  $v_{AB}$  per poter effettuare il turn-on di  $S_{16}$  in condizioni ZVS.

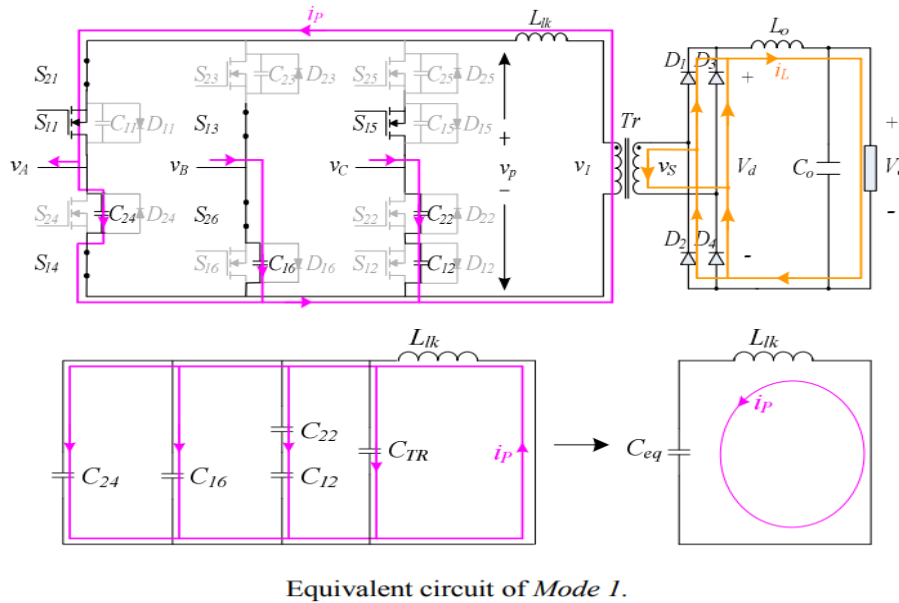


Figura 3.1: Mode 1:  $t=[t_0, t_1]$  [6]

Poiché l'energia accumulata da  $C_{eq}$  al termine di questa fase (istante  $t_1$ ) è data da  $E_c = \frac{1}{2} \cdot (\sqrt{3}v_{AB})^2 \cdot C_{eq}$ , si ha che il caso peggiore per garantire ZVS si verifica in corrispondenza del valore massimo assunto da  $v_{AB}$ . Alla fine di questa mode la tensione ai capi di  $L_{lk}$  deve esser quindi  $v_{AB}$  grazie al caricamento delle capacità. Inoltre il diodo  $D_{16}$  inizia a condurre.

Nella modalità 2 la tensione ai capi dell'avvolgimento primario del trasformatore rimane nulla e la corrente  $i_P$  cresce linearmente con andamento a rampa. Durante questa fase  $i_P$  subisce, quindi, un'inversione del verso di scorrimento. Tale ribaltamento avviene all'istante  $t_2$ ; momento in cui anche  $S_{16}$  viene messo in conduzione in una situazione di tensione nulla ai suoi capi. Questa mode termina quando  $v_{AB}$  appare ai capi dell'avvolgimento primario e segna il completamento dell'attivazione del vettore  $\vec{I}_{x+}$ .

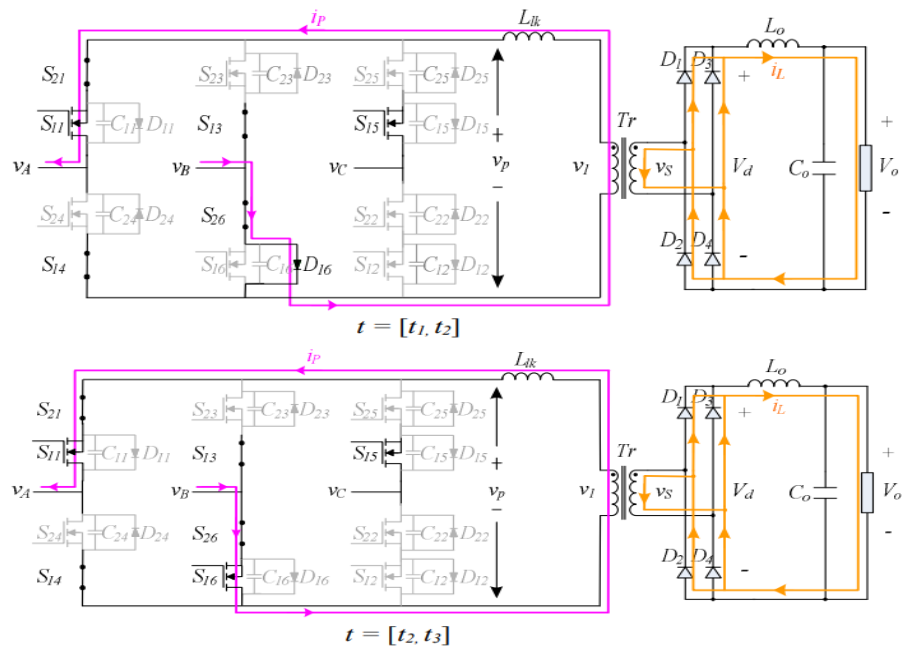


Figura 3.2: Mode 2:  $t=[t_1, t_3]$  [6]

Nel corso della mode 3 avviene il trasferimento di energia dal lato primario al secondario in quanto la tensione  $V_{AB}$  risulta ai capi dell'avvolgimento primario del trasformatore. Il vettore  $\vec{I}_{x+}$  applicato corrisponde con  $\vec{I}_{1+}$  dato che si sta considerando il settore Ia e, pertanto, la corrente  $i_P$  procede dalla fase A verso la fase B.

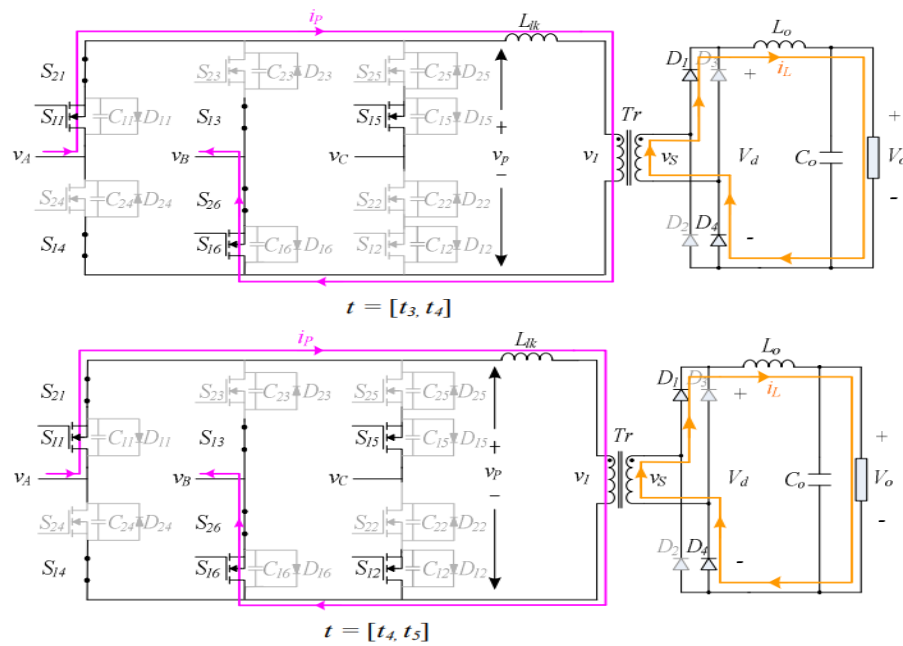


Figura 3.3: Mode 3:  $t=[t_3, t_5]$  [6]

All'interruttore  $S_{12}$  viene inviato un segnale positivo al gate di turn-on all'istante  $t_4$ ; questa azione è necessaria per creare le condizioni opportune per il passaggio al vettore attivo successivo ( $I_{y+}$ ).

Va sottolineato che questa commutazione di  $S_{12}$  non avviene in modo ZVS. Ne conseguirà pertanto una certa perdita di potenza legata al valore di tensione ai capi dell'interruttore stesso. Tale potenziale sarà dato da  $v_{AC} - \frac{1}{2}v_{AB}$  e si può affermare che, pur variando nel range dei  $30^\circ$  all'interno di  $I_a$ , è un valore molto basso che causa una perdita di commutazione piuttosto contenuta. Quanto accade viene illustrato sinteticamente nella **figura 3.3**.

Segue ora la modalità 4 nella quale avviene l'effettivo passaggio dal vettore  $I_{1+}$  ( $I_{x+}$ ) al vettore  $I_{2+}$  ( $I_{y+}$ ). Come avveniva nel mode 1, anche qui avviene la transizione tra due vettori. Questa fase ha inizio all'istante  $t_5$ , momento in cui viene spento  $S_{16}$ . L'induttore del filtro d'uscita  $L_o$  risulta in serie con  $L_{lkg}$  e l'energia, complessivamente immagazzinata in ambo gli elementi, viene in parte adoperata nelle fasi di redistribuzione dell'energia nella carica/scarica dei condensatori  $C_{24}$ ,  $C_{16}$  e  $C_{22}$ . Essendo il quantitativo di energia contenuta in  $L_{lkg}$  e  $L_o$  di gran lunga superiore a quella richiesta viene garantito che la seguente commutazione sia di tipo ZVS.

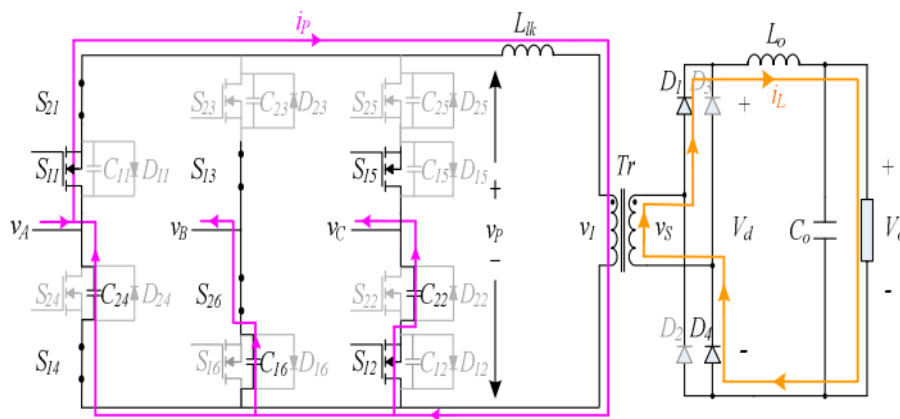


Figura 3.4: Mode 4:  $t=[t_5, t_6]$  [6]

Come visibile nella **figura 3.4**, all'istante conclusivo  $t_6$  della mode 4 si vede che la tensione ai capi di  $C_{22}$  è nulla e va in conduzione il diodo  $D_{22}$ . Sarà proprio questo a rendere possibile il turn-on di  $S_{22}$  durante la mode 5 con tensione nulla ai suoi capi.

Nella fase 5 avviene la conduzione di energia dal primario verso il secondario finché viene applicato il vettore  $I_{y+}$ , che corrisponde a  $I_{2+}$ . In questo caso ai capi dell'avvolgimento primario troviamo la tensione concatenata  $v_{AC}$ ; infatti la corrente  $i_P$  procede dalla fase A verso la linea C. Graficamente la situazione viene nuovamente riassunta in **figura 3.5**, dove all'istante  $t_7$  avviene il turn-on di  $S_{22}$  in condizioni di tensione nulla. Questa modalità termina lasciando spazio alla mode 6 quando viene  $S_{12}$  viene spento (istante  $t_8$ ).

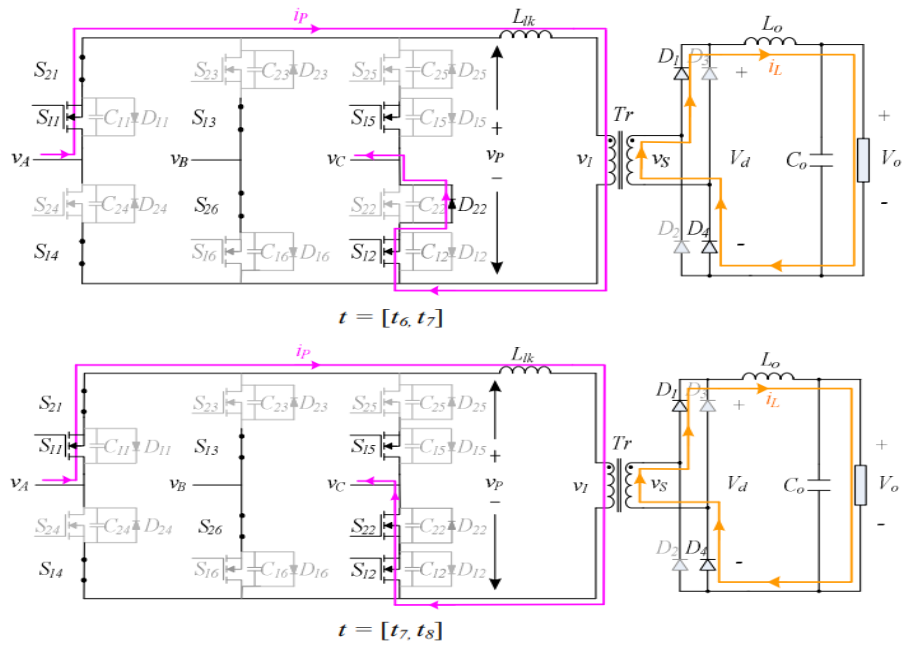


Figura 3.5: Mode 5:  $t=[t_6, t_8]$  [6]

Nella sesta modalità  $C_{12}$  e  $C_{16}$  vengono caricate mentre  $C_{24}$  viene scaricata. Ad un certo punto ( $t_9$ ) la tensione ai capi di  $C_{24}$  è nulla perché il condensatore si è completamente scaricato; quello è il momento in cui  $D_{24}$  inizia a condurre corrente. Come avvenuto nella mode 4, viene nuovamente messa in gioco parte dell'energia condivisa da  $L_{lk}$  e  $L_o$  e anche la capacità equivalente da caricare assume lo stesso valore. Al termine si ottiene il passaggio al vettore nullo  $\vec{I}_0$  e si ha che  $v_P = 0V$ .

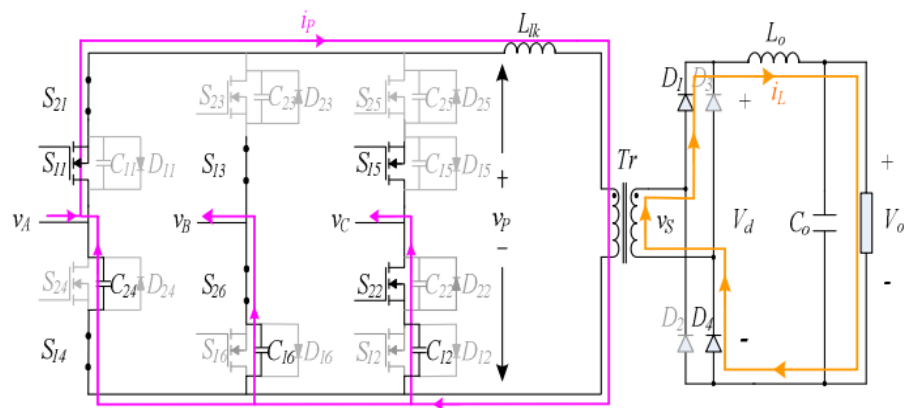


Figura 3.6: Mode 6:  $t=[t_8, t_9]$  [6]

All'inizio della mode 7 la corrente al primario circola attraverso  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{16}$  e il diodo  $D_{24}$ . Giunti al tempo  $t_{10}$  avviene il turn-on di  $S_{24}$  in condizioni di tensione nulla, il quale si

sostituirà al relativo diodo per veicolare la corrente. Per tutta la durata di questa modalità la tensione  $v_P$  è nulla e, infatti, anche il vettore applicato risulta essere  $\vec{I}_0$ . La modalità si conclude con lo spegnimento di  $S_{11}$  in  $t_{11}$  e rappresenta la conclusione di metà esatta del periodo di commutazione. La restante metà che compone il  $T_{switching}$  all'interno del settore  $I_a$  è analoga e non viene discussa.

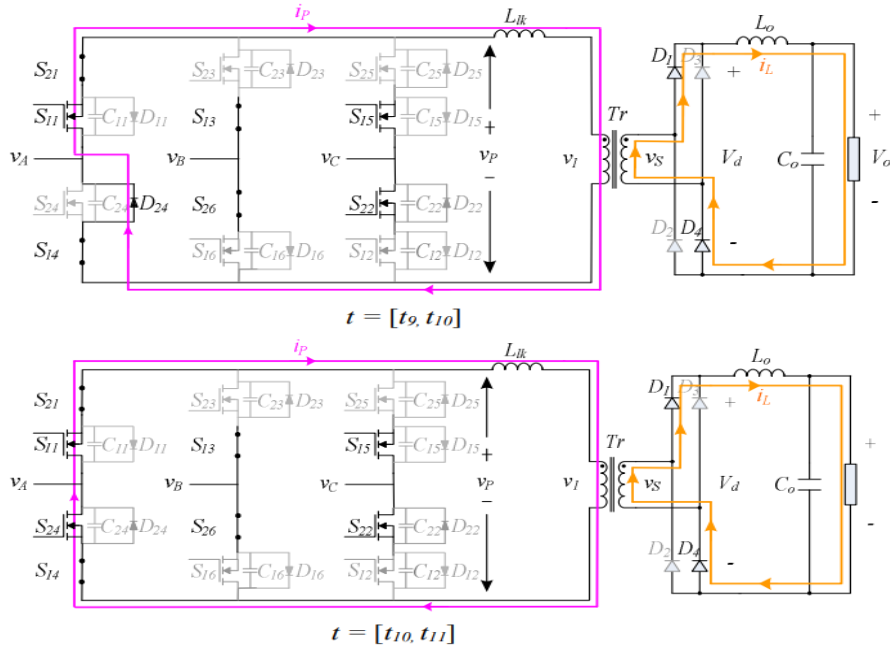


Figura 3.7: Mode 7:  $t=[t_9, t_{11}]$  [6]

### 3.2 Perdita di duty cycle

Come visto anche nella **figura 2.2** di impianto, il convertitore ac-dc Buck isolato impiega dunque un'induttanza di leakage  $L_{lkg}$  che viene sfruttata per far funzionare in condizioni di ZVS gli interruttori. A seconda del valore assunto da questa induttanza si verifica, come effetto indesiderato, una certa riduzione del duty cycle.

La presenza di duty loss implica l'aumento delle perdite per conduzione e limita il massimo valore di frequenza di commutazione accettabile. Questo si riflette in un calo dell'efficienza e della densità di potenza che si va ad ottenere.

Oltre all'induttanza  $L_{lkg}$  esistono anche altri fattori che concorrono ad influenzare e determinare l'entità del duty loss. Essi comprendono l'indice di modulazione  $m_a$ , il rapporto di trasformazione  $n$  e la frequenza  $f_{switching}$  [8].

Ricordando quanto visto in **figura 2.14**, gli intervalli  $\Delta D_x$  hanno origine durante il passaggio dall'applicazione di un vettore nullo ad un vettore attivo. Durante questi intervalli il



trasferimento di potenza dalla rete di ingresso verso il carico in uscita è nullo. La corrente al primario  $i_P$  cambia gradualmente il suo verso di scorrimento seguendo un andamento a rampa.

La totale variazione di  $i_P$  durante gli intervalli  $\Delta D_x$  viene indicata con la notazione  $I_{dx}$  ed è legata alla corrente in uscita  $I_o$  dalla seguente relazione:

$$I_{dx} \cong 2 \cdot n \cdot I_L = 2 \cdot n \cdot I_o.$$

La perdita totale di duty cycle che si manifesta all'interno di un singolo periodo di commutazione può esser determinata come segue:

$$\Delta D_{total} = 2\Delta D_x = \frac{4 \cdot n \cdot I_o \cdot L_{lkg}}{v_P(\theta) \cdot T_{switching}}.$$

In quest'ultima espressione,  $v_P(\theta)$  rappresenta la tensione ai capi della  $L_{lkg}$  durante l'intervallo  $\Delta D_x$  e  $\theta$  è il già noto angolo che rappresenta la fase del vettore spaziale desiderato  $\vec{I}_{ref}$  per le correnti di linea nel riferimento stazionario  $\alpha - \beta$ .

Per individuare i momenti in cui il duty loss assume il suo valore massimo bisogna considerare gli istanti temporali posizionati nella precisa metà di ogni settore. Infatti, se consideriamo il settore I, in corrispondenza della sua metà ( $\theta = 0$ ) si ha:

$$\Delta D_{totalmax} = \frac{8}{3} \cdot \frac{n \cdot I_o \cdot L_{lkg}}{V_m \cdot T_{switching}},$$

dove  $V_m$  è il valore massimo in modulo che può assumere una singola tensione di fase.

In aggiunta è possibile esprimere la tensione di uscita come  $V_o = \frac{3}{2} n \cdot m_a \cdot V_m$  e riutilizzando quest'ultima espressione in quella vista per  $\Delta D_{totalmax}$  si ottiene:

$$\Delta D_{totalmax} = \frac{4 \cdot n^2 \cdot m_a \cdot L_{lkg}}{R_o \cdot T_{switching}},$$

in cui  $R_o = \frac{V_o}{I_o}$  è la resistenza di carico.

Va inoltre detto che la perdita di duty cycle non impatta solamente sulle perdite di potenza e, quindi, sull'efficienza complessiva dell'impianto. Infatti, la presenza di questo fenomeno rappresenta un aspetto penalizzante anche per quanto riguarda la corrente di ingresso proveniente dalle fasi e la tensione in uscita: la terna di correnti in input dalla rete trifase presenterà delle forme d'onda caratterizzate da una certa distorsione totale armonica (THD) e la tensione d'uscita  $V_o$  assumerà un comportamento oscillatorio con un certo ripple.

La presenza di componenti armoniche indesiderate nella parte in bassa frequenza dello spettro di  $V_o$  e delle correnti di fase  $i_A$ ,  $i_B$  e  $i_C$  è dovuta al fatto che gli andamenti di tali grandezze sono determinati dal valore di duty cycle effettivamente applicato.

Può sicuramente risultare interessante l'idea di mettere a confronto le perdite di duty cycle ottenute nella modulazione a 8 segmenti (Type-E) con quelle della modulazione Type-A proposta e finora analizzata. La comparazione viene riportata visivamente nella **figura 3.8**.

La prima cosa che balza all'occhio è la presenza di 2 intervalli di duty loss aggiuntivi nel caso della modulazione Type-E rispetto a quello della modulazione a 6 segmenti. Queste 2 fasce temporali vengono indicate con  $\Delta D_y$  in quanto si verificano in corrispondenza dell'applicazione del vettore attivo  $\vec{I}_y$ . Esse si aggiungono alle già citate  $\Delta D_x$  andando a costituire 4 intervalli

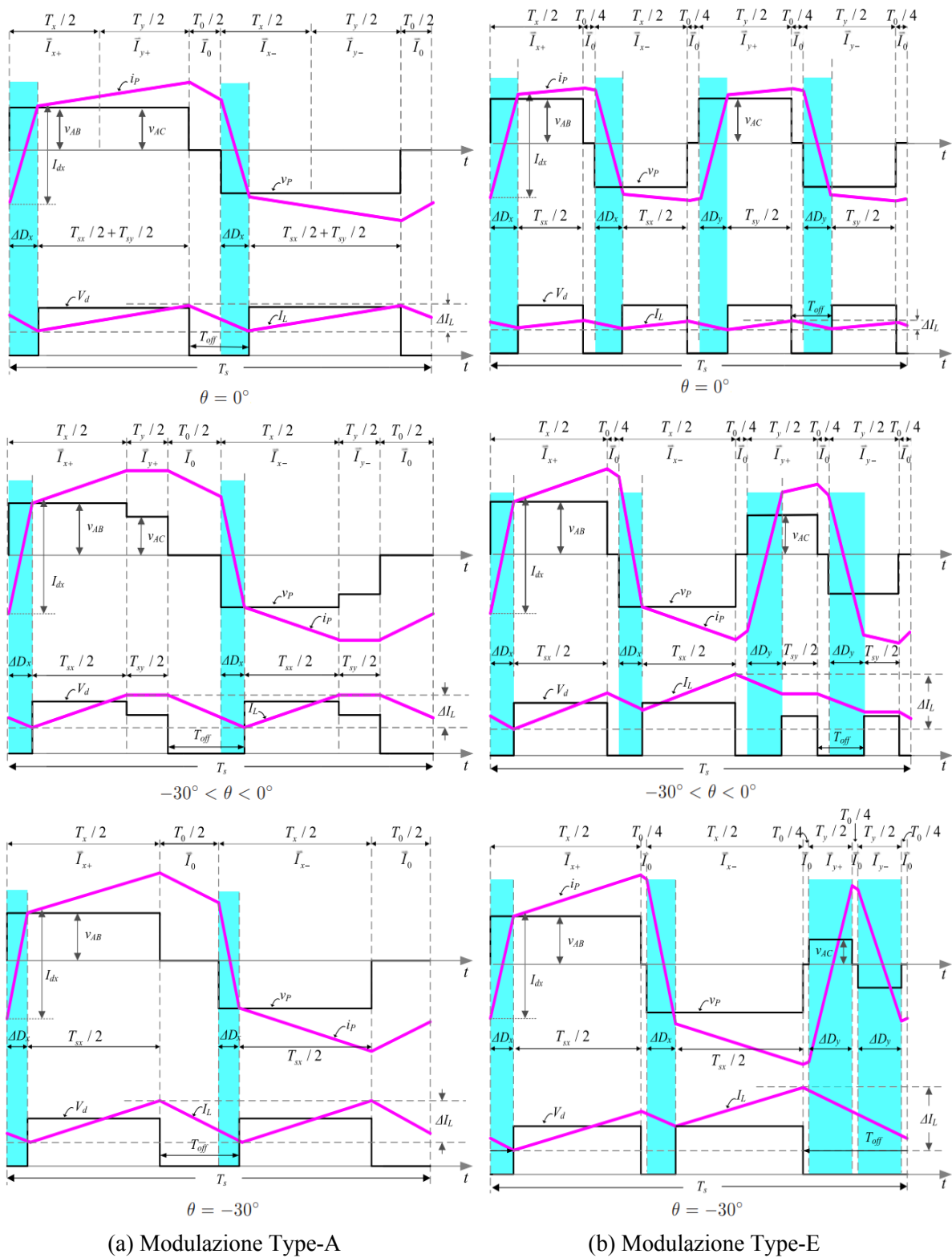


Figura 3.8: Confronto tra duty loss per diverse modulazioni [5]

complessivi di duty loss all'interno di un periodo di commutazione  $T_{switching}$  per la tecnica Type-E: questo rimarca una prima differenza essenziale tra le 2 tecniche viste.

Gli intervalli  $\Delta D_y$  risultano caratterizzati da una durata maggiore rispetto a  $\Delta D_x$ . Il motivo di questa differenza viene spiegato considerando il valore assoluto della tensione  $v_P$  applicata in uscita dal raddrizzatore PFC durante l'arco temporale in cui avvengono le duty loss. Infatti, durante ciascun periodo  $\Delta D_x$  o  $\Delta D_y$ , la tensione ai capi degli avvolgimenti del trasformatore è nulla e di conseguenza  $v_P$  coincide con la tensione ai capi dell'induttanza di dispersione  $L_{lkg}$ .

Essendo  $v_P$  di maggiore intensità durante le fasi di applicazione del vettore  $\vec{I}_x$  all'interno del range  $-30^\circ \leq \theta \leq 0^\circ$ , è lecito aspettarsi che la durata dei  $\Delta D_x$  sia più contenuta rispetto a quella dei  $\Delta D_y$ . Infatti la pendenza con cui la corrente  $i_P$  varia durante i duty loss è legata alla seguente relazione:

$$v_P = L_{lkg} \cdot \frac{di_P}{dt}.$$

Più ci si avvicina alla situazione in cui  $\theta = -30^\circ$  più la tensione  $v_P$  cresce in modulo durante l'applicazione di  $\vec{I}_x$ . Infatti durante  $\Delta D_x$  avviene l'applicazione della tensione concatenata  $v_{AB}$  tramite il bridge-x, la quale coinciderà esattamente con il valore di  $v_P$ . Pertanto, all'avvicinarsi del primo estremo in cui inizia il settore Ia, viene a generarsi una duplice conseguenza: gli intervalli  $\Delta D_x$  si restringono mentre i  $\Delta D_y$  si ampliano. Il caso limite viene raggiunto proprio per  $\theta = -30^\circ$ , come visibile dai grafici.

Un dettaglio evidenziabile nel frangente in cui  $\theta = -30^\circ$  è che gli intervalli  $\Delta D_x$  diventano esattamente pari a metà degli intervalli  $\Delta D_y$ . Questo accade perché la tensione  $v_P$  nei due periodi di duty loss è rispettivamente  $v_{AB}$  e  $v_{AC}$  e dunque l'una la metà dell'altra in termini di intensità all'inizio del settore I.

Infine è possibile esaminare la mancanza degli impulsi di tensione  $V_d$  (raddrizzata al secondario del trasformatore tramite il ponte a diodi) legati al vettore  $\vec{I}_y$ . Essi risultano assenti negli istanti iniziali e finali del settore I, ovvero in  $\theta = \pm 30^\circ$  e costituiscono dei contributi nulli sul trasferimento di potenza in uscita. Provocano inoltre, negativamente, delle perdite di potenza per conduzione e commutazione dal lato primario [5].

Il confronto delle duty cycle losses misurate per le 2 tecniche di commutazione considerate viene riportato anche nella **tabella 3.1**. I valori numerici riportati in essa sono normalizzati rispetto al valore complessivo di duty loss  $\Delta D_{total} = 2\Delta D_x$  assunto per la modulazione Type-A nel punto di lavoro  $\theta = 0^\circ$ , coincidente con il valore massimo assunto da  $\Delta D_{total}$  nel primo settore.

Nel caso della modulazione Type-E le perdite di duty cycle complessive saranno ovviamente maggiori, in quanto date da:

$$\Delta D_{total} = 2\Delta D_x + 2\Delta D_y.$$

Il fatto che gli intervalli  $\Delta D_y$  siano pari a  $\Delta D_y = 2\Delta D_x$  in  $\theta = -30^\circ$  è confermato dai

$\theta$	$\Delta D_{total}$ of "Type A" PWM	$\Delta D_{total}$ of "Type E" PWM
$\theta = 0^\circ$	1	2
$-30^\circ < \theta < 0^\circ$ , $0^\circ < \theta < 30^\circ$	$\sqrt{3}/2 < \Delta D_{total} < 1$	$2 < \Delta D_{total} < 3\sqrt{3}/2$
$\theta = \pm 30^\circ$	$\Delta D_{total} = \sqrt{3}/2$	$\Delta D_{total} = 3\sqrt{3}/2$

Tabella 3.1: Confronto tra duty loss per diverse tecniche di modulazione [5]

valori riportati in tabella. Rispettivamente, essi sono  $2\Delta D_x = \frac{\sqrt{3}}{2}$  nella situazione Type-A e  $\frac{3\sqrt{3}}{2}$  nel caso Type-E. Quest'ultimo valore coincide esattamente a  $2\Delta D_x = \frac{\sqrt{3}}{2}$  sommato a  $2\Delta D_y = 4\Delta D_x = \sqrt{3}$ .

Avendo considerato in tutta questa trattazione dei valori costanti sia per la frequenza di switching sia per l'induttanza  $L_{lk,g}$  in entrambe le tipologie di modulazione, è corretto affermare che le duty losses nella modulazione Type-A proposta risultano inferiori a quelle che si ottengono nella modulazione Type-E a parità di condizioni operative.

In aggiunta si può anche constatare che le 2 tecniche possono raggiungere le stesse perdite di duty cycle nel caso in cui la modulazione Type-A proposti impieghi un valore di induttanza di dispersione più elevato.

### 3.2.1 Compensazione della perdita di duty

Dopo aver trattato il fenomeno delle duty losses e analizzato il loro impatto rapportato al tipo di modulazione implementata, diventa rilevante studiare una possibile strategia che consenta di eliminare o quantomeno limitare tale problematica.

Tra i principali effetti indesiderati da evitare sono già state citate le componenti armoniche in bassa frequenza che causano una certa distorsione delle correnti di fase e della tensione media d'uscita. Oltre a questi, ci sono anche altre importanti motivazioni che spingono allo studio di una tecnica risolutiva. Una di queste è specialmente la riduzione delle perdite di potenza legate alla circolazione di corrente durante gli intervalli di duty loss. Come verrà dimostrato matematicamente, diventare capaci di contenere/ridurre l'ampiezza questi intervalli sarà equivalente a distribuire potenza in uscita spingendosi verso valori elevati dell'indice di modulazione  $m_a$ . E, poi, maggiore è la durata del duty loss maggiore è la limitazione sulla massima frequenza di commutazione a cui può operare il convertitore.

La tecnica che viene proposta è considerabile valida per il caso specifico della modulazione Type-A proposta. Essa si basa su un'idea di fondo molto semplice e astuta: prolungare l'applicazione del primo dei due vettori attivi, al quale corrisponde il livello di tensione  $v_P$  più elevato. La finestra temporale con cui estendere tale applicazione ha una durata esattamente pari al tempo impiegato dalla corrente  $i_P$  a cambiare direzione. Ovvero coincide perfettamente con la durata del duty loss  $\Delta D_{total} = 2\Delta D_x$  (nel caso Type-A considerato).

Pertanto si può affermare che per eseguire il suddetto accorgimento è necessario decurtare una certa porzione del tempo di applicazione del vettore nullo. Quest'ultima coinciderà esattamente con la durata del duty loss e verrà sommata al tempo di applicazione inizialmente destinato al vettore attivo. Tramite la compensazione i duty cycle dei vettori attivi possono allora essere riscritti come segue:

$$\begin{cases} D_x(\theta) = D_{sx}(\theta) + \Delta D_{total}(\theta) = D_{sx}(\theta) + 2\Delta D_x(\theta) \\ D_y(\theta) = D_{sy}(\theta) \end{cases}$$

dove  $D_{sx}(\theta)$ ,  $D_{sy}(\theta)$  rappresentano i valori di duty cycle effettivamente applicati tramite la modulazione in assenza di alcuna compensazione [9].

Va sottolineato che il massimo valore di duty cycle ottenibile senza compensazione nel settore I è pari a  $D_{sxmax} = 1 - 2\Delta D_x(0^\circ)$  e in corrispondenza di  $\theta = 0^\circ$  anche l'intervallo  $\Delta D_x(\theta)$  assume il suo valore massimo. Di conseguenza nella mezzeria del primo settore e di qualsiasi altro è possibile dimostrare che viene richiesto il maggior contributo di compensazione per ottenere un duty cycle effettivamente pari a uno.

Essendo il duty cycle legato al valore dell'indice di modulazione, si può dire che incrementare il duty cycle effettivo tramite compensazione è analogo ad un aumento di  $m_a$ . Tale parametro dovrà risultare contenuto nel range  $[0; D_{sxmax}]$ .

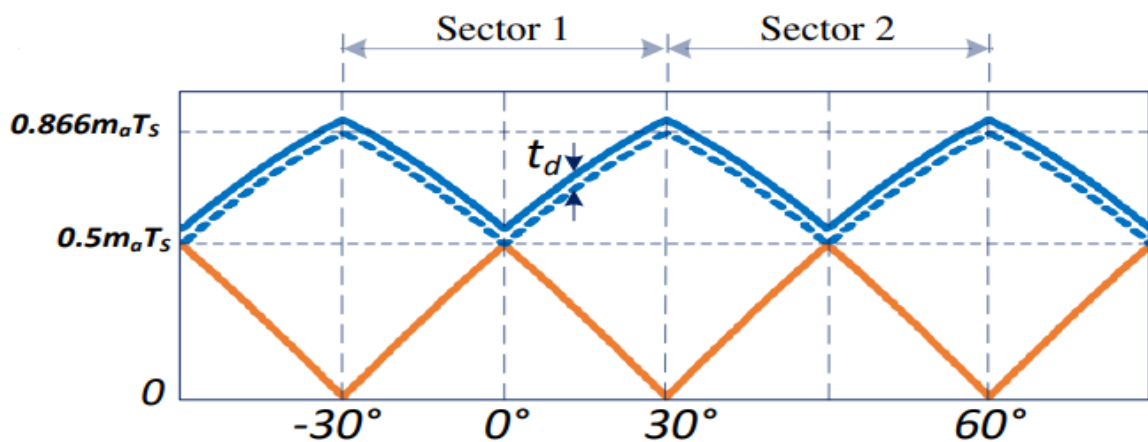


Figura 3.9: Duty cycle con e senza compensazione [9]

In **figura 3.9** vengono disegnati gli andamenti dei duty cycle all'interno di alcuni settori, tra i quali il primo. In blu troviamo l'andamento del duty del vettore attivo a cui corrisponde la tensione tra fase e fase di ampiezza maggiore, mentre in arancione viene indicato il duty cycle del vettore attivo che subentra a seguito di ogni transizione HTL. La traccia tratteggiata rappresenta il duty cycle che si avrebbe in assenza di compensazione e che quindi necessita del contributo aggiuntivo per sopperire al duty loss.

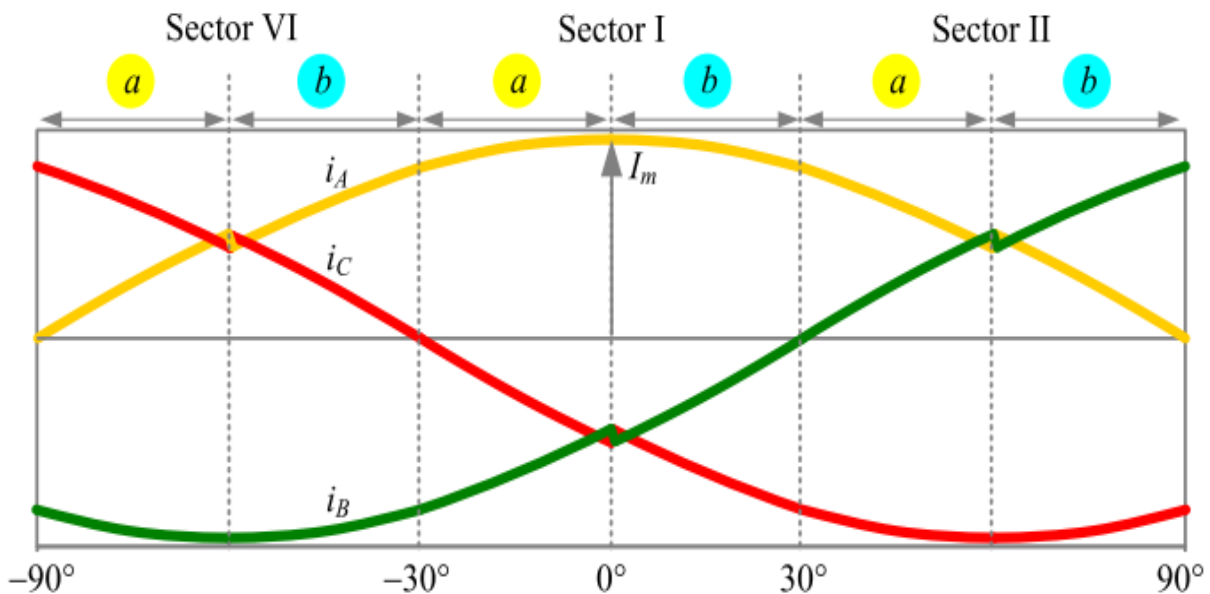


Figura 3.10: Distorsione sulle correnti di fase [5]

In **figura 3.10** vengono invece riportati gli andamenti delle correnti di fase  $i_A, i_B$  e  $i_C$ . Ciò che si evince è la presenza di una certa distorsione in corrispondenza della mezzeria di ogni settore. Tale distorsione è causata dalle duty loss e rappresenta quindi un caso esemplificativo del comportamento assunto dalle correnti di fase in assenza della compensazione. In presenza di una precisa compensazione ci si aspetta la THD sia prossima a zero per ogni corrente e quindi la terna risulti simmetrica e precisamente sinusoidale.

### 3.3 Distorsione sulle correnti di linea

Quanto appena visto introduce un altro tema del convertitore sotto studio. Infatti, anche l'aspetto assunto dalle correnti  $i_A, i_B$  e  $i_C$  occupa una casella nella lista delle cose sotto la lente di osservazione. Una delle tante ambite caratteristiche che si vorrebbe avere nello stadio di conversione è una terna di correnti d'ingresso perfettamente simmetrica e sinusoidale.

Per cercare di avvicinarsi alla condizione ideale si cercano diverse stratagemmi. Tra i principali trovano sicuramente posto tecniche di compensazione dei duty loss come quella descritta poco sopra ma anche la ricerca di una modulazione che offra la minor distorsione possibile.

Per giunta, si può valutare la differenza in termini di qualità del carattere assunto da queste tre correnti per diverse famiglie di PWM adottate. In particolare, in **figura 3.11** vengono messe a confronto le modulazioni Type-A (con compensazione) e Type-E tramite risultati ottenuti da uno studio in ambiente simulativo [5].

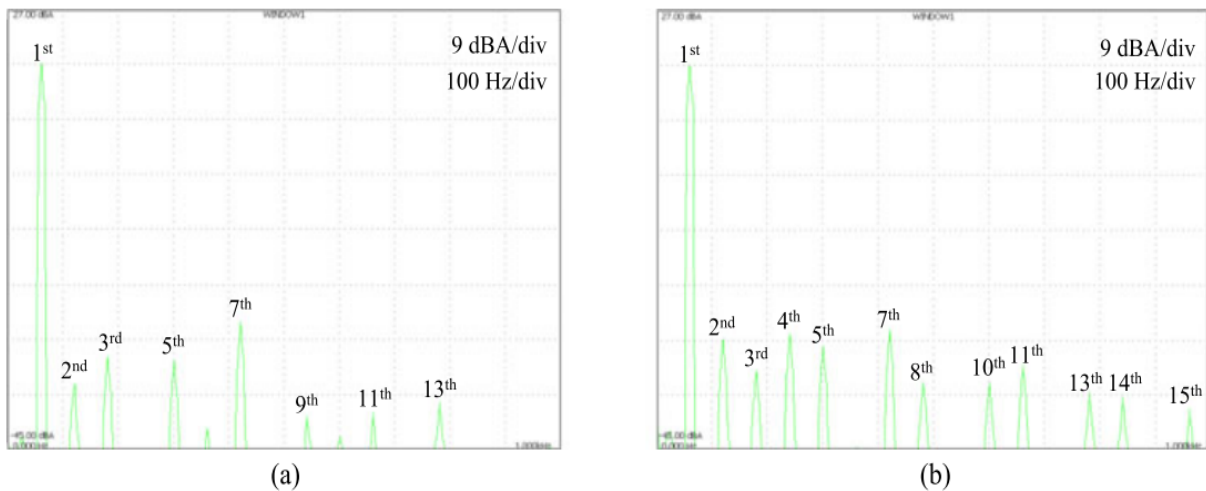


Figura 3.11: Spettro della corrente di fase **(a)** Type-A **(b)** Type-E [5]

Nell'immagine sono raffigurati gli spettri in frequenza considerando una sola corrente di fase. Si fa l'assunzione che lo spettro sia identico anche per le due restanti e quindi sia sufficiente una raffigurazione univoca. I picchi indicati sono le armoniche che compongono complessivamente il segnale elettrico. In linea teorica sarebbe desiderabile che, tramite il filtro LC in ingresso a ciascuna fase, si riuscisse a filtrare perfettamente tutte le componenti armoniche ad eccezione della prima (fondamentale).

### 3.4 Ripple di corrente sul filtro d'uscita

La corrente che scorre sull'induttore d'uscita  $L_o$  è contraddistinta da delle determinate fluttuazioni di ampiezza variabile durante l'aggiornarsi della fase  $\theta$  all'interno dei vari settori. L'ampiezza raggiunta da tali oscillazioni è direttamente proporzionale agli intervalli di tempo in cui la tensione raddrizzata  $V_d$  assume valore nullo. Questo in quanto il potenziale ai capi di  $L_o$  è pari a  $V_{L_o} = V_d - V_o$  e nelle fasi in cui  $V_d = 0V$  la corrente che scorre sull'induttore  $i_L$  decresce in maniera lineare.

Ad ogni periodo di commutazione, il tempo complessivo a potenziale nullo di  $V_d$  (OFF-time) è dato dalla somma degli intervalli di duty loss e degli intervalli di applicazione del vettore nullo in questione. Ricordando quanto visto in **figura 3.8** si può valutare come si modifichino gli OFF-time di  $V_d$  all'interno del sotto-settore  $I_a$ , per entrambe le modulazioni Type-E e Type-A.

Considerando la situazione in cui  $\theta = 0^\circ$  si ha che l'OFF-time della tensione raddrizzata al secondario del trasformatore raggiunge il suo valore limite inferiore, pari a  $(1 - m_a)T_{switching}$  [8]. Di conseguenza, entrambe le tecniche saranno caratterizzate dal più piccolo valore di ampiezza del ripple di  $i_L$  all'interno di un  $T_{switching}$ . Il valore assunto dal ripple menzionato finora viene indicato con  $\Delta I_L$  e vale:

- $\Delta I_{Lmin} = \frac{V_o(1-m_a)T_{switching}}{2L_o}$  per la modulazione Type-A;
- $\Delta I_{Lmin} = \frac{V_o(1-m_a)T_{switching}}{4L_o}$  per la modulazione Type-E.

Dalle due formule opportunamente ricavate si trova un primo risultato importante: il minimo ripple nel caso della modulazione a 8 segmenti è esattamente pari al 50% del ripple più piccolo ottenuto nel caso Type-A.

Nella mezzeria del primo settore i ripple assumono i loro valori più contenuti ma non si può dire lo stesso in corrispondenza dell'estremo  $\theta = -30^\circ$ . In tale istanza la durata dell'OFF-time di  $V_d$  è ricavabile e si può dimostrare che risulta essere  $(1 - \frac{\sqrt{3}}{2}m_a)T_{switching}$ . Questo valore rappresenta il limite superiore raggiunto dal tempo  $T_{off}$  a potenziale zero di  $V_d$ . Quindi all'inizio del settore I, cioè in corrispondenza di  $\theta = -30^\circ$ , si troveranno i massimi valori dell'ampiezza di variazione di  $i_L$ . In maniera simile a quanto fatto in precedenza si ha:

- $\Delta I_{Lmax} = \frac{V_o(1-\frac{\sqrt{3}}{2}m_a)T_{switching}}{2L_o}$  per la modulazione Type-A;
- $\Delta I_{Lmax} = \frac{3V_o(1-\frac{\sqrt{3}}{2}m_a)T_{switching}}{4L_o}$  per la modulazione Type-E.

Particolare attenzione viene qui riservata per la modulazione Type-E nello specifico. Si ricorda infatti che durante l'applicazione del vettore  $\vec{I}_y$  vengono a mancare gli impulsi di tensione  $V_d$ . L'effetto conseguente è l'unione di 2 porzioni di OFF-time in un unico intervallo poiché adiacenti fra loro.

In conclusione lo sviluppo assunto dal ripple sull'induttore d'uscita viene riportato in **figura 3.12**, dove viene ritratto all'interno del primo settore. Dalla comparazione dei valori numerici appena riportati si possono riassumere alcune considerazioni principali. In generale si può dire che il ripple rimane maggiormente contenuto nel caso Type-A, visto che nel caso peggiore la tecnica Type-E ne comporta uno più consistente. Tuttavia, uno dei pochi risvolti negativi della modulazione a 6 segmenti proposta è che il ripple più piccolo manifestato in uscita è pur sempre maggiore del più basso ottenuto per la modulazione a 8 segmenti.



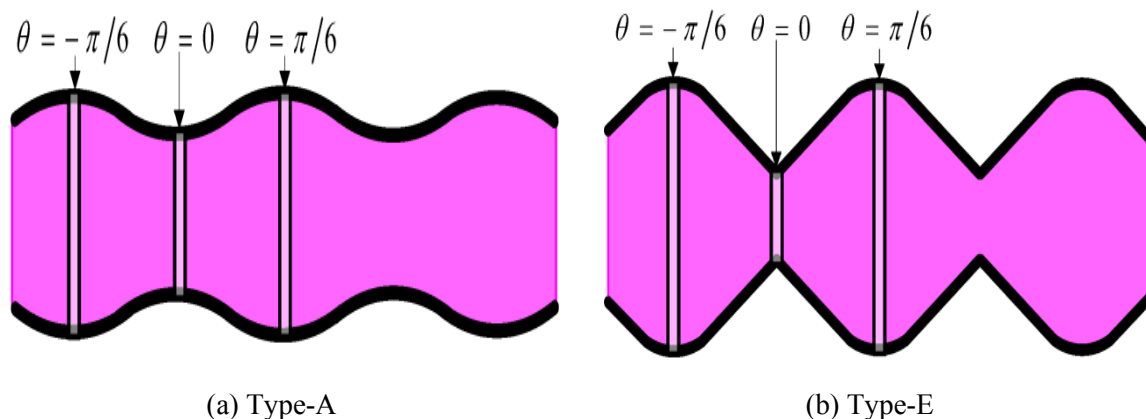


Figura 3.12: Ripple di corrente sull'induttore d'uscita  $L_o$  [8]

### 3.5 Dissipazioni nelle commutazioni

Un ultimo argomento, che assume particolare interesse in ottica di una determinazione dell'efficienza dell'impianto, è quello delle dissipazioni di potenza che si verificano quando gli interruttori vengono aperti o chiusi. Si sa, infatti, che durante la modulazione vettoriale numerose sono le azioni di turn-off e turn-on che si susseguono.

In primo luogo, si può affermare che le perdite causate dalle transizioni nelle quali avvengono passaggi da un vettore attivo  $I_x/I_y$  ad uno nullo  $I_0$ , o viceversa, non assumono particolari differenze per le varie tecniche di modulazione possibili. Per quanto riguarda il cambio di configurazione circuitale che avviene tra due vettori attivi, invece, si ha che le potenze disperse durante queste commutazioni sono di entità diversa a seconda che siano di tipo LTH oppure HTL [5].

Nel caso in cui lo switching pattern della modulazione vettoriale realizzata sia di tipo LTH, la situazione che si verifica nel passaggio da un vettore attivo all'altro comprenderà un turn-on e due operazioni di turn-off. Il turn-on avviene in condizioni di hard switching mentre le 2 turn-off losses sono trascurabili in quanto i 2 switch interessati si spengono, rispettivamente, uno a tensione nulla e l'altro a corrente nulla.

Esistono poi le casistiche di modulazioni di tipo HTL come quella Type-A, della quale si ha già avuto dimostrazione di come avvengano le commutazioni nella sezione dedicata alla ZVS Operation. Come già visto, nella transizione tra due vettori attivi si susseguono 2 turn-on e un solo turn-off; quindi, rispetto alle tecniche LTH, si è invertito il numero di azioni dedicate alle accensioni e spegnimenti. I 2 turn-on si separano: uno è di tipo ZVS e l'altro, pur non essendo in condizioni ZVS, dissipa un'energia piuttosto contenuta essendo un'accensione a corrente nulla e per via di una bassa tensione tra drain e source. Come si vedrà nelle attività sperimentali eseguite, quest'energia sarà determinata sulla base del valore della capacità  $C_{oss}$  e della tensione  $V_{ds}$  del

MOSFET. Anche l'energia persa nel turn-off è bassa in quanto i valori di tensione e corrente dello switch rimangono limitati.

In definitiva, come analisi preliminare, è possibile affermare che le turn-off losses sono trascurabili sia per le modulazioni basate su transizioni HTL sia per quelle a sequenza LTH. Tuttavia, essendo più corpose le perdite per turn-on nei casi LTH, si giunge alla conclusione che le modulazioni HTL come quella proposta (Type-A) si candidano di diritto ad essere modulazioni vettoriali in grado di garantire inferiori switching losses.

Come avvenuto durante lo studio del ripple di corrente sull'induttore d'uscita e del duty cycle loss, anche per l'energia dissipata durante le commutazioni viene effettuato un confronto fra le modulazioni Type-E e Type-A. Per fare questa comparazione è sufficiente considerare un solo settore vista la caratteristica ripetitiva del funzionamento del circuito, per la quale l'analisi rimane invariata e valida anche per gli altri settori.

Le switching losses vengono valutate considerando un singolo periodo di commutazione generico. Per la modulazione Type-A all'interno di un  $T_{switching}$  si verificano, complessivamente, 8 turn-on e 6 turn-off. Invece, in un singolo ciclo di switching della modulazione Type-E a 8 segmenti, si vede la presenza di 8 azioni da intraprendere sia per i turn-on che per i turn-off.

Le differenze principali delle perdite per commutazione tra le due tecniche vengono riassunte nella **figura 3.2**, dove si può riscontrare una maggiore entità delle switching losses nel caso Type-E. Questo è dovuto alla presenza di un numero di turn-off maggiore, in combinazione con la particolarità di avvenire tutte e 8 con valori di tensione elevata.

PWM scheme	“Type A”	“Type E”
Number of turn-on actions with ZVS	6	6
Number of turn-on actions with non-ZVS $(1/2V_{ds}^2 \times C_{oss})$	2	2
Number of turn-off actions with high voltage transition in the range of $(\sqrt{3}/2V_m \sim \sqrt{3}V_m)$	4	8
Number of turn-off actions with low voltage transition in the range of $(0 \sim \sqrt{3}/2V_m)$	2	0
Total turn-on losses	ignorable	ignorable
Total turn-off losses (normalize based on 6-segment)	1	1.6

Tabella 3.2: Confronto tra switching losses per diverse tecniche di modulazione [5]

# Capitolo 4

## Attività sperimentali

A seguito della trattazione a livello teorico e l'analisi di alcuni aspetti chiave del funzionamento del convertitore considerato, viene deciso di dare maggiore spazio e approfondimento ad opere di sperimentazione sull'impianto considerato. Questa sezione verrà dedicata proprio al lavoro svolto in tal senso, al fine di comprendere meglio gli aspetti più incisivi per quanto riguarda l'efficienza del circuito e il suo possibile miglioramento.

### 4.1 Setup sperimentale

Il tutto è reso possibile dall'implementazione del circuito in ambiente simulativo tramite l'ambiente PLECS impiegato all'interno di un modello Simulink complessivo, contenente sia la sezione di controllo che quella della struttura circuitale.

Il modello viene costruito al fine di realizzare un'implementazione digitale, basata sull'utilizzo di una CPU e un FPGA. In particolare, si considera che la logica di controllo venga poi sviluppata sul controllore B-Box della Imperix per effettuare successivi test ed elaborazioni anche sull'impianto vero e proprio costruito in laboratorio.

Esistono diverse sezioni all'interno del modello, come visibile nella **figura 4.1**. Ciascuna di esse è dedicata ad un ben preciso compito e sarà la CPU ad eseguire la maggioranza di queste. Il circuito integrato FPGA verrà invece programmato per realizzare la modulazione PWM. Alla CPU spetteranno diverse operazioni, tra le quali:

- l'individuazione del settore in cui si trova il vettore spaziale di riferimento  $I_{ref}^{\rightarrow}$ ;
- la determinazione dei tempi di applicazione dei vettori attivi (quindi i duty cycle);
- la regolazione del livello di tensione in uscita al valore desiderato, tramite opportuna scelta dell'indice di modulazione  $m_a$ ;

- la generazione degli istanti salienti durante le fasi di commutazione all'interno di un periodo di modulazione.

La velocità di esecuzione dei task riservati alla CPU è diversa rispetto a quella con cui l'FPGA realizza la modulazione.

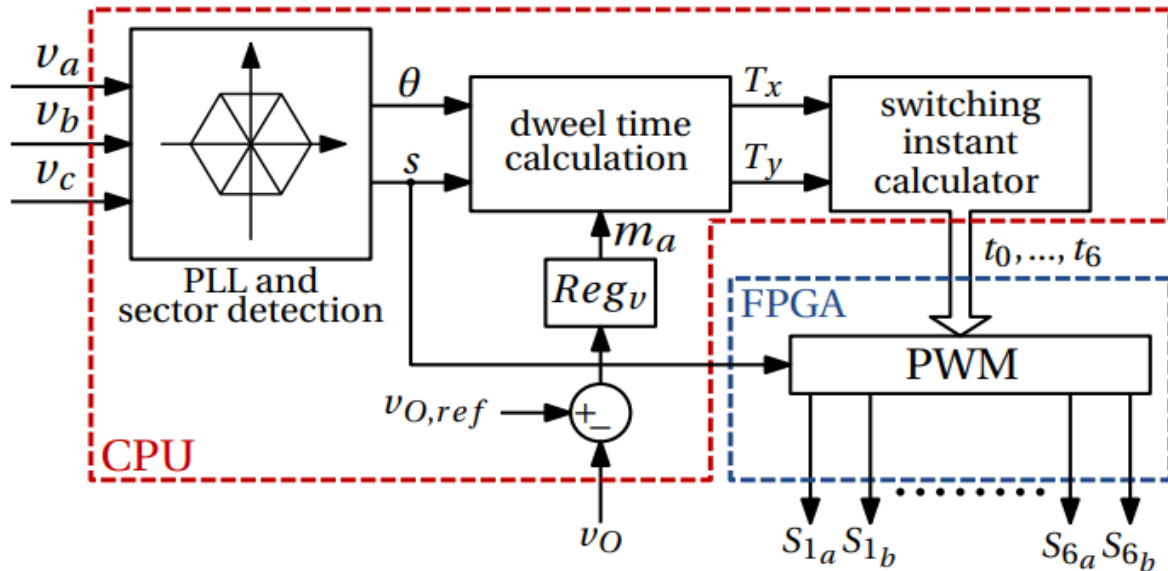


Figura 4.1: Struttura del modello Simulink

Procedendo con ordine, la prima operazione svolta dalla CPU corrisponde alla determinazione dell'angolo  $\theta$  del vettore spaziale associato alla terna di tensioni di fase  $v_A$ ,  $v_B$  e  $v_C$ . In concomitanza con ciò, se si è in grado di determinare l'angolo  $\theta$ , è possibile ottenere anche il settore in cui ci si trova. Per riuscire in questo viene sfruttato una struttura phase-locked loop (PLL), nella quale il vettore spaziale delle tensioni  $\vec{V}$  viene trasformato nel riferimento rotante dq ad una pulsazione  $w$  stimata. L'errore tra la pulsazione di rete  $w$  stimata e quella effettiva tenderà a zero, permettendo di ottenere il valore di pulsazione corretta e, tramite la sua integrazione nel tempo, anche l'angolo  $\theta$ .

Una volta noti il settore e l'angolo di orientazione del vettore spaziale delle tensioni, nonché coincidente con quello di  $\vec{I}_{ref}$ , si passa alla determinazione degli intervalli  $T_x$  e  $T_y$  di applicazione dei vettori attivi  $\vec{I}_x/\vec{I}_y$  con cui si vuole riprodurre mediamente  $\vec{I}_{ref}$ . Per riuscire nello scopo è sufficiente applicare le formule trigonometriche contenenti sia l'angolo  $\theta$  che l'indice di modulazione  $m_a$ . Tali formule sono già state presentate durante l'analisi teorica prendendo come esempio il calcolo da effettuare nel primo settore.

Il valore di  $m_a$  viene stabilito tramite un'opportuno regolatore che riceve in ingresso lo scarto in termini di differenza tra la tensione d'uscita  $V_o$  misurata e quella che si vorrebbe da

riferimento. Conoscendo la funzione di trasferimento che lega  $V_o$  al parametro  $m_a$  si è in grado di progettare un regolatore in grado di garantire che la funzione complessiva ad anello chiuso, tra l'errore ( $V_{oref} - V_o$ ) e  $m_a$ , rispetti delle prestabilite specifiche. Tali specifiche e la funzione di trasferimento che lega  $V_o$  ad  $m_a$  sono riportate di seguito:

$$\text{F.d.t. : } \frac{v_o(s)}{m_a(s)} = H_v(s) = \frac{3}{2} \cdot \frac{n_{tr} \cdot v_{grid}}{s \cdot C_o \cdot (s \cdot (L_o + L_{lk} \cdot n_{tr}^2) + \frac{1}{s \cdot C_o})}$$

$$\text{Specifiche del regolatore: } \begin{cases} m_\varphi = 80^\circ \\ f_{attr} = 2kHz \end{cases}$$

Il regolatore costruito è di tipo PID, come illustrato nell'anello a catena chiusa di **figura 4.2**.

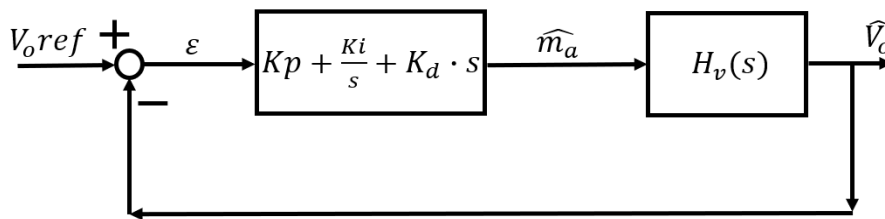


Figura 4.2: Loop di regolazione della tensione d'uscita

Nella **figura 4.3** troviamo invece gli andamenti per, rispettivamente, modulo e fase della funzione di trasferimento complessiva a catena chiusa. Da questi grafici viene dimostrato il soddisfacimento di entrambe le specifiche di progetto.

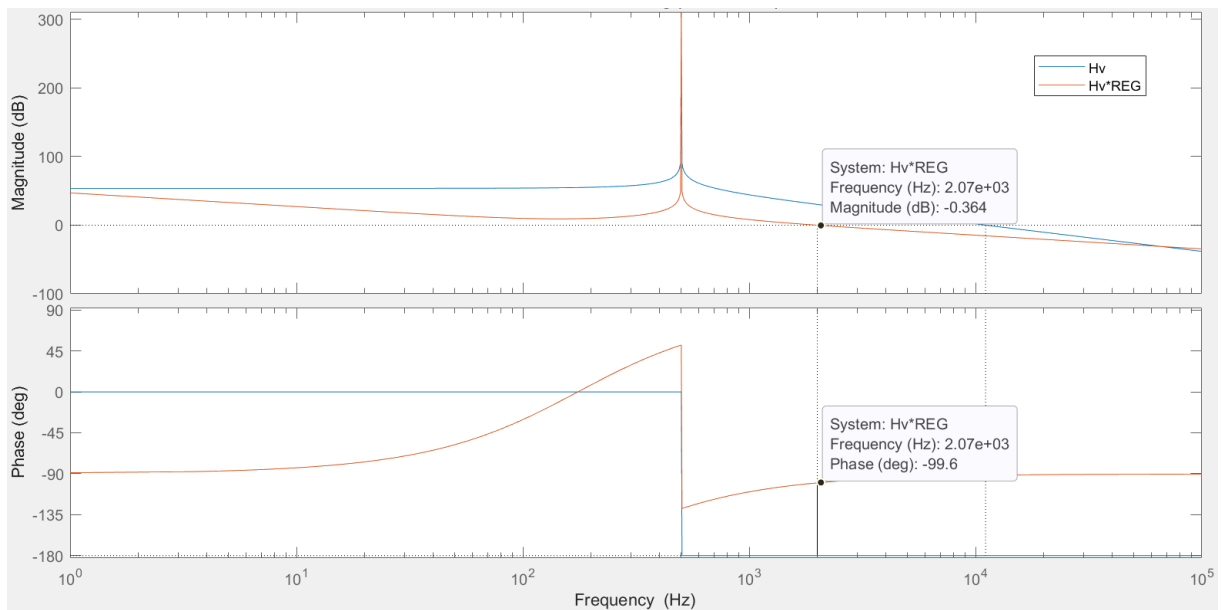


Figura 4.3: Modulo e fase della funzione di trasferimento nel loop di regolazione di  $V_o$

Per quanto riguarda la generazione degli istanti di commutazione ciò che viene effettuato è un calcolo di alcuni tempi: essi sono alcuni degli attimi contraddistintivi all'interno di un periodo di modulazione che vengono evidenziati in **figura 4.4**, all'interno della quale troviamo illustrato anche lo schema secondo il quale vengono calcolati.

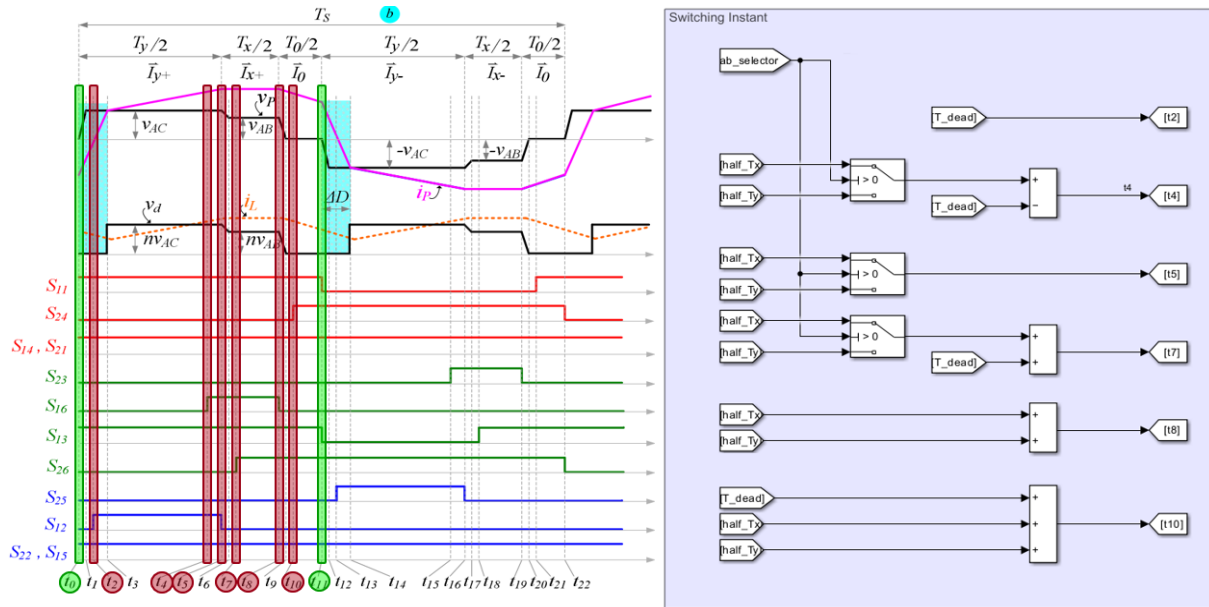


Figura 4.4: Istanti di commutazione e loro generazione

Il calcolo si basa sulla conoscenza del sotto-settore, in modo tale da sapere quale tempo di applicazione tra  $T_x$  e  $T_y$  sia quello più consistente. È necessario definire anche un certo tempo morto (dead time  $T_{dead}$ ) come parametro costante per considerare i transitori che avvengono durante il passaggio tra due istanti ravvicinati. Questi ultimi sono per evitare cortocircuiti tra le linee della rete e per consentire la carica/scarica delle capacità parassite degli interruttori in modo da operare in condizioni di ZVS.

La scelta di determinare e generare i valori temporali solamente per  $t_2, t_4, t_5, t_7, t_8$  e  $t_{10}$  risiede nel fatto che la modulazione vettoriale verrà implementata tramite un circuito modulatore, costruito in FPGA con la struttura di una macchina a stati. Per fare questo verrà sfruttato un contatore che parte da zero e raggiunge il suo valore massimo in corrispondenza di metà periodo di modulazione  $T_{switching}$ . Ciò che va sottolineato è che i tempi calcolati sono proprio quelli presenti entro la prima metà di un periodo di modulazione; pertanto costituiscono gli istanti contenuti all'interno della situazione in cui si verifica la semionda positiva della tensione  $v_p$ . Gli stessi tempi vengono poi riutilizzati per compiere la modulazione durante la fase con la semionda negativa.

Il valore assunto dal contatore appena citato serve come parametro di confronto con gli istanti generati per definire in quale stato della sequenza prevista ci si trovi. Individuato lo

stato, il circuito modulatore provvederà ad inviare opportunamente i segnali di gate ai MOSFET necessari.

Nel caso in cui i duty cycle dei vettori attivi  $T_x$  e  $T_y$  siano di entità inferiore a quella dei tempi morti viene dedicata una precisa sequenza di commutazione, appositamente prevista al fine di evitare sovratensioni durante il cambio di settore.

Infine, è stata implementata una procedura di safe turn-off per assicurare lo spegnimento sicuro del convertitore nei casi ove necessario. La procedura mira a garantire la disconnessione dalla rete trifase e la presenza di un percorso a bassa impedenza per la corrente nell'induttanza di dispersione che eviti l'apertura non sicura (cioè lo spegnimento) degli interruttori bidirezionali.

## 4.2 Stima delle dissipazioni di potenza

Una prima attività svolta riguarda la simulazione e il calcolo dei contributi di dissipazione di potenza all'interno dell'impianto. I contributi considerati sono essenzialmente riassumibili in 5 componenti circuitali, ovvero:

- (a) il filtro passa-basso d'ingresso, realizzato tramite le induttanze  $L_f$  e dai condensatori  $C_f$  e necessario per ridurre le componenti in alta frequenza delle correnti di fase affinché risultino sinusoidali;
- (b) i 6 interruttori bidirezionali, i quali svolgono un ruolo chiave al fine di realizzare la modulazione vettoriale e ciascuno di essi è costruito tramite una coppia di MOSFET collegati in antiserie;
- (c) il trasformatore operativo ad alta frequenza, impiegato per garantire l'isolamento galvanico tra la rete trifase e il carico collegato in uscita;
- (d) i diodi che costituiscono il ponte raddrizzatore, utilizzato per portare la tensione al secondario del trasformatore al livello continuo desiderato in uscita;
- (e) infine il filtro d'uscita, composto dall'induttore  $L_o$ .

La maggioranza di questi contributi viene stimato grazie alla misurazione dei valori efficaci delle correnti alla frequenza corrispondente a quella della loro componente fondamentale. Eccezione va fatta per le perdite ottenute nei nuclei dei materiali impiegati per il trasformatore e l'induttore di uscita. In tal caso vengono valutate tramite l'equazione generalizzata di Steinmetz (iGSE), la quale è valida nel caso di flussi non sinusoidali[10] come quello della topologia considerata ed è data da:  $P_v = \frac{1}{T} \int_0^T k_i \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha (\Delta B)^{\beta-\alpha} dt$ , dove  $k_i = \frac{k}{(2\pi)^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} |\cos\theta|^\alpha 2^{\beta-\alpha} d\theta}$ .

In essa troviamo la potenza  $P_v$  mediamente dissipata per unità di volume nell'intervallo  $T$ , i parametri  $k$ ,  $\alpha$  e  $\beta$  intrinseci del materiale considerato e il valore picco picco di induzione  $\Delta B$ .

Nel modello che stima le perdite il valore di induzione viene ricavato a partire dalle forme d'onda di tensione applicata ai terminali dei componenti magnetici, mentre i parametri del materiale costituente il nucleo sono estratti dalle curve riportate nelle schede tecniche dei materiali magnetici impiegati.

In una prima analisi, per i dispositivi di commutazione vengono considerate solamente le perdite di conduzione. Queste componenti sono determinate sulla base della conoscenza della resistenza  $R_{ON}$  fornita nei datasheet degli interruttori. Complessivamente sono stimate tramite l'espressione  $P_{BDScond} = 6 \cdot R_{ON} \cdot i_{swRMS}^2$ , la quale considera il contributo dato da tutti i 6 interruttori bidirezionali e sfrutta il valore efficace di corrente sugli interruttori.

Infine, le perdite nei condensatori sono determinate a partire dal valore efficace della corrente che vi scorre e dalle relative resistenze serie equivalenti.

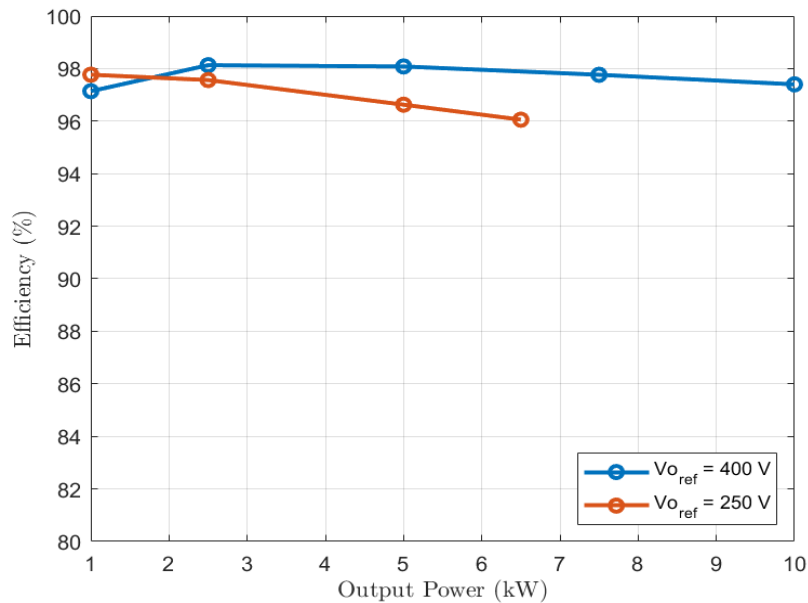
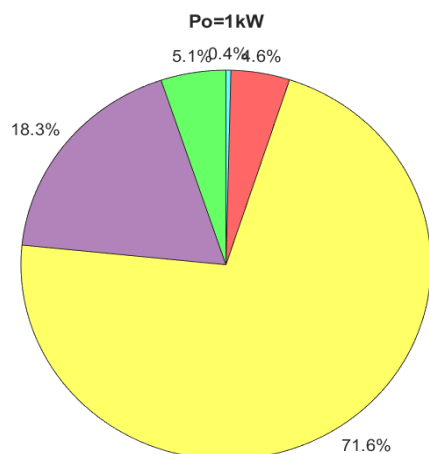


Figura 4.5: Efficienza dell'impianto

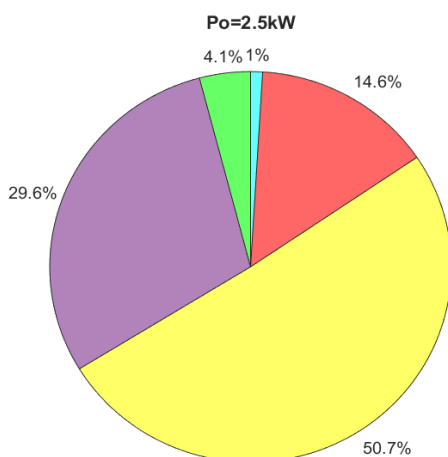
Nelle immagini di **figura 4.5** e **figura 4.6** troviamo riportati, rispettivamente, gli andamenti di efficienza e potenza dissipata. Come si può notare, sono stati presi in considerazione dei precisi punti di lavoro con cui costruire i grafici per interpolazione. I livelli di potenza, presi in esame e considerati per sviluppare le misure all'interno delle simulazioni, sono contenuti nel range [1-10kW], mantenendo una distanza di 1kW tra una misurazione e la successiva. Come mostrato nella legenda, i tratti blu indicano i valori ottenuti con un valore di riferimento per la tensione di uscita pari a 400V mentre i punti in arancione rappresentano i dati ricavati per  $V_{o\_ref}=250\text{V}$ .





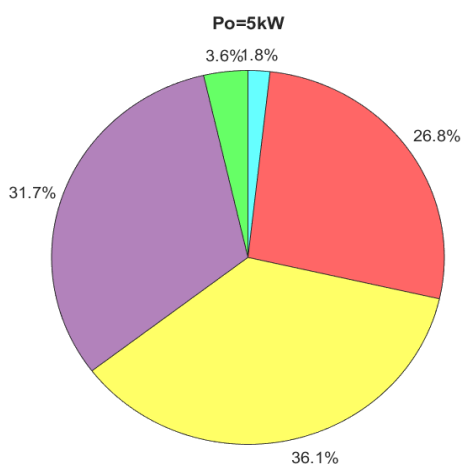
POWER LOSSES	
<b>Output Filter</b>	1.51 W
<b>Rectifier Diodes</b>	5.38 W
<b>Transformer</b>	21.08 W
<b>BDS conduction</b>	1.36 W
<b>Input Filter</b>	0.11 W
<b>Total</b>	29.45 W

Tabella 4.1: Dissipazione di potenza @  $P_o=1kW$ ,  $V_o=400V$



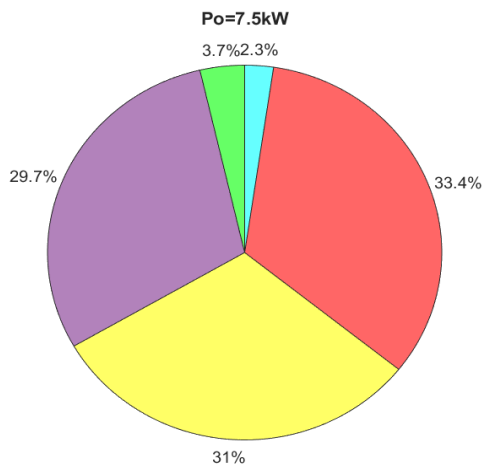
POWER LOSSES	
<b>Output Filter</b>	1.96 W
<b>Rectifier Diodes</b>	14.13 W
<b>Transformer</b>	24.18 W
<b>BDS conduction</b>	6.95 W
<b>Input Filter</b>	0.46 W
<b>Total</b>	47.68 W

Tabella 4.2: Dissipazione di potenza @  $P_o=2.5kW$ ,  $V_o=400V$



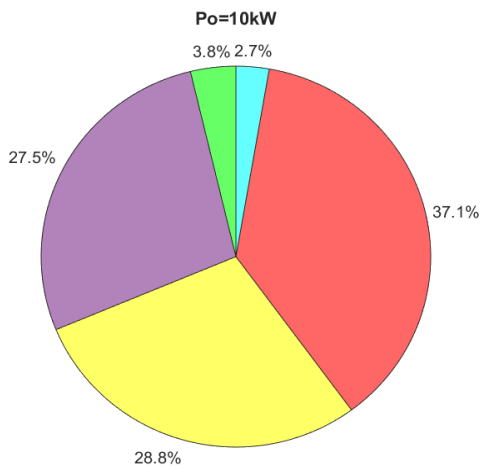
POWER LOSSES	
<b>Output Filter</b>	3.56 W
<b>Rectifier Diodes</b>	31.08 W
<b>Transformer</b>	35.32 W
<b>BDS conduction</b>	26.20 W
<b>Input Filter</b>	1.76 W
<b>Total</b>	97.92 W

Tabella 4.3: Dissipazione di potenza @  $P_o=5kW$ ,  $V_o=400V$



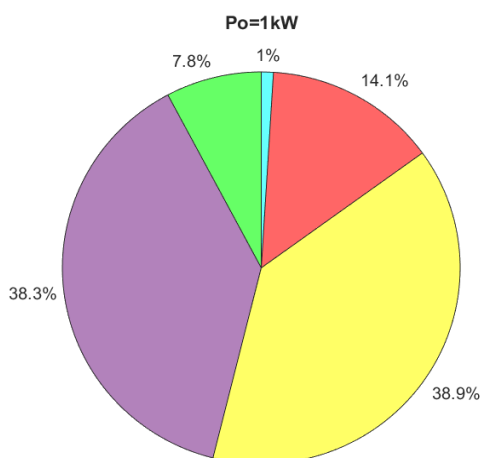
POWER LOSSES	
Output Filter	6.26 W
Rectifier Diodes	50.89 W
Transformer	53.09 W
BDS conduction	57.23 W
Input Filter	4.03 W
<b>Total</b>	<b>171.50 W</b>

Tabella 4.4: Dissipazione di potenza @ Po=7.5kW, Vo=400V



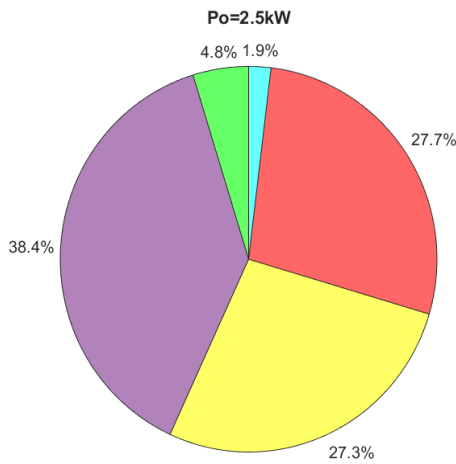
POWER LOSSES	
Output Filter	10.04 W
Rectifier Diodes	73.43 W
Transformer	77.03 W
BDS conduction	99.19 W
Input Filter	7.32 W
<b>Total</b>	<b>267.01 W</b>

Tabella 4.5: Dissipazione di potenza @ Po=10kW, Vo=400V



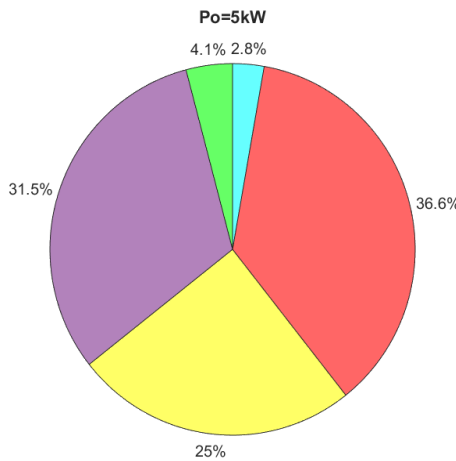
POWER LOSSES	
Output Filter	1.78 W
Rectifier Diodes	8.75 W
Transformer	8.88 W
BDS conduction	3.21 W
Input Filter	0.22 W
<b>Total</b>	<b>22.84 W</b>

Tabella 4.6: Dissipazione di potenza @ Po=1kW, Vo=250V



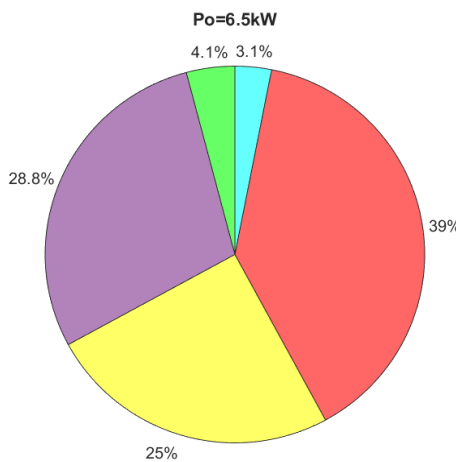
POWER LOSSES	
<b>Output Filter</b>	2.98 W
<b>Rectifier Diodes</b>	23.96 W
<b>Transformer</b>	17.02 W
<b>BDS conduction</b>	17.29 W
<b>Input Filter</b>	1.19 W
<b>Total</b>	62.44 W

Tabella 4.7: Dissipazione di potenza @  $P_o=2.5kW$ ,  $V_o=250V$



POWER LOSSES	
<b>Output Filter</b>	7.17 W
<b>Rectifier Diodes</b>	55.03 W
<b>Transformer</b>	43.68 W
<b>BDS conduction</b>	63.87 W
<b>Input Filter</b>	4.84 W
<b>Total</b>	174.60 W

Tabella 4.8: Dissipazione di potenza @  $P_o=5kW$ ,  $V_o=250V$



POWER LOSSES	
<b>Output Filter</b>	11.02 W
<b>Rectifier Diodes</b>	76.90 W
<b>Transformer</b>	66.68 W
<b>BDS conduction</b>	104.03 W
<b>Input Filter</b>	8.28 W
<b>Total</b>	266.91 W

Tabella 4.9: Dissipazione di potenza @  $P_o=6.5kW$ ,  $V_o=250V$

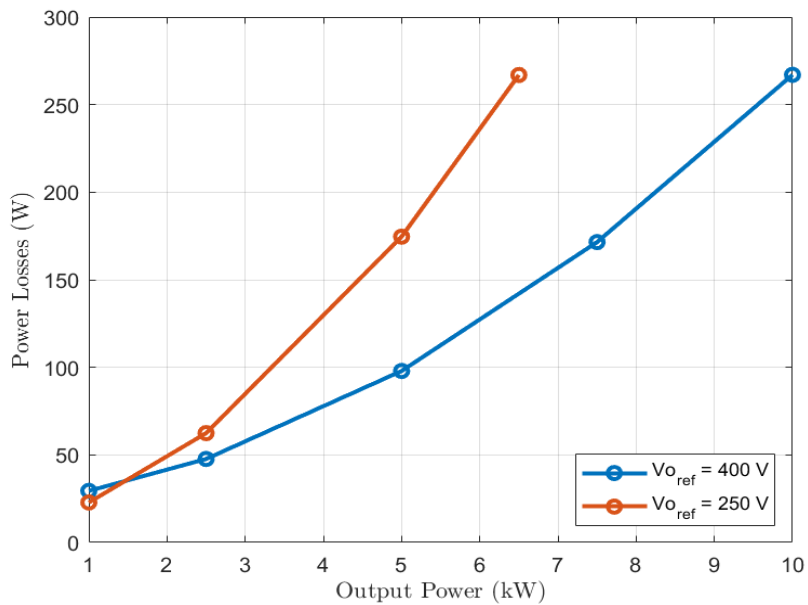


Figura 4.6: Power Losses dell'impianto

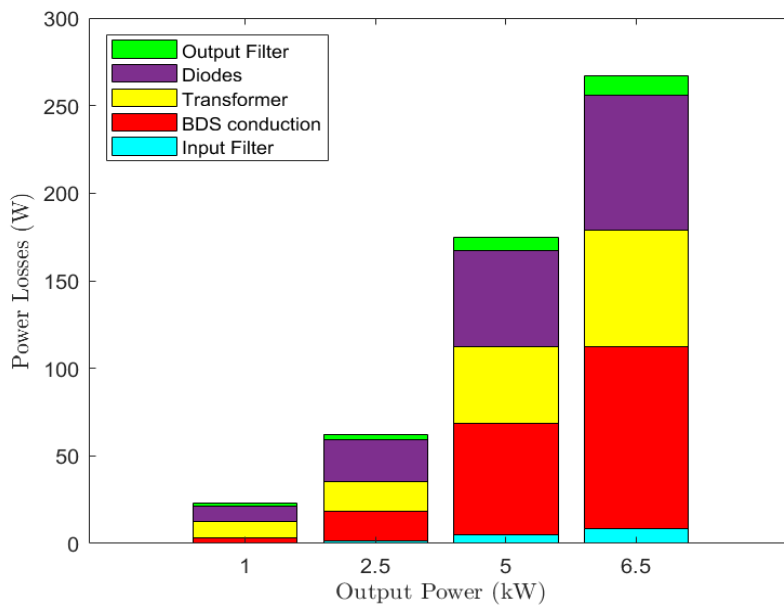


Figura 4.7: Distribuzione delle Power Losses a  $V_o=250\text{V}$

In particolare, si può dire che il convertitore a matrice analizzato in figura è caratterizzato da un andamento dell'efficienza con variazioni limitate al variare dei livelli di potenza considerati.

Vengono anche riportati nel dettaglio i valori numerici di potenza dissipata di fianco al grafico a torta dedicato ad ogni punto di lavoro. I grafici a istogramma nelle **figure 4.7 e 4.8** servono

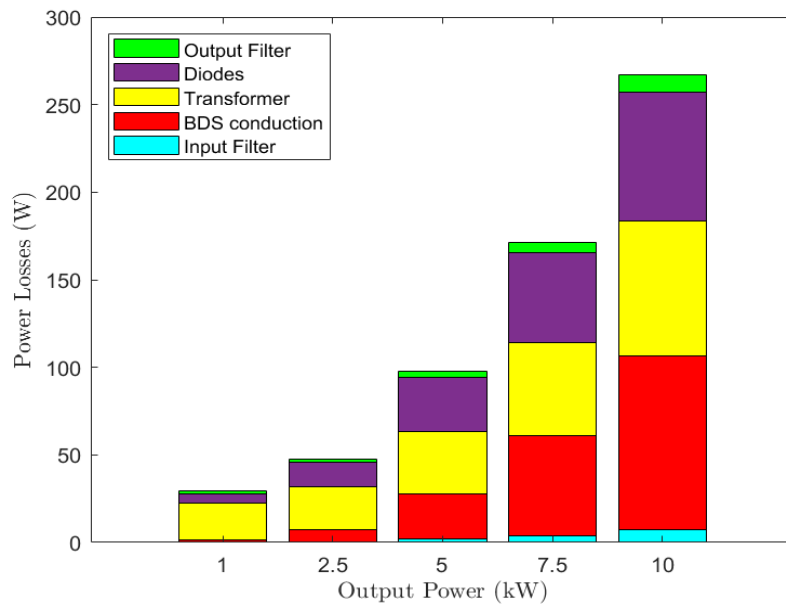


Figura 4.8: Distribuzione delle Power Losses a  $V_o=400V$

per riassumere visivamente l'entità dei contributi di dispersione di potenza apportati dai diversi componenti circuitali per tutti i livelli di potenza trattati.

I risultati finora riportati sono da ritenersi validi per delle precise scelte progettuali. I valori assunti dai diversi elementi circuitali e dai principali parametri adottati sono riassunti in **tabella 4.10**.

Parametro	Simbolo	Valore
Tensione d'ingresso (tra fase e neutro)	$V_g$	230Vrms
Frequenza di rete	$f_{grid}$	50Hz
Frequenza di commutazione	$f_{switching}$	50kHz
Induttore del filtro d'ingresso	$L_f$	$32\mu H$
Condensatore del filtro d'ingresso	$C_f$	$4.7\mu F$
Induttanza di dispersione	$L_{lkg}$	$12\mu H$
Rapporto di trasformazione	$\frac{n_2}{n_1}$	$\frac{15}{15}$
Induttore d'uscita	$L_o$	$240\mu H$
Condensatore d'uscita	$C_o$	$400\mu F$

Tabella 4.10: Parametri simulativi

Si può, inoltre, aggiungere un maggiore dettaglio per quanto concerne il trasformatore e l'induttore d'uscita  $L_o$  considerati: per la costruzione del trasformatore si vede l'impiego del materiale N95 di tipo E70/33/32, mentre l'induttore viene implementato utilizzando un nucleo magnetico con materiale N97 tipo PQ50/50.

### 4.3 Analisi delle perdite di commutazione

La valutazione delle potenze disperse all'interno dell'impianto, finora eseguita, non ha tenuto conto dei contributi dissipativi legati alle azioni di turn-on e turn-off degli switch bidirezionali. Questi ultimi risultano pur sempre significativi nel computo dell'energia dissipata, motivo per cui è bene non trascurarli.

Pertanto, viene deciso di dedicare questa sezione allo studio dettagliato delle switching losses. Questo risulta di fondamentale importanza e ha come fine un preciso obiettivo, ovvero comprendere appieno quanto i dispositivi BDS impattino sull'efficienza.

#### 4.3.1 Condizioni necessarie per ZVS

Nel farlo si considererà la situazione di **figura 4.9**, dove viene raffigurata una singola gamba costituita da 2 MOSFET oltre alla presenza di una sorgente di tensione continua e un induttore.

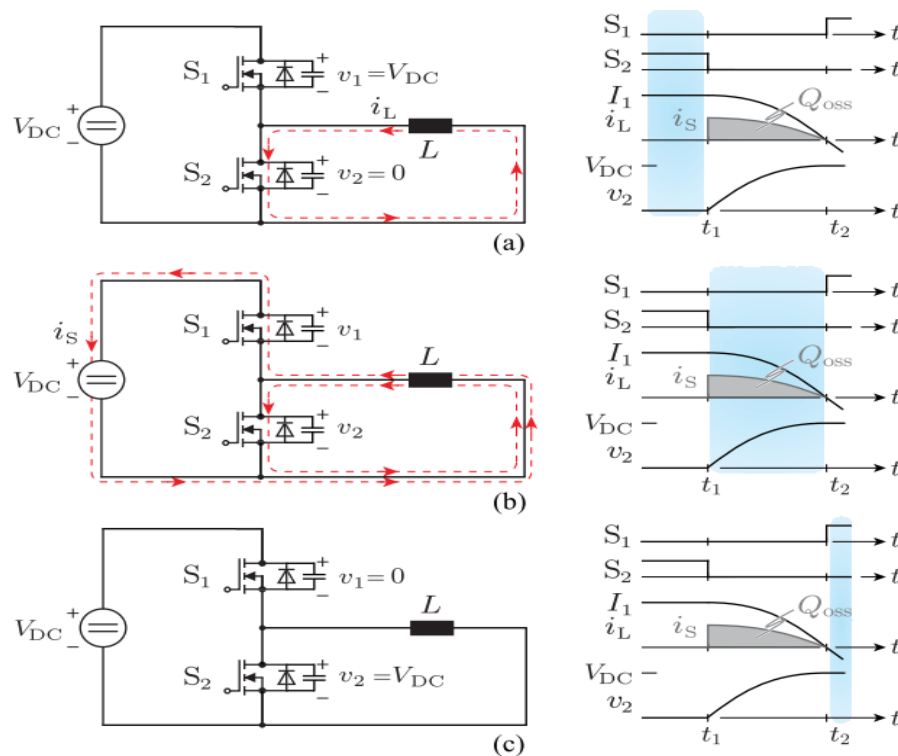


Figura 4.9: Transizione soft-switching di un MOSFET [11]

Le situazioni rappresentate e i grafici associati a ciascuna di esse sono caratteristici delle 3 fasi che si susseguono durante il compimento di un'azione di soft-switching per un MOSFET. L'interruttore  $S_2$ , inizialmente in conduzione nel caso (a), si spegnerà e verrà lasciato passare un certo intervallo di tempo (compreso tra  $t_1$  e  $t_2$ ) prima dell'accensione di  $S_1$ .

Durante la fase (a) si vede che la corrente scorre attraverso  $S_2$  e l'induttore. In questa situazione la capacità  $C_{oss1}$  dello switch  $S_1$  si carica fino alla tensione di sorgente  $V_{dc}$ . Una volta aperto  $S_2$ , la corrente sull'induttore viene sfruttata per eseguire contemporaneamente la carica di  $C_{oss2}$  e la scarica di  $C_{oss1}$ . Qualora ci si trovi in una situazione limite di soddisfacimento di soft-switching ZVS, quello che avverrà è il completamento del processo di carica/scarica allo stesso istante di accensione di  $S_1$ ; ovvero  $i_L$  si azzererà in corrispondenza del turn-on dello switch superiore. Quindi, se la scarica di  $C_{oss1}$  viene terminata prima dell'arrivo del segnale di gate che accende  $S_1$ , si è sicuri di accendere l'interruttore in condizioni di tensione nulla, cioè in ZVS [11].

È quindi bene che l'intervallo dedicato al processo di carica/scarica delle capacità d'uscita degli switch sia sufficientemente ampio per permettere azioni di turn-on di tipo ZVS. Nominando tale intervallo dead-time ( $t_d$ ), si può dimostrare analiticamente che il delay minimo necessario risulta pari a:

$$t_{dmin} = \frac{C_{oss} \cdot V_{ds}}{I_L},$$

dove  $I_L$  è la corrente che scorre sull'induttore. Questo consente di dimostrare che, per garantire accensioni di tipo soft-switching, si ha una certa dipendenza dall'entità della corrente responsabile del trasferimento delle cariche immagazzinate nelle capacità  $C_{oss}$  dei MOSFET.

Riportando queste considerazioni all'impianto di conversione che si sta analizzando, si può dire che la corrente che ricopre tale ruolo è la corrente  $i_P$ . Tale corrente scorre infatti sull'induttanza di dispersione  $L_{lkq}$  e consente di redistribuire opportunamente all'interno dell'impianto l'energia immagazzinata dalle capacità  $C_{oss}$  di ciascun MOSFET.

Ricordando quanto visto nella sezione dedicata all'analisi della ZVS Operation, per capire se le condizioni di soft-switching vengano o meno soddisfatte, si desidera valutare il valore assunto da  $i_P$  in ampiezza. Tale corrente verrà misurata all'interno di ogni periodo di commutazione 6 volte, come dimostrato in **figura 4.10**.

Ciascun campionamento avverrà in corrispondenza del passaggio dall'applicazione di un vettore ad un altro, della modulazione Type-A proposta. In totale, ad ogni  $T_{switching}$  saranno salvati 3 valori di  $i_P$  durante la semionda positiva di  $v_P$  e altrettanto accadrà per la semionda negativa.

Nei casi in cui non vedremo soddisfatti i criteri per effettuare dei turn-on ZVS, ovvero l'ampiezza di corrente misurata si rivelerà inferiore ad un valore limite, diventerà necessario considerare un contributo di perdite di hard-switching per le switching losses. Il valore critico che viene scelto nel seguente studio è pari  $1,5A$  in modulo. Nei casi in cui si rivelerà necessario considerare le switching losses, si avrà un termine dato dall'energia immagazzinata nella capacità  $C_{oss}$ . In esso si noterà la dipendenza dal valore assunto dalla tensione tra drain e source dei MOSFET al momento dell'istante di accensione.

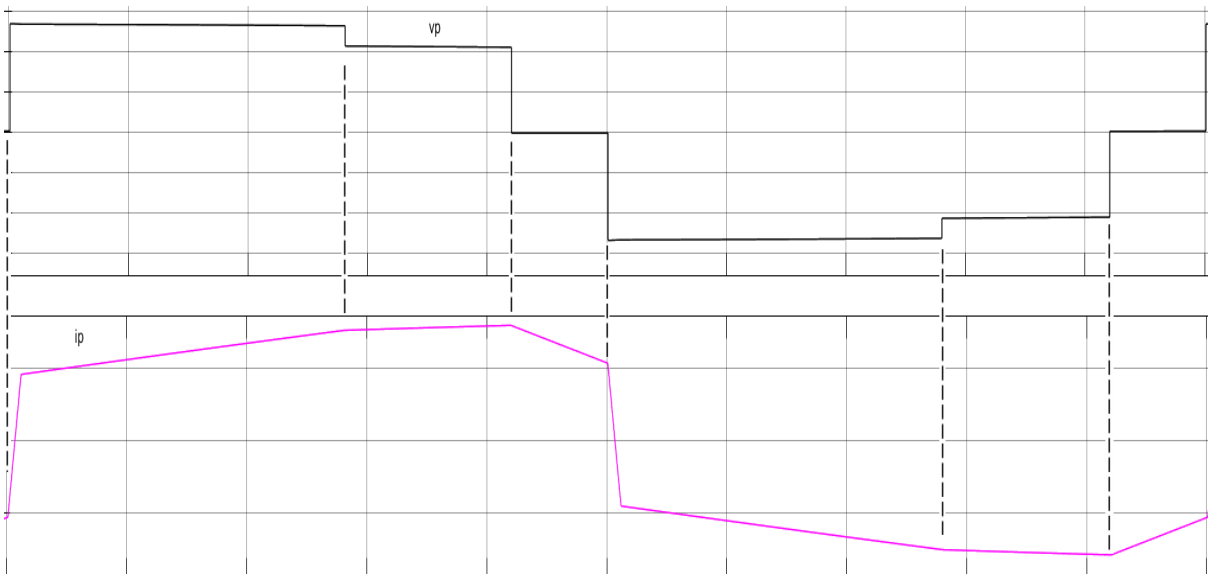


Figura 4.10: Istanti di campionamento di  $i_P$  per valutare condizioni ZVS

La soglia di corrente scelta pari a  $I_{th} = 1.5A$ , che viene usata come metro di misura per controllare quali commutazioni siano da reputarsi di tipo ZVS, è tuttavia un'assunzione molto semplificata. Essa facilita le attività di valutazione delle energie disperse per switching degli interruttori in quanto, ad ogni istante di transizione da una topologia circuitale a quella successiva, l'ampiezza di corrente  $i_P$  viene confrontata sempre e solo con un valore fisso.

Se si volesse analizzare nel dettaglio quando una commutazione soddisfa le condizioni di soft-switching sarebbe opportuno fare qualche ulteriore considerazione. Innanzitutto il valore campionato di corrente corrisponde a quello che si manifesta all'inizio delle transizione tra 2 configurazioni circuitali dell'impianto: di conseguenza, all'interno dell'intervallo di dead-time ad essa riservato, la corrente subirà delle variazioni, seppure contenute. Allora si può affermare che, l'analisi che verrà effettuata, sfrutta come prima supposizione quella di prendere il valore campionato e considerarlo pressoché costante all'interno del  $t_d$ . Di seguito si discutono ulteriori dettagli per aumentare il grado di dettaglio con cui andrebbe eseguito lo studio.

In una generica transizione che capita tra due vettori di stato durante il funzionamento l'intensità di corrente necessaria dipende da diversi fattori e, pertanto, non è detto sia sempre uguale. La formula valida per una casuale commutazione da una stato circuitale ad un altro è data da  $I_{th} = C \cdot \frac{\Delta V}{\Delta T}$ , dove:

- $C$  è la capacità parassita da scaricare per garantire turn-on ZVS dell'interruttore interessato;
- $\Delta V$  è la tensione inizialmente ai suoi capi tra drain e source;
- $\Delta T$  è l'intervallo di dead-time scelto e dedicato a tale transizione circuitale.



Ed è proprio da questa equazione, applicabile a tutte le transizioni che avvengono durante la modulazione vettoriale, che si nota come  $I_{th}$  sia in realtà un parametro variabile.

In primis va fatto notare che il dead-time  $\Delta T$  dedicato alla transizione tra 2 vettori attivi potrebbe esser diverso da quello che la macchina a stati implementata nell'FPGA dedica alle transizioni da vettore attivo a nullo e viceversa. Poi si ha che la tensione tra drain e source ai capi dell'interruttore aperto che dovrà esser acceso in ZVS è ogni volta differente e legato al valore assunto da  $v_P$ .

Quindi si hanno già 2 variabili che influenzano il valore di corrente  $i_P$  necessaria per garantire accensioni soft-switching. In aggiunta, andrebbe tenuto conto che la formula  $I_{th} = C \cdot \frac{\Delta V}{\Delta T}$  va considerata corretta nell'ipotesi di condensatori dalla transcaratteristica  $C - V_{ds}$  di tipo lineare. Pertanto nello studio eseguito anche i valori di capacità per  $C_{oss}$  sono considerati costanti nell'ipotesi di condensatori di carattere lineare. Nella realtà si trovano condensatori nei cui datasheet vengono riportate le curve di carica accumulata e capacità in funzione della tensione tra i terminali di drain e source. A titolo di esempio, in **figura 4.11** viene riportato il caso di un condensatore parassita presente nei MOSFET al Silicio del modello BS046N100NS3/Infineon [11].

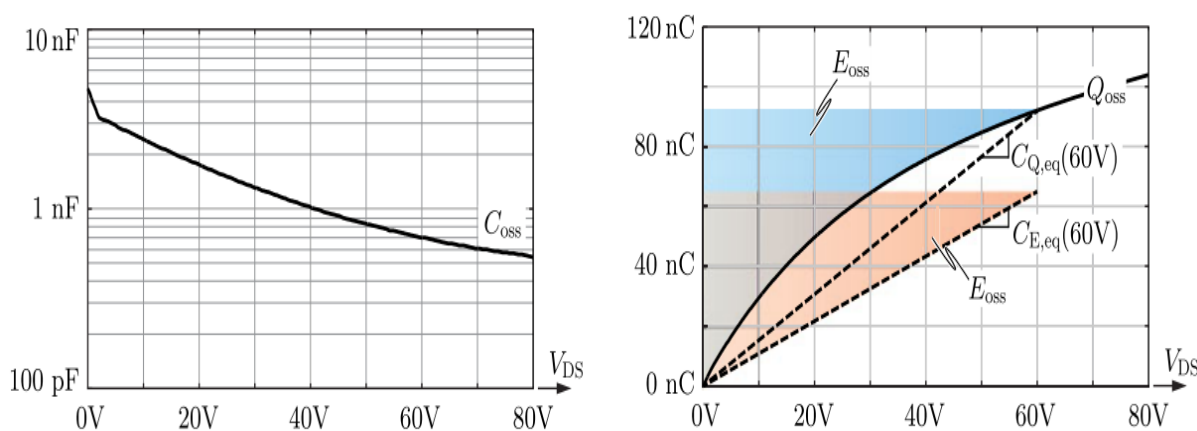


Figura 4.11: Curve datasheet di un power MOSFET [11]

Le due curve mettono in risalto la non-linearità del componente parassita e dimostrano come il valore di capacità  $C_{oss}$  e la quantità di carica  $Q$  accumulata siano entrambe dipendenti dal valore di  $V_{ds}$ . Sono visibili anche le diciture  $C_{Q,eq}$  e  $C_{E,eq}$  che rappresentano le capacità lineari equivalenti ottenibili in corrispondenza di 60V; in linea teorica queste due sono calcolabili per qualsiasi potenziale tra drain e source, dove  $C_{Q,eq}$  esibisce la stessa quantità di carica immagazzinata nella capacità reale e  $C_{E,eq}$  manifesta la stessa quantità di energia contenuta nella capacità non lineare.

In definitiva, l'analisi effettuata nello studio delle operazioni ZVS sfrutterà il valore stabilito per  $C_{oss}$  come valore opportuno ad approssimare la caratteristica reale tramite un andamento lineare. Con questa semplificazione vale quindi  $C_{oss} = \frac{Q}{V_{ds}}$ .

### 4.3.2 Inclusione delle perdite di commutazione nel modello

Grazie alla caratteristica di ripetitività della modulazione vettoriale che viene adoperata, è reso possibile analizzare tutti i periodi di commutazione senza dare rilevanza al settore in cui ci si trova. Ovvero, a seconda della fase  $\theta$  del vettore spaziale di riferimento  $\vec{I}_{ref}$  delle correnti di fase, si è all'interno di un ben preciso sotto-settore della modulazione vettoriale ma questa informazione non ha importanza per come si valuta il soddisfacimento delle condizioni di ZVS.

Per comprendere meglio questo aspetto bisogna ricordare quanto visto nella sezione dedicata all'analisi della ZVS Operation. A titolo di esempio era stato analizzato il settore I, e in particolare il suo sotto-settore Ia: si ricorda che nelle transizioni tra due vettori attivi, o tra un vettore attivo e uno nullo, avvenivano delle opportune fasi di carica/scarica delle capacità parallele ad ogni MOSFET. Per esempio nel passaggio da  $\vec{I}_0$  a  $\vec{I}_1$  la situazione che si verificava era rappresentabile tramite un circuito equivalente contenente le capacità coinvolte nella fase di trasferimento di energia. Tale circuito veniva rappresentato in **figura 3.1** e includeva anche la capacità parassita  $C_{TR}$  del trasformatore, la quale verrà però trascurata. In tale transizione la corrente  $i_P$  svolgeva il compito di caricare la capacità equivalente formata dai condensatori coinvolti ad un preciso livello di tensione per garantire un successivo turn-on ZVS. Anche nelle altre transizioni tra vettori avvenivano trasferimenti di energia tramite  $L_{lk,g}$  e si considerava una certa  $C_{eq}$  da caricare a dovere per avere accensioni ZVS.

Sebbene nel caso Ia studiato venissero coinvolti dei precisi interruttori e relative capacità, è proprio grazie all'aspetto ripetitivo della modulazione che è possibile effettuare la verifica delle condizioni ZVS anche in altri settori solamente sulla base della corrente  $i_P$ . Questo in quanto al variare dei settori cambieranno gli interruttori e capacità coinvolte ma il circuito e la capacità equivalente delle varie transizioni assumerà sempre la stessa configurazione.

In definitiva, qualsiasi sia il settore:

- per le transizioni da  $\vec{I}_0$  a  $\vec{I}_1$  la capacità equivalente vale  $C_{eq} = \frac{5}{2}C_{oss}$ ;
- per le transizioni  $\vec{I}_1$  a  $\vec{I}_2$  la capacità equivalente sarà data da  $C_{eq} = 3C_{oss}$ ;
- per le transizioni  $\vec{I}_2$  a  $\vec{I}_0$   $C_{eq}$  risulterà uguale a quella delle transizioni HTL tra i 2 vettori attivi, ovvero  $C_{eq} = 3C_{oss}$ .

Tali valori di  $C_{eq}$  riguardano sia la metà di un  $T_{switching}$  durante la semionda positiva della tensione  $v_P$  sia la restante metà durante la semionda negativa.

Le attività che verranno portate avanti saranno, di fatto, rappresentate dalle misurazioni di  $i_P$  per svariate simulazioni del funzionamento dell'impianto. Per diversi livelli di potenza  $P_o$  d'uscita e con 2 riferimenti differenti di tensione d'uscita  $V_o$  verranno raccolti i dati relativi a  $i_P$ , i quali verranno analizzati in post-processing per capire in quali punti lavorativi del convertitore si debba assumere o meno la presenza di transizioni ZVS.

Viene infatti implementato un codice da eseguire in post simulazione che consenta di calcolare la potenza dissipata durante tutte quelle commutazioni da considerarsi realizzate in maniera non-ZVS. Lo script costruito viene riportato in **figura 4.12** ed è da considerarsi come porzione di codice aggiuntiva rispetto a quello impiegato in precedenza per la stima delle potenze disperse.

```

24     Epos(k)=0;
25     Eneg(k)=0;
26     for i=1:1000
27         if ip_I0I1_semipos(i,k)>-1.5
28             Epos(k)=Epos(k)+1/2*5/2*192e-12*(Vconc_ip_I0I1_semipos(i,k))^2;
29         end
30         if ip_I0I1_semineg(i,k)<1.5
31             Eneg(k)=Eneg(k)+1/2*5/2*192e-12*(Vconc_ip_I0I1_semineg(i,k))^2;
32         end
33         if ip_I1I2_semipos(i,k)<1.5
34             Epos(k)=Epos(k)+1/2*3*192e-12*(Vconc_ip_I1I2_semipos(i,k))^2;
35         end
36         if ip_I1I2_semineg(i,k)>-1.5
37             Eneg(k)=Eneg(k)+1/2*3*192e-12*(Vconc_ip_I1I2_semineg(i,k))^2;
38         end
39         if ip_I2I0_semipos(i,k)<1.5
40             Epos(k)=Epos(k)+1/2*3*192e-12*(Vconc_ip_I2I0_semipos(i,k))^2;
41         end
42         if ip_I2I0_semineg(i,k)>-1.5
43             Eneg(k)=Eneg(k)+1/2*3*192e-12*(Vconc_ip_I2I0_semineg(i,k))^2;
44         end
45     end
46     P_turnon(k)=50*(Epos(k)+Eneg(k));

```

Figura 4.12: Script per determinazione delle perdite di commutazione dei BDS

Esso sfrutta un ciclo for necessario a valutare la corrente  $i_P$  campionata in tutti gli istanti di commutazione di una simulazione eseguita. Le variabili denominate `ip_I0I1_semipos`, `ip_I1I2_semipos`, `ip_I2I0_semipos` sono degli array contenenti le misure di  $i_P$  in corrispondenza degli istanti in cui avvengono le transizioni tra vettori nella semionda positiva di  $v_P$ . Viceversa, le ampiezze di corrente campionate durante la semionda negativa sono contenuti in `ip_I0I1_semineg`, `ip_I1I2_semineg` e `ip_I2I0_semineg`. I valori raccolti sono quelli di un intero periodo di rete. Per di più, avendo  $f_{switching} = 50kHz$  con frequenza  $f_{grid}$  di rete pari a  $50Hz$  viene

spiegata la scelta di far eseguire il ciclo 1000 volte; 1000 sono proprio i campioni contenuti in un periodo di rete per ogni array.

Dalla verifica tramite if dell'intensità di corrente campionata nei vari istanti, viene stabilito se dover considerare o meno un contributo di energia persa ad ogni commutazione. Qualora necessario, esso viene sommato nel computo dell'energia complessiva dissipata durante la semionda positiva (Epos) o negativa (Eneg). Come si può vedere, è confermato che il termine che viene sommato è legato sia al valore di capacità equivalente da considerare sia al valore di tensione  $v_P$  campionata nello stesso istante del campione di corrente  $i_P$ . Pertanto il contributo è del tipo  $\frac{1}{2} \cdot C_{eq} \cdot v_P^2$  dove si vede la dipendenza sia dalle capacità parassite  $C_{oss}$  dei dispositivi di commutazione sia dal valore di tensione tra drain e source degli interruttori per cui avviene il turn-on, in quanto correlata alla tensione concatenata che appare su  $v_P$ .

Una volta concluso il ciclo for per scorrere tutti i campioni di una simulazione viene fatto in modo di ottenere la potenza complessivamente dispersa per commutazioni in un periodo  $T_{grid}$ . Questa è ottenuta dall'ultima riga di codice ed equivale alla formula:

$$P_{Tgrid} = f_{grid} \cdot \Sigma(E_{Tswitching}).$$

Una volta conclusa questa attività diventa possibile determinare per quali punti di lavoro vengono soddisfatte o meno le condizioni di turn-on ZVS.

Check condizioni ZVS			
$V_o = 250V$		$V_o = 400V$	
$P_o \leq 300W$	$P_o > 300W$	$P_o \leq 700W$	$P_o > 700W$
NON-ZVS	ZVS	NON-ZVS	ZVS

Tabella 4.11: Verifica di condizioni ZVS nei punti di lavoro del convertitore

La **tabella 4.11** riporta in maniera sintetica e compatta per quali condizioni operative le condizioni di Zero-Voltage-Switching, finora discusse, vengano rispettate e per quali ciò non avviene.

A seguito dell'individuazione dei punti di lavoro in cui è bene includere nel modello le switching losses, è ora possibile rivalutare l'efficienza dell'impianto in modo più accurato. Vengono quindi riportati sia i grafici della potenza dissipata che dell'efficienza del convertitore ac-dc Buck isolato nei vari punti di lavoro esplorati. In particolare si valuta quanto avviene per valori in bassa potenza dato che per potenze superiori le dissipazioni per switching risultano nulle o fortemente trascurabili. Ciò permette di avere una visione più ampia sul carattere assunto dal convertitore in termini di efficienza. I risultati sono riportati in **figura 4.13** e **figura 4.14**, che posso essere uniti ai grafici visti per  $P_o \geq 1kW$  in quanto esenti dalla presenza di switching losses.

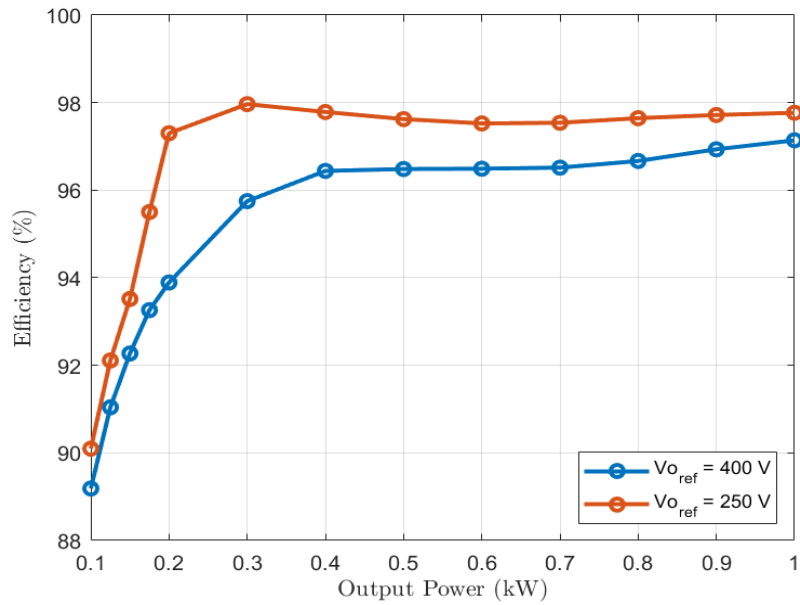


Figura 4.13: Efficienza includendo switching losses

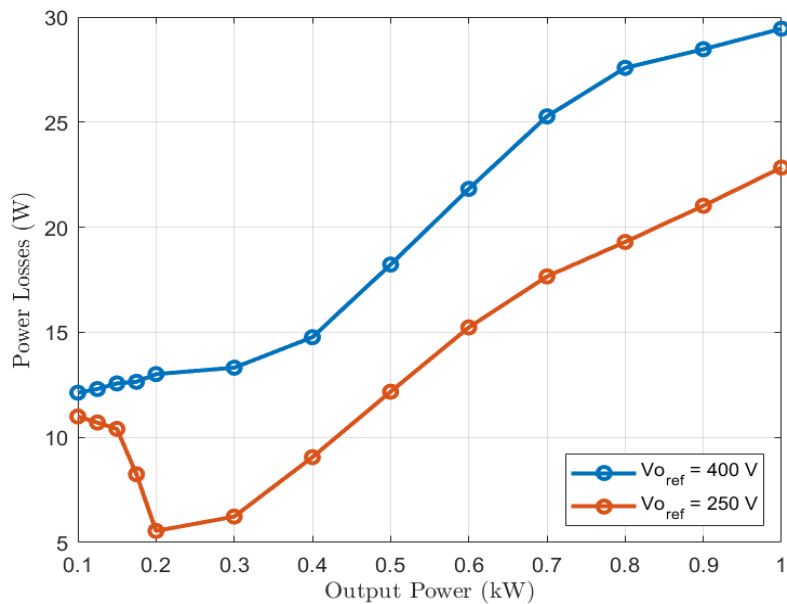


Figura 4.14: Power Losses includendo switching losses

Particolare attenzione si può dare anche ai grafici della distribuzione di potenza dissipata tra i vari componenti dell'impianto. Essi vengono riportati nelle immagini di **figura 4.15**.

Gli interruttori BDS impattano notevolmente sulla potenza dissipata e, specie in bassa potenza ( $\leq 1\text{ kW}$ ), il contributo legato alle perdite di commutazione degli switch bidirezionali è particolarmente impattante e prevale in percentuale sugli altri.

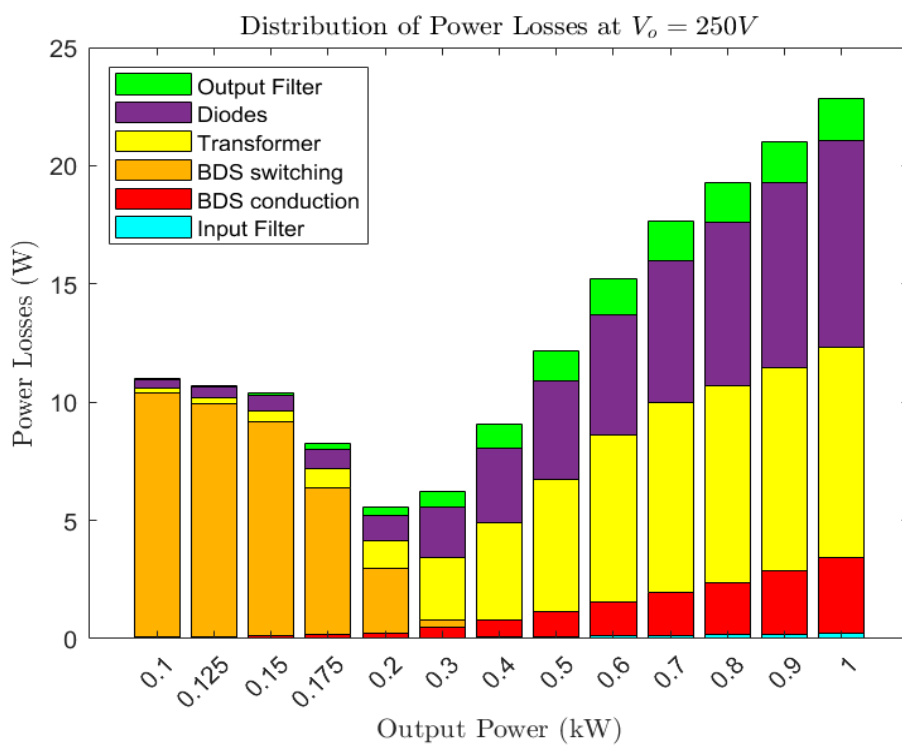
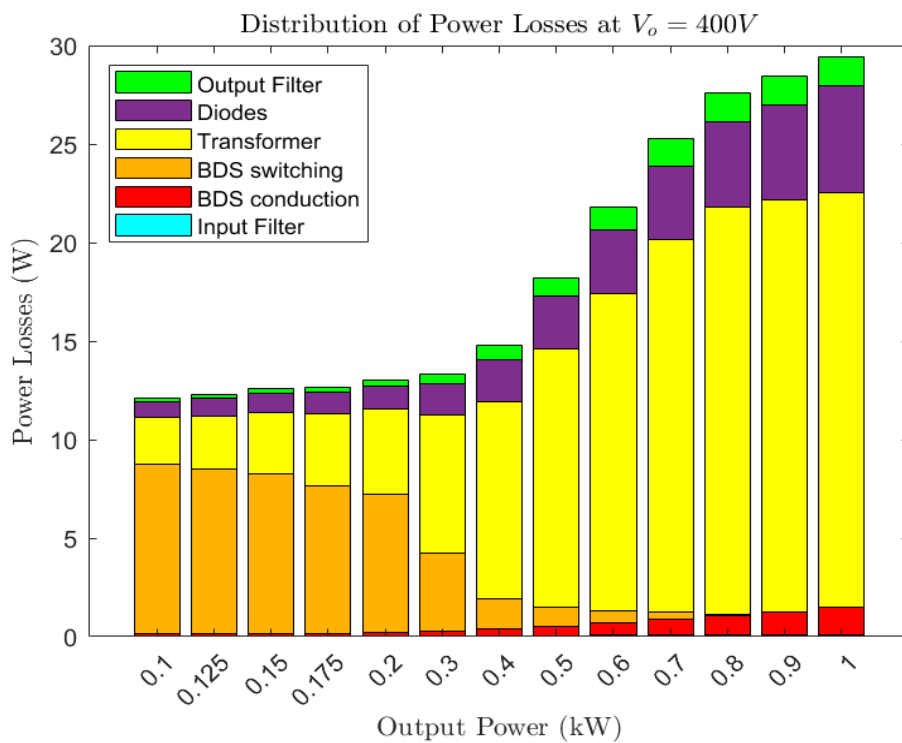


Figura 4.15: Distribuzione di potenza includendo switching losses

Si è finora visto che la transizione da una configurazione circuitale alla successiva, che intercorre nel passaggio tra due vettori, viene assunta come completata in condizioni ZVS se la corrente  $i_P$  campionata ad inizio commutazione soddisfa una certa ampiezza e verso.

E si può dire che le valutazioni fin qui effettuate si sono basate su una precisa condizione: la soglia di corrente per garantire ZVS è stata considerata costante.

Si vuole valutare ora come si possano modificare i punti di lavoro in termini di soddisfacimento di operatività ZVS dell'impianto al variare della soglia  $I_{th}$  scelta.

Le operazioni necessarie sono simili a quelle finora effettuate e quindi ci si basa sui valori di  $i_P$  campionati all'interno dei vari settori in tutti gli istanti di commutazione presenti in ogni simulazione portata a termine. Una volta individuati, è possibile costruire il grafico di **figura 4.16**.

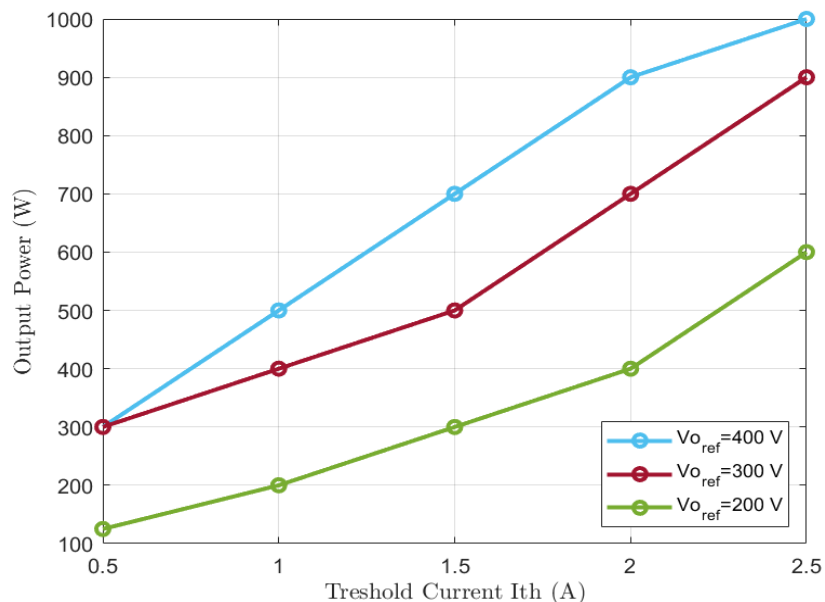


Figura 4.16: Valori limite di  $P_o$  per soddisfacimento ZVS con diverse soglie  $I_{th}$

In tale grafico sono riportati i valori di  $P_o$  critica per il soddisfacimento delle condizioni ZVS e il corrispondente valore soglia di corrente. Come è lecito aspettarsi, a parità di potenza  $P_o$  e al diminuire della tensione di riferimento in uscita, la corrente  $I_o$  che circola nell'impianto è più consistente. Di conseguenza anche al lato primario la corrente  $i_P$  raggiunge intensità maggiori con  $V_{o_{ref}} = 200\text{ V}$  in confronto a quelle ottenute per gli stessi livelli di potenza d'uscita nei casi con  $400\text{ V}$  e  $300\text{ V}$  di riferimento.

Questo dimostra perché vengono raggiunti punti di lavoro in ZVS per potenze più basse se si considera la situazione con  $V_{o_{ref}} = 200\text{ V}$  rispetto alle altre due presenti nell'immagine.

### 4.3.3 Rivalutazione accurata delle perdite di commutazione

I risultati ricavati sin qui per le dissipazioni di potenza che si manifestano durante le commutazioni sono stati sviluppati sulla base di forti semplificazioni. Come già discusso, infatti, la soglia di corrente  $I_{th}$  considerata per garantire una transizione circuitale di tipo ZVS viene assunta costante nonostante sia un parametro variabile.

Per le considerazioni che erano state fatte, sarebbe più opportuno considerare ad ogni commutazione un valore di soglia più preciso che si vuole che la corrente  $i_P$  assuma. Questa sezione viene riservata ad un approfondimento in tal senso.

Un primo miglioramento viene fatto considerando invariato il valore di  $C_{oss}$ , ovvero assumendolo ancora indipendente dal valore di tensione tra drain e source, ma valutando i valori di salto di tensione  $\Delta V$  da effettuare e di dead time  $\Delta T$  predisposto nella transizione circuitale tra 2 vettori.

Pertanto, ricordando la formula  $I_{th} = C_{oss} \cdot \frac{\Delta V}{\Delta T}$ , si vuole determinare la soglia di ogni commutazione sulla base dei valori di  $\Delta V$  e  $\Delta T$ . In questo modo, ad ogni transizione corrisponderà un valore di soglia  $I_{th}$  specifico e non più univoco.

Per fare ciò si presenta la necessità di modificare anche lo script dedicato alla determinazione delle energie dissipate durante le transizioni. La modifica viene riportata in **figura 4.17**.

```
24 Epos(k)=0;
25 Eneg(k)=0;
26 for i=1:1000
27     if ip_I0I1_semipos(i,k)>(192e-12*Vconc_ip_I0I1_semipos(i,k)/300e-9)
28         Epos(k)=Epos(k)+1/2*5/2*192e-12*(Vconc_ip_I0I1_semipos(i,k))^2;
29     end
30     if ip_I0I1_semineg(i,k)<(192e-12*Vconc_ip_I0I1_semineg(i,k)/300e-9)
31         Eneg(k)=Eneg(k)+1/2*5/2*192e-12*(Vconc_ip_I0I1_semineg(i,k))^2;
32     end
33     if ip_I1I2_semipos(i,k)<(192e-12*Vconc_ip_I1I2_semipos(i,k)/300e-9)
34         Epos(k)=Epos(k)+1/2*3*192e-12*(Vconc_ip_I1I2_semipos(i,k))^2;
35     end
36     if ip_I1I2_semineg(i,k)>(192e-12*Vconc_ip_I1I2_semineg(i,k)/300e-9)
37         Eneg(k)=Eneg(k)+1/2*3*192e-12*(Vconc_ip_I1I2_semineg(i,k))^2;
38     end
39     if ip_I2I0_semipos(i,k)<(192e-12*Vconc_ip_I2I0_semipos(i,k)/300e-9)
40         Epos(k)=Epos(k)+1/2*3*192e-12*(Vconc_ip_I2I0_semipos(i,k))^2;
41     end
42     if ip_I2I0_semineg(i,k)>(192e-12*Vconc_ip_I2I0_semineg(i,k)/300e-9)
43         Eneg(k)=Eneg(k)+1/2*3*192e-12*(Vconc_ip_I2I0_semineg(i,k))^2;
44     end
45 end
46 P_turnon(k)=50*(Epos(k)+Eneg(k));
```

Figura 4.17: Script modificato per migliore valutazione delle switching losses



Come si può verificare il dead-time riservato alle transizioni da vettore attivo a nullo e viceversa è pari a  $300\text{ns}$ , così come quello tra 2 vettori attivi. Inoltre si vede la presenza del valore di tensione  $v_P$  campionata, impiegato come termine per valutare il salto di potenziale, il quale deve avvenire tra drain e source ai capi dell'interruttore interessato dalla transizione. Il valore di capacità parassita considerata per i MOSFET è  $192\text{pF}$  e, infatti, compare anch'essa nel codice riportato.

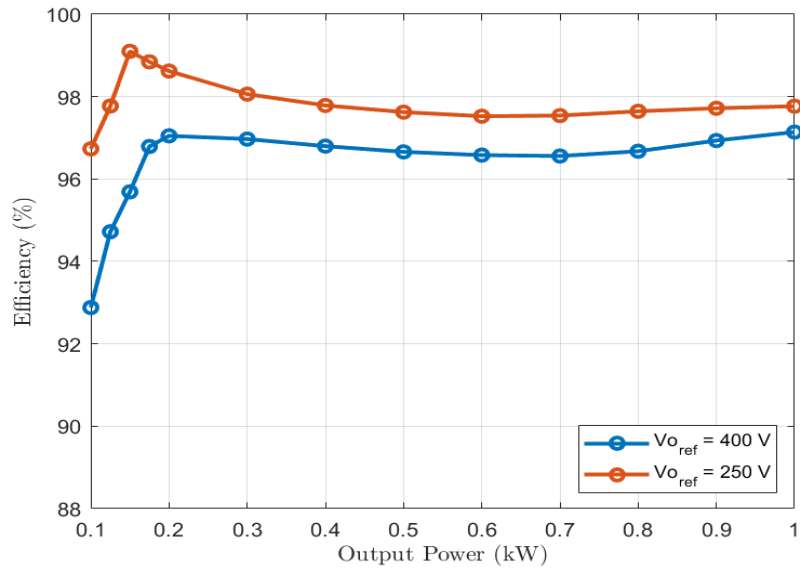


Figura 4.18: Efficienza con approssimazione migliorata

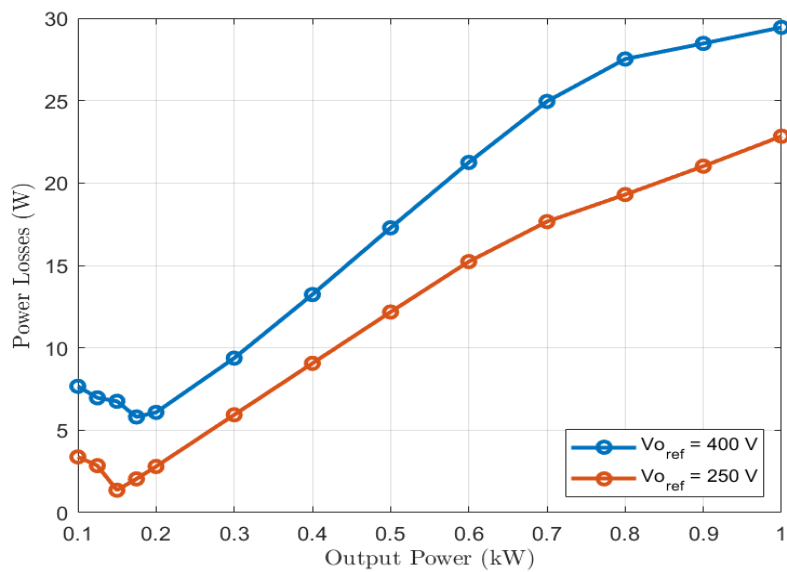


Figura 4.19: Power Losses con approssimazione migliorata

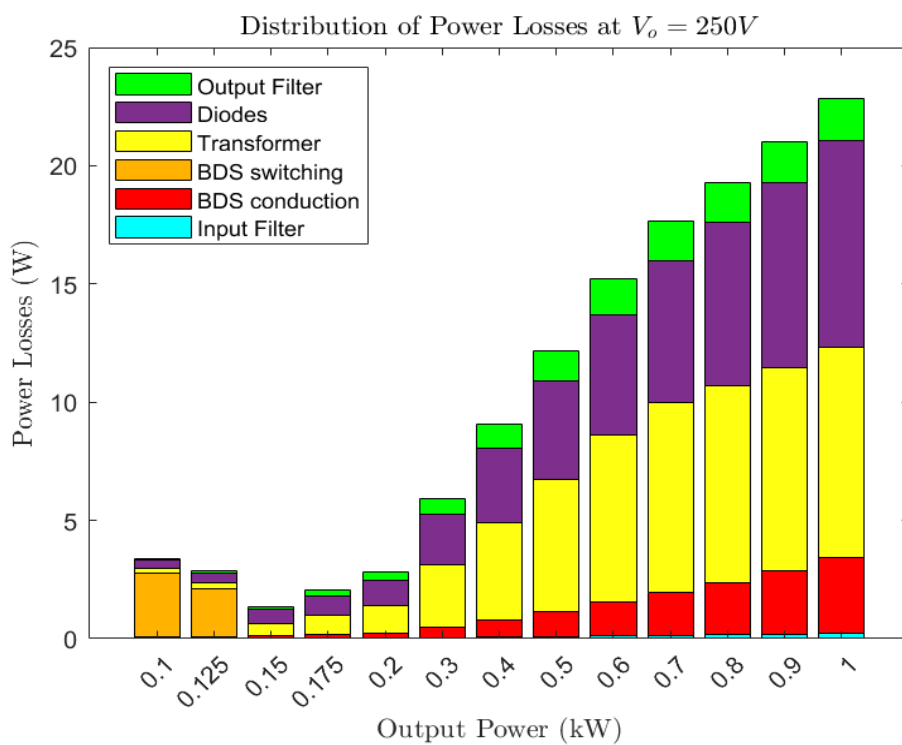
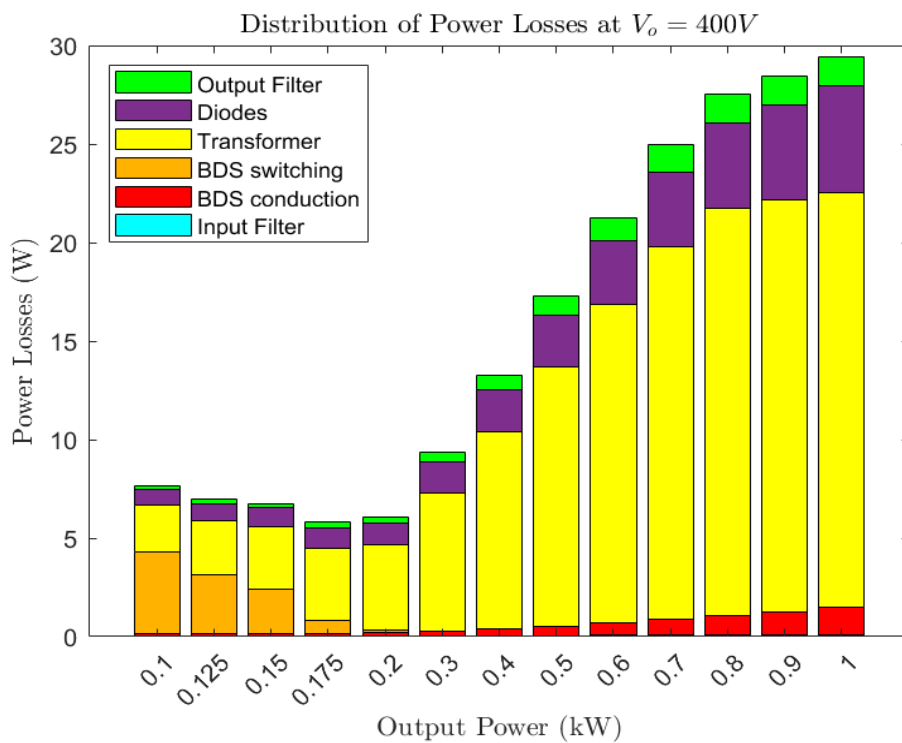


Figura 4.20: Distribuzione di potenza con approssimazione migliorata

In questo modo diventa consentito rivalutare l'energia dissipata durante le commutazioni degli switch bidirezionali con un grado di approssimazione migliore. I risultati così ottenuti vengono riportati nelle **figure 4.18, 4.19 e 4.20**.

Quello che si può notare, rispetto a quanto visto con una corrente di soglia assunta costante, è che le switching losses subentrano a partire da potenze più basse ora. Per di più anche in termini di entità subiscono una notevole attenuazione. Di conseguenza si vede un aumento dell'efficienza rispetto a quanto ottenuto in precedenza anche nei punti di lavoro interessati da commutazioni non-ZVS.

Questo lascia dunque pensare che assumere una soglia di corrente uguale per ciascuna transizione circuitale equivaleva a considerare un worst case. Nella realtà, come già ripetuto più volte, il valore di  $I_{th}$  necessaria varia da situazione a situazione; e da tale motivazione si possono considerare i nuovi risultati ottenuti più prossimi alla realtà.

La modifica appena effettuata non è tuttavia l'accorgimento migliore che si possa intraprendere. Dalle considerazioni effettuate sullo Zero-Voltage-Switching è bene ricordare anche l'aspetto riguardante la dipendenza del valore delle capacità  $C_{oss}$  dei dispositivi da quello delle tensioni assunte tra i terminali di drain e source.

Ci si incarica come obiettivo finale di determinare la transcaratteristica valida per le capacità parassite degli interruttori di potenza impiegati. A tale scopo verrà fatto riferimento alle misure sperimentali ottenute da un prototipo impiegato in laboratorio.

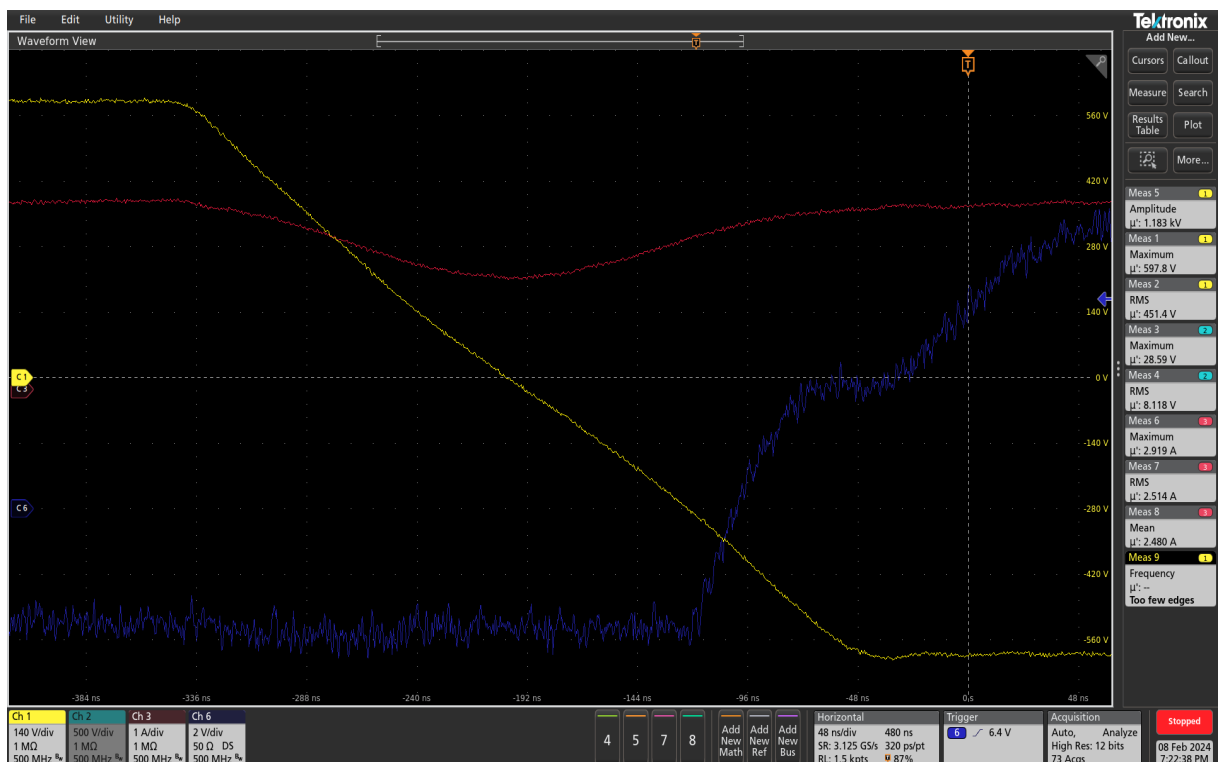


Figura 4.21: Misurazione con oscilloscopio durante soft-switching

Questa procedura avviene disponendo delle forme d'onda di tensione  $v_P$ , corrente  $i_P$  e segnale di gate durante una commutazione soft. Una foto della misurazione ricavata tramite l'oscilloscopio viene stampata in **figura 4.21**.

Sfruttando, infatti, i campioni salvati per la tensione e la corrente si è in grado di determinare la carica  $Q_{min}$  necessaria per caricare la capacità parassita dei MOSFET di potenza ad un certo livello di tensione tra drain e source. Da questa informazione diventa successivamente eseguibile il calcolo del valore di  $C_{oss}$  in corrispondenza di un dato potenziale ai capi del dispositivo di commutazione. E infine, dalla conoscenza della quantità di carica per effettuare una certa variazione di tensione ai capi dello switch, si può anche determinare l'ampiezza della corrente di soglia  $I_{th}$  di cui si necessita durante l'intervallo di dead time di una transizione circuitale affinché si verifichino le condizioni di ZVS.

Per determinare la  $Q_{min}$  occorrente per caricare  $C_{oss}$  ad un potenziale  $\Delta V$  generico si deve calcolare l'area sottesa dalla corrente  $i_P$  nella finestra temporale che va dall'istante in cui  $v_P$  vale  $\frac{\Delta V}{2}$  ( $t_1$ ) a quello dove si ha  $-\frac{\Delta V}{2}$  ( $t_2$ ). Ovvero si sfrutta il calcolo integrale dato da:

$$Q_{min} = \int_{t_1}^{t_2} i_P(t) \cdot dt.$$

Per ottenere l'area sottesa si sfruttano i contributi dati da ciascun campione di corrente moltiplicato per l'intervallo di tempo che lo separa dal successivo; andandoli a sommare si ottiene il valore dell'integrale. Va detto che, avendo una separazione tra un campione e il successivo pari a 320 ps, gli errori dati dalle approssimazioni per eccesso/difetto (ottenuti calcolando le aree dei rettangoli) sono trascurabili.

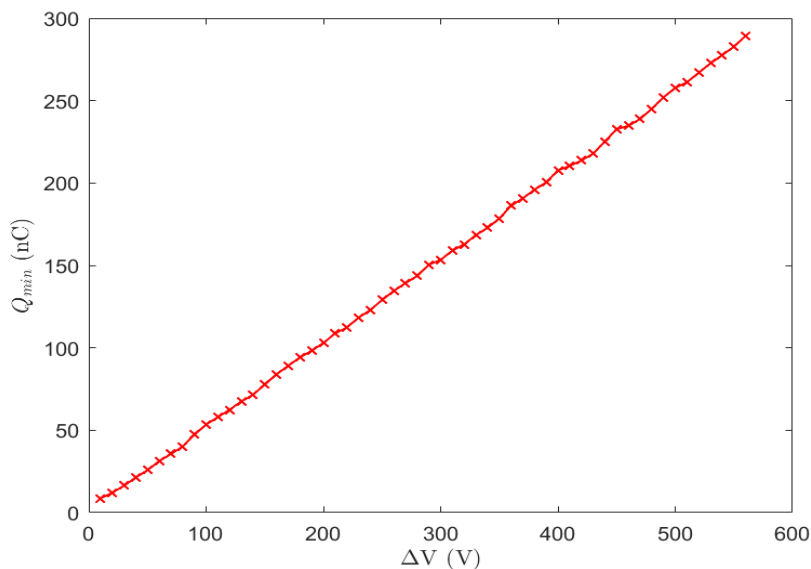


Figura 4.22: Caratteristica  $Q_{min}$ - $\Delta V$  ottenuta da misurazioni

Il valore di tensione osservato ai capi degli switch bidirezionali, nelle varie condizioni ope-

relative simulate, si mantiene sempre al di sotto di 560V in valore assoluto. Questo motiva la scelta di determinare  $Q_{min}$ ,  $C_{oss}$  e  $I_{th}$  per un dominio di tensione  $v_P$  dato da [0 V;560 V]. In **figura 4.22** si trova l'andamento ottenuto per la carica minima necessaria in corrispondenza di ogni salto di tensione considerato.

Dall'elaborazione dei dati si ottiene anche la caratteristica di **figura 4.23** per la capacità  $C_{oss}$  degli switch, la quale si ottiene tramite la formula:

$$C_{oss} = \frac{Q_{min}}{\Delta V}.$$

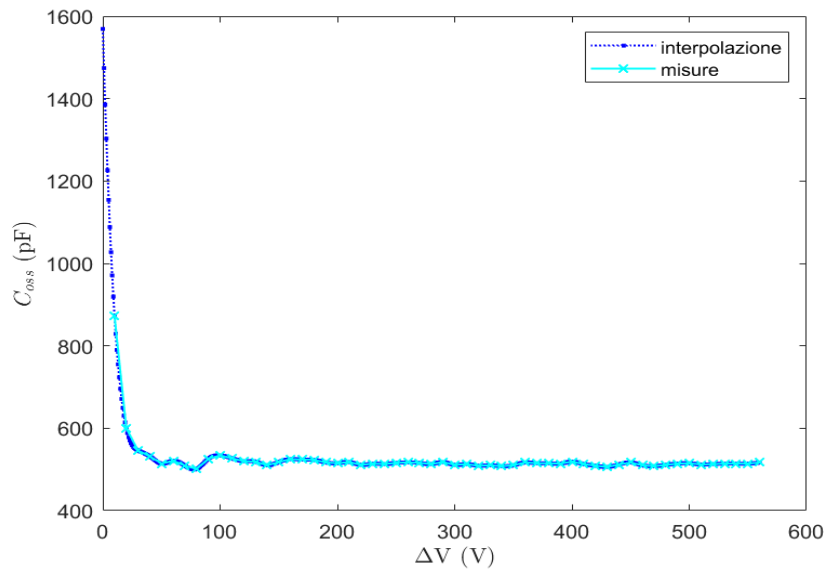


Figura 4.23: Caratteristica  $C_{oss}$ - $\Delta V$  ottenuta da misurazioni

In figura si può osservare che il calcolo è stato eseguito con un passo di 10 V tra una stima e l'altra. Nella legenda viene appunto indicato il grafico ottenuto per semplice connessione delle misure, in modo distinto da quello estrapolato per interpolazione dei dati infittendo il passo ad 1 V.

Infine, ricordando che il tempo morto  $\Delta T$  riservato ad ogni commutazione da un vettore ad un altro è fisso e pari a 300 ns, viene ottenuto l'andamento della soglia di corrente per diversi livelli di tensione tramite la divisione:

$$I_{th} = \frac{Q_{min}}{\Delta T} = \frac{Q_{min}}{300ns}.$$

Esso è mostrato in **figura 4.24** e dimostra la proporzionalità diretta tra  $Q_{min}$  e  $I_{th}$ . Come è lecito aspettarsi, al crescere della carica minima richiesta, aumenta anche il valore di corrente necessario per caricare/scaricare completamente le capacità in un dead time.

A questo punto si conosce il valore minimo che la corrente  $i_P$  deve assumere durante una qualsiasi commutazione. Ad ogni valore di tensione  $v_P$  assunto nei 6 istanti di campionamento durante un periodo di modulazione  $T_{switching}$  viene associato un corrispondente valore di  $I_{th}$ , da

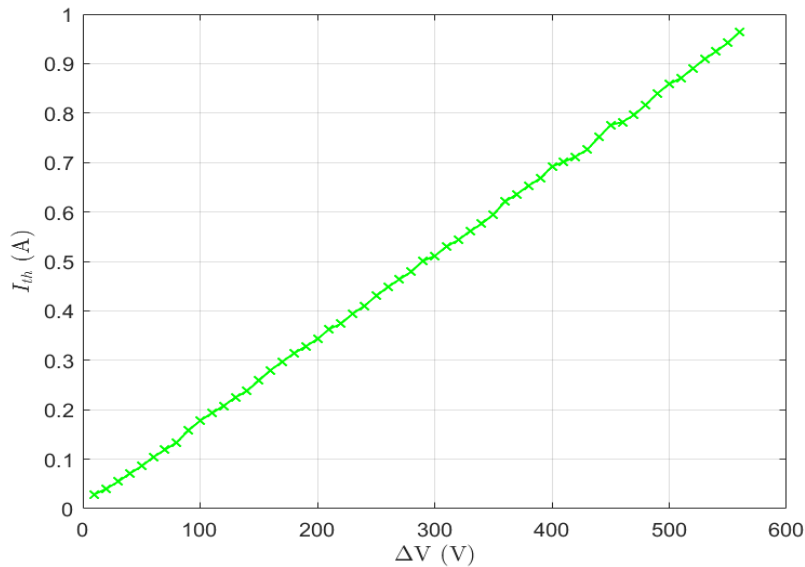


Figura 4.24: Caratteristica  $I_{th}$ - $\Delta V$  ottenuta da misurazioni

considerare per verificare se si ha una transizione ZVS. Se  $i_P$  risulta inferiore a  $I_{th}$  si provvede a inserire nel computo delle dissipazioni di potenza anche il contributo dato dalla potenza dissipata nella transizione. Quest'ultimo sarà costituito dal termine  $\frac{1}{2} \cdot Q_{min}(\Delta V) \cdot \Delta V$  o dalla formula equivalente  $\frac{1}{2} \cdot C_{oss}(\Delta V) \cdot \Delta V^2$ , dove anche  $C_{oss}$  assume un valore specifico per ogni valore di  $v_P$ .

```

95     if ip_I0I1_semipos(i,k)>-Ith(j1)
96         Epos(k)=Epos(k)+1/2*5/2*Coss(j1)*(Vconc_ip_I0I1_semipos(i,k))^2;
97     end
98     if ip_I0I1_semineg(i,k)<Ith(j2)
99         Eneg(k)=Eneg(k)+1/2*5/2*Coss(j2)*(Vconc_ip_I0I1_semineg(i,k))^2;
100    end
101    if ip_I1I2_semipos(i,k)<Ith(j3)
102        Epos(k)=Epos(k)+1/2*3*2*Coss(j3)*(Vconc_ip_I1I2_semipos(i,k))^2;
103    end
104    if ip_I1I2_semineg(i,k)>-Ith(j4)
105        Eneg(k)=Eneg(k)+1/2*3*2*Coss(j4)*(Vconc_ip_I1I2_semineg(i,k))^2;
106    end
107    if ip_I2I0_semipos(i,k)<Ith(j5)
108        Epos(k)=Epos(k)+1/2*3*2*Coss(j5)*(Vconc_ip_I2I0_semipos(i,k))^2;
109    end
110    if ip_I2I0_semineg(i,k)>-Ith(j6)
111        flag=1;
112        Eneg(k)=Eneg(k)+1/2*3*2*Coss(j6)*(Vconc_ip_I2I0_semineg(i,k))^2;
113    end
114 end
115 P_turnon(k)=50*(Epos(k)+Eneg(k));

```

Figura 4.25: Script finale per determinazione delle switching losses

Seguendo i suddetti ragionamenti la porzione di codice, notoriamente dedicata al controllo del soddisfacimento delle condizioni di accensione a tensione nulla degli interruttori, subisce un aggiornamento ad una versione finale. La forma assunta dallo script è riportata in **figura 4.25**.

Visualizzandolo si osserva che, per effettuare il check ZVS in ciascuna delle 6 transizioni, la corrente  $i_P$  viene confrontata con il valore di  $I_{th}$  associato alla tensione  $v_P$  campionato all'istante di commutazione. È stato, infatti, costruito un array contenente il valore di soglia di corrente corrispondente ai diversi livelli di tensione possibili. Per ottenere l'indice con cui andare a selezionare il corretto dato di  $I_{th}$  è sufficiente dividere la tensione  $v_P$  campionata per lo scarto tra una misurazione e l'altra, ovvero 10 V. Una volta fatto ciò si otterrà un numero contenente cifre decimali che, una volta arrotondato al valore intero più vicino, restituirà l'indice opportuno cercato.

Va evidenziato che il termine che si aggiunge nel computo dell'energia dissipata per commutazione degli switch bidirezionali, ogni qualvolta non si verifichi una situazione ZVS, si basa su un'assunzione semplificativa. Ovvero, nella formula impiegata si considera tutta la carica minima che sarebbe necessaria trasferire entro la fine del dead time. Tuttavia, se la corrente  $i_P$  non è superiore in ampiezza al valore di soglia si ha comunque un quantitativo di carica che viene trasferito (specie per  $i_P$  inferiore ma prossima alla soglia). Esso risulterà inferiore alla quantità  $Q_{min}$  richiesta per garantire ZVS ma non per questo il trasferimento di carica risulterebbe nullo. Per una maggiore accuratezza del modello con cui si determinano le switching losses ci si potrebbe spingere oltre, andando a considerare nel contributo di energia persa in ogni transizione non tutta la carica  $Q_{min}$ , bensì la differenza tra la carica trasferita e quella minima richiesta.

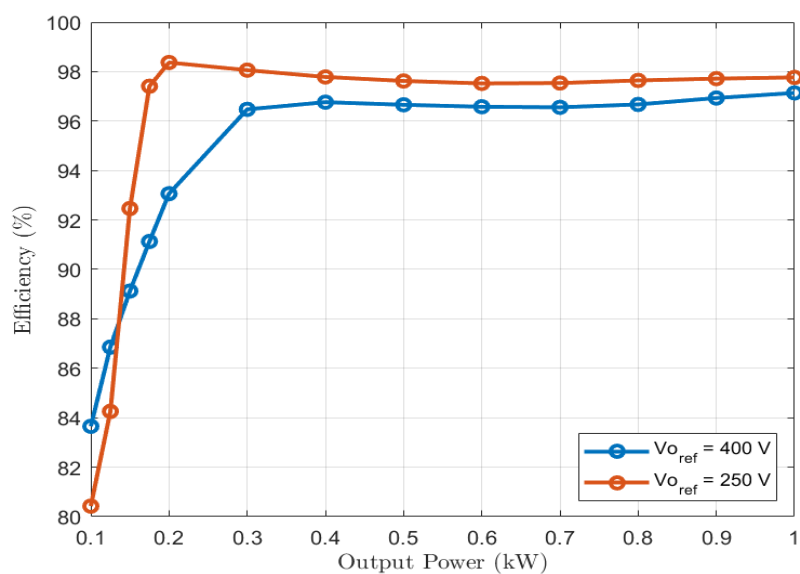


Figura 4.26: Efficienza con approssimazione finale

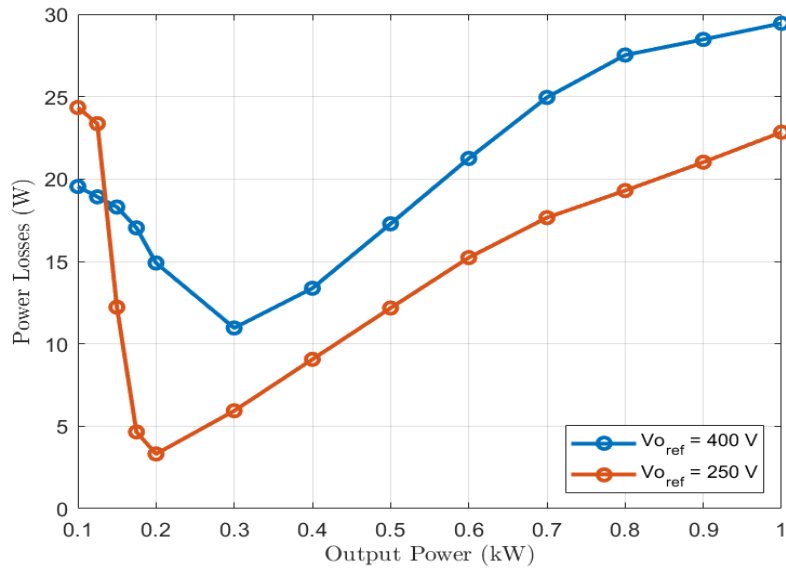


Figura 4.27: Power Losses con approssimazione finale

Detto ciò, questo terzo metodo di valutazione delle perdite per commutazione rappresenta il procedimento più accurato rispetto a quanto eseguito finora. I risultati ottenuti con questo approfondimento nell'analisi rappresentano qualcosa di molto più prossimo alla realtà. I grafici finali dell'efficienza e potenze dissipate diventano quelli visualizzabili nelle **figure 4.26 e 4.27**.

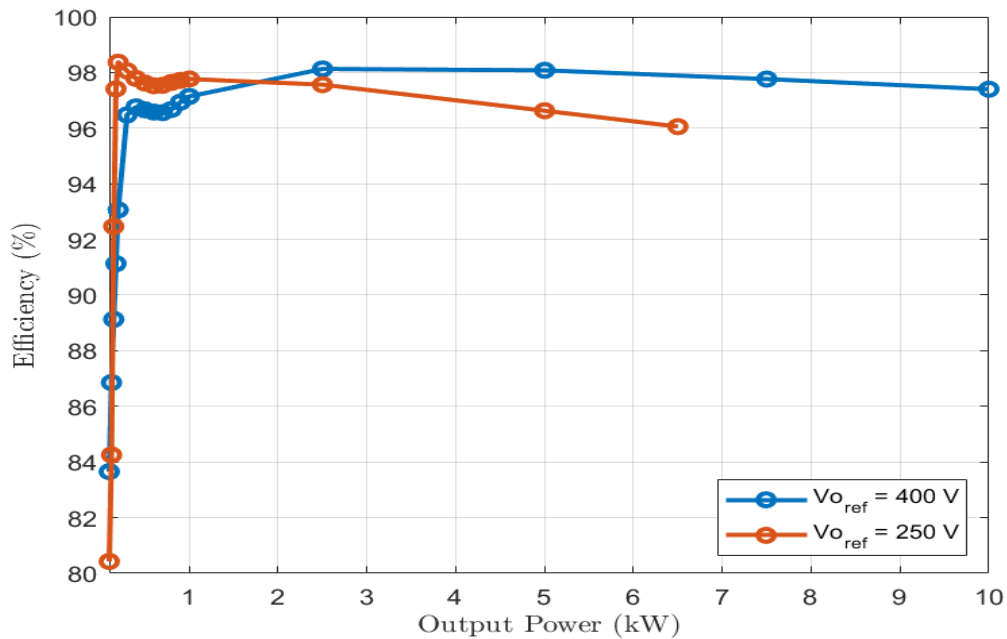


Figura 4.28: Efficienza dell'impianto complessiva



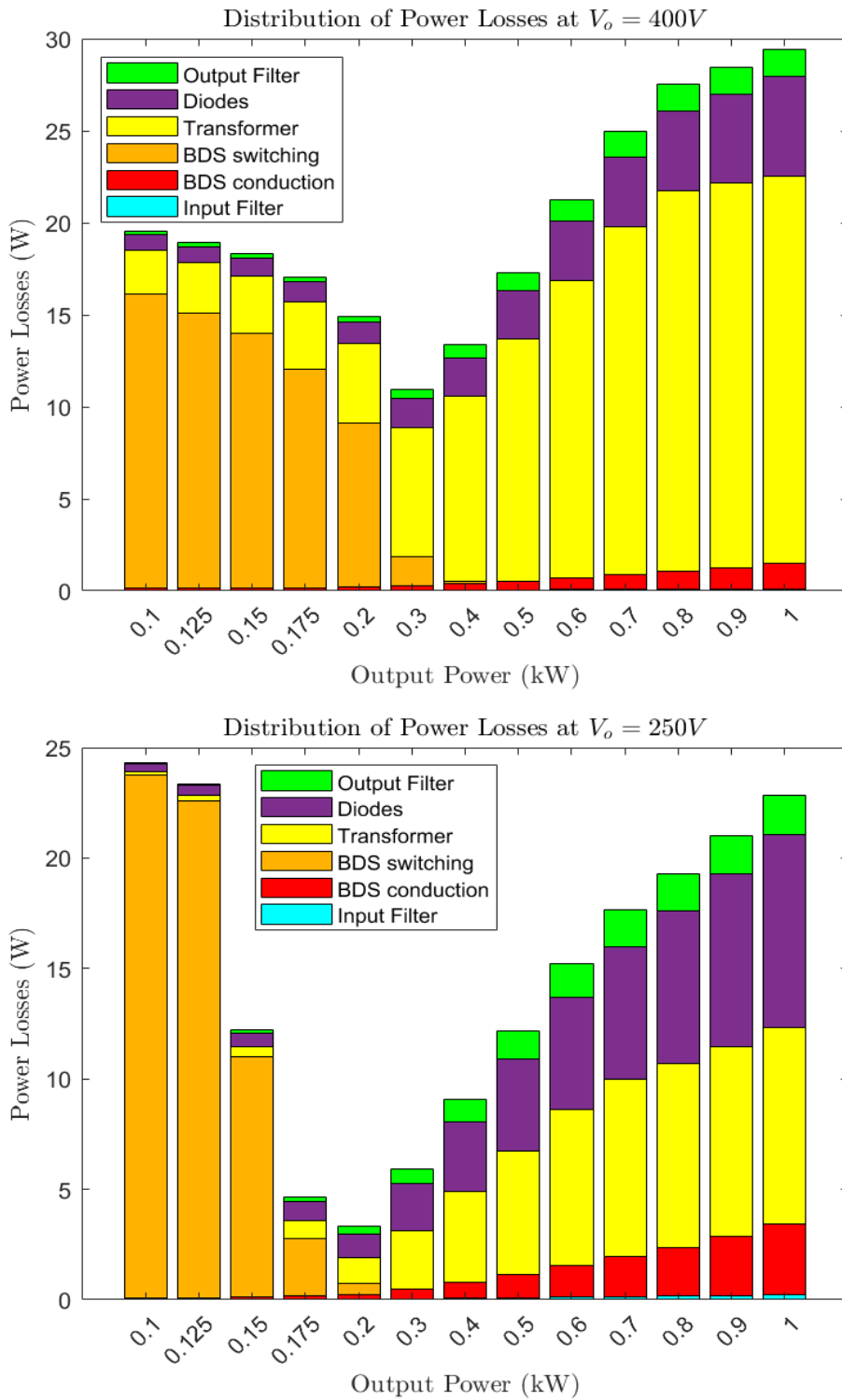


Figura 4.29: Distribuzione di potenza con approssimazione finale

Ancora una volta si conferma l'apparizione di switching losses man mano che ci si spinge verso condizioni operative in bassa potenza.

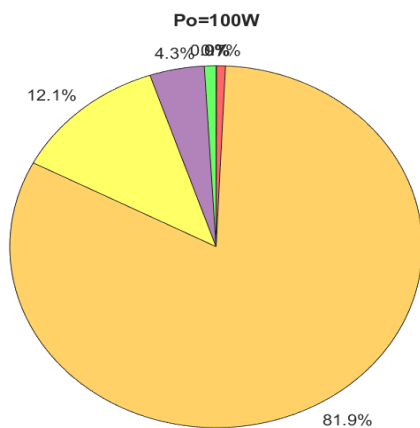
Si può sicuramente evidenziare un forte abbassamento dell'efficienza per potenze inferiori

ai 200-250 W, il che rappresenta un risultato importante se rapportato a quanto visto nei due metodi precedenti. In questo caso l'efficienza decresce fino ad andare ben al di sotto del 90%.

Può essere interessante considerare l'andamento complessivo dell'efficienza dato dall'unione dell'andamento per potenze inferiori ad 1 kW appena ottenuto con l'efficienza ottenuta per punti operativi a potenze superiori.

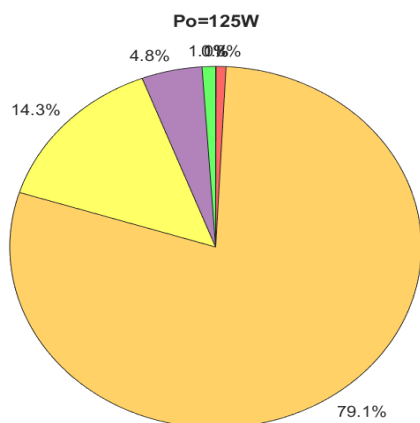
In questo modo si ha una visione d'insieme sul comportamento assunto dall'efficienza in tutti i punti lavorativi esplorati; la **figura 4.28** riporta tale grafico.

Le distribuzioni sono invece riportate nei grafici di **figura 4.29**. Per un maggiore dettaglio che evidenzia l'impatto delle dissipazioni per commutazione dei BDS vengono riportati anche grafici a torta e relative entità dei contributi dissipativi in tutti i punti lavorativi in cui si ha presenza di commutazioni di tipo non ZVS.



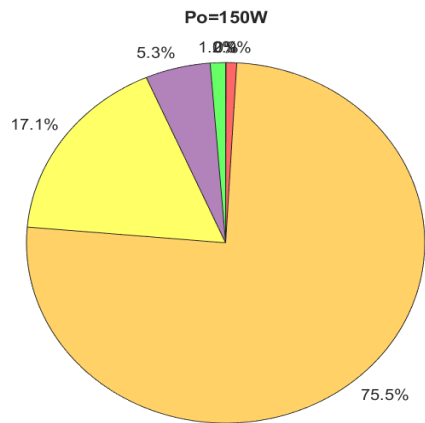
POWER LOSSES	
Output Filter	0.18 W
Rectifier Diodes	0.84 W
Transformer	2.37 W
BDS conduction	0.14 W
BDS switching	16.01 W
Input Filter	0.01 W
<b>Total</b>	<b>19.54 W</b>

Tabella 4.12: Dissipazione di potenza @  $P_o=100W$ ,  $V_o=400V$



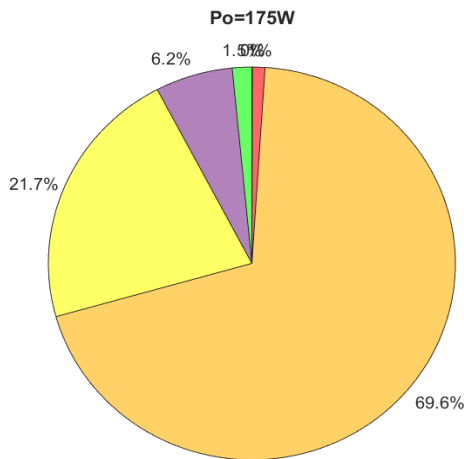
POWER LOSSES	
Output Filter	0.20 W
Rectifier Diodes	0.90 W
Transformer	2.71 W
BDS conduction	0.15 W
BDS switching	14.96 W
Input Filter	0.01 W
<b>Total</b>	<b>18.92 W</b>

Tabella 4.13: Dissipazione di potenza @  $P_o=125W$ ,  $V_o=400V$



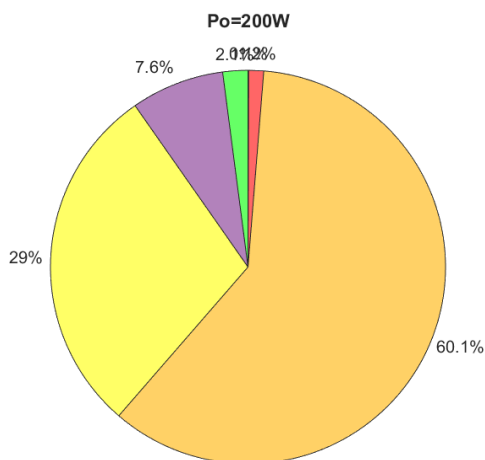
POWER LOSSES	
Output Filter	0.23 W
Rectifier Diodes	0.97 W
Transformer	3.12 W
BDS conduction	0.16 W
BDS switching	13.82 W
Input Filter	0.01 W
<b>Total</b>	<b>18.30 W</b>

Tabella 4.14: Dissipazione di potenza @  $P_o=150W$ ,  $V_o=400V$



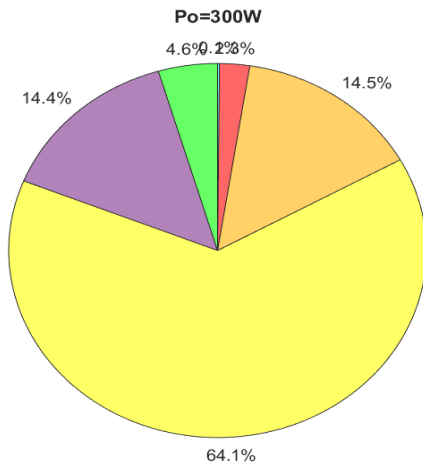
POWER LOSSES	
Output Filter	0.26 W
Rectifier Diodes	1.05 W
Transformer	3.69 W
BDS conduction	0.17 W
BDS switching	11.86 W
Input Filter	0.01 W
<b>Total</b>	<b>17.03 W</b>

Tabella 4.15: Dissipazione di potenza @  $P_o=175W$ ,  $V_o=400V$



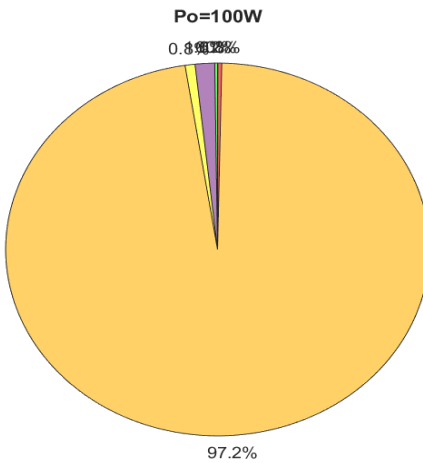
POWER LOSSES	
Output Filter	0.31 W
Rectifier Diodes	1.14 W
Transformer	4.32 W
BDS conduction	0.18 W
BDS switching	8.96 W
Input Filter	0.01 W
<b>Total</b>	<b>14.91 W</b>

Tabella 4.16: Dissipazione di potenza @  $P_o=200W$ ,  $V_o=400V$



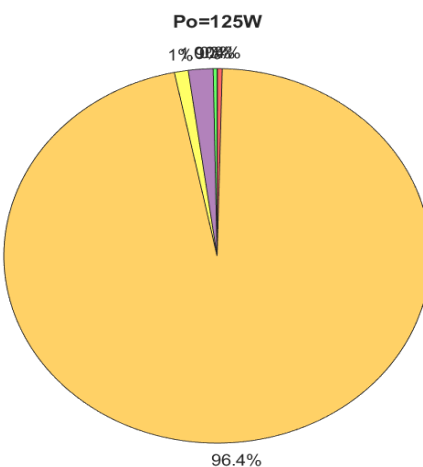
POWER LOSSES	
Output Filter	0.50 W
Rectifier Diodes	1.57 W
Transformer	7.03 W
BDS conduction	0.26 W
BDS switching	1.59 W
Input Filter	0.02 W
<b>Total</b>	<b>10.96 W</b>

Tabella 4.17: Dissipazione di potenza @  $P_o=300W$ ,  $V_o=400V$



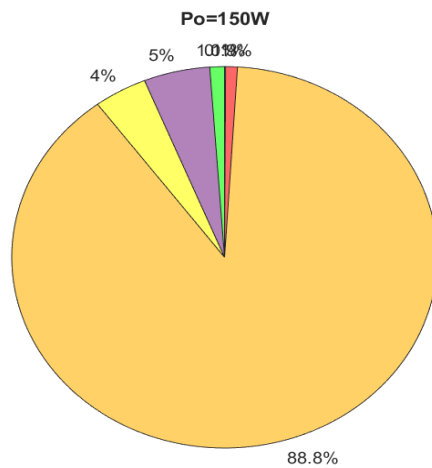
POWER LOSSES	
Output Filter	0.05 W
Rectifier Diodes	0.36 W
Transformer	0.18 W
BDS conduction	0.07 W
BDS switching	23.66 W
Input Filter	0.01 W
<b>Total</b>	<b>24.34 W</b>

Tabella 4.18: Dissipazione di potenza @  $P_o=100W$ ,  $V_o=250V$



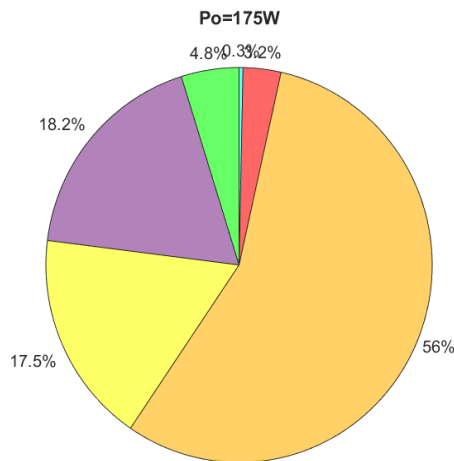
POWER LOSSES	
Output Filter	0.07 W
Rectifier Diodes	0.44 W
Transformer	0.25 W
BDS conduction	0.08 W
BDS switching	22.52 W
Input Filter	0.01 W
<b>Total</b>	<b>23.36 W</b>

Tabella 4.19: Dissipazione di potenza @  $P_o=125W$ ,  $V_o=250V$



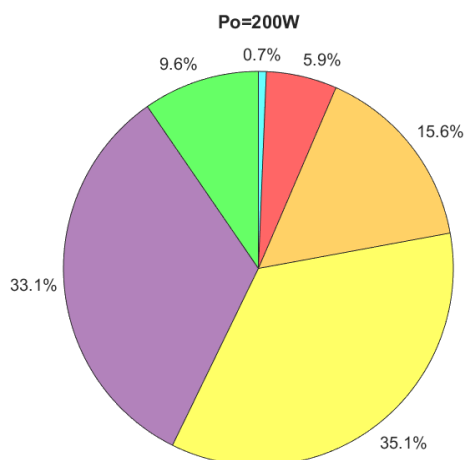
POWER LOSSES	
Output Filter	0.14 W
Rectifier Diodes	0.61 W
Transformer	0.49 W
BDS conduction	0.11 W
BDS switching	10.86 W
Input Filter	0.01 W
Total	12.22 W

Tabella 4.20: Dissipazione di potenza @ Po=150W, Vo=250V



POWER LOSSES	
Output Filter	0.22 W
Rectifier Diodes	0.85 W
Transformer	0.81 W
BDS conduction	0.15 W
BDS switching	2.61 W
Input Filter	0.02 W
Total	4.65 W

Tabella 4.21: Dissipazione di potenza @ Po=175W, Vo=250V



POWER LOSSES	
Output Filter	0.32 W
Rectifier Diodes	1.10 W
Transformer	1.17 W
BDS conduction	0.19 W
BDS switching	0.52 W
Input Filter	0.02 W
Total	3.32 W

Tabella 4.22: Dissipazione di potenza @ Po=200W, Vo=250V



# Conclusioni

Giunti al termine del lavoro globalmente svolto, diventa possibile stilare un riepilogo dei principali risultati raggiunti. Per farlo si consideri di ripercorrere le tematiche affrontate nell'elaborato.

In prima istanza è stato dato uno sguardo alle motivazioni che si celano dietro l'applicazione di dispositivi di commutazione con caratteristiche bidirezionali all'interno di stadi di conversione dell'energia. Nello specifico, è stata effettuata una ricerca di alcuni tra i principali convertitori per i quali sorge la necessità di esplorare meglio le potenzialità offerte dall'inserimento di tali interruttori. Si è visto come essi possano riguardare sia impianti di interfacciamento dalla rete verso un'utenza sia per la connessione con fonti rinnovabili.

Lo studio riguarderà una ben precisa interfaccia tra quelle elencate nel testo, ovvero il convertitore bidirezionale ac-dc a struttura dual-active-bridge isolato. Prima di iniziarne l'analisi è stata eseguita anche una breve panoramica delle principali tecnologie con le quali vengono realizzati switch bidirezionali. In particolare, vengono illustrate due delle soluzioni attualmente più consolidate sul mercato: dispositivi al nitruro di gallio e quelli al carburo di silicio.

Nei due capitoli centrali viene, pertanto, descritto il funzionamento del convertitore preso sotto osservazione. Questo avviene introducendo anche gli obiettivi per cui esso viene considerato eleggibile come impianto candidato ad esser in grado di soddisfarli.

Vengono approfondite diverse tecniche di modulazione vettoriale che possono esser attuate, evidenziando le differenze tra una e l'altra. Tra tutte le possibili, lo studio si concentra su una specifica per effettuare le successive considerazioni e attività sperimentali. Vengono, infatti, descritte e analizzate analiticamente le principali cause di problematiche relative all'efficienza. Tra di esse troviamo il duty cycle loss e le switching losses, delle quali viene fatta anche una comparazione tra ciò che avviene per la modulazione considerata ed altre possibili. In tale confronto vengono evidenziate le differenze e i principali vantaggi/svantaggi offerti dall'una rispetto all'altra.

Infine, un ampio capitolo viene riservato ad operazioni di sperimentazione tramite ambiente simulativo. In tale sezione vengono valutate le dissipazioni di potenza che si verificano per diverse condizioni di funzionamento. Vengono evidenziate le ridistribuzioni di tali perdite tra

i vari componenti circuitali andando ad approfondire la tematica dell'energia dissipata dagli switch bidirezionali durante le commutazioni. Passando per diversi passi implementativi, viene effettuata una ricerca attraverso modelli di stima sempre più accurati di tali switching losses. Alla fine di tale lavoro si ottiene, quindi, una buona approssimazione delle dissipazioni ottenute durante le fasi di accensione/spegnimento degli interruttori all'interno di un periodo della rete trifase.



# Elenco delle figure

1.1	Dispositivi di commutazione per realizzare BDS e relativa caratteristica V-I [1]	2
1.2	Interfacciamento alla rete trifase <b>(a)</b> con doppio stadio <b>(b)</b> con singolo stadio [1]	3
1.3	Interfacciamento di una fonte rinnovabile verso la rete trifase [1]	3
1.4	Raddrizzatori ad Iniezione di Terza Armonica con filtro attivo integrato (IAF) [1]	4
1.5	Raddrizzatore Swiss <b>(a)</b> topologia Buck <b>(b)</b> topologia Boost [1]	4
1.6	Raddrizzatore composto da raddrizzatore Vienna e stadio dc-dc Buck a 3 livelli [1]	5
1.7	CSR Buck-Boost [1]	6
1.8	Convertitore ac-dc dual active bridge (DAB) bidirezionale [1]	6
1.9	Soluzioni per garantire tensione di blocco bipolare [2]	7
1.10	Sezione trasversale di un MBDS a tecnologia GaN dual-gate [2]	8
1.11	Configurazione cascode di un SRB-MBDS [2]	9
1.12	Caratteristiche di conduzione V-I misurate, come in [2]	10
1.13	Struttura di un BiDFET [1]	11
1.14	Caratteristica di blocco del BiDFET [3]	12
1.15	Evoluzione degli interruttori nell'elettronica di potenza [1]	13
2.1	Tipi di convertitori monostadio (b,d) o quasi-monostadio (a,c) [4]	17
2.2	Convertitore ac-dc bidirezionale Buck isolato [5]	17
2.3	Andamento delle 3 tensioni di fase [5]	18
2.4	Zoom delle tensioni di fase su settore I [6]	19
2.5	Grafico dei 6 vettori attivi <b>(a)</b> con $i_P > 0$ <b>(b)</b> con $i_P < 0$ [5]	20
2.6	Stadio d'ingresso del convertitore ridisegnato come coppia di convertitori [6]	21
2.7	Andamento di corrente e tensione sul primario del trasformatore nel settore I [6]	22
2.8	Modulazioni a 6 segmenti <b>(a)</b> HTL <b>(b)</b> LTH <b>(c)</b> ibrida [5]	25
2.9	Modulazioni a 8 segmenti [5]	26
2.10	Tecniche di modulazione proposte [5]	27
2.11	Rappresentazione dei vettori attivi per modulazione alternativa [7]	29
2.12	Modulazione alternativa nel primo settore [7]	30

2.13	Periodi di modulazione alternativa [7]	31
2.14	Segnali di gate per modulazione Type-A [6]	32
2.15	Macchina a stati delle commutazioni Type-A [5]	35
3.1	Mode 1: $t=[t_0,t_1]$ [6]	38
3.2	Mode 2: $t=[t_1,t_3]$ [6]	39
3.3	Mode 3: $t=[t_3,t_5]$ [6]	39
3.4	Mode 4: $t=[t_5,t_6]$ [6]	40
3.5	Mode 5: $t=[t_6,t_8]$ [6]	41
3.6	Mode 6: $t=[t_8,t_9]$ [6]	41
3.7	Mode 7: $t=[t_9,t_{11}]$ [6]	42
3.8	Confronto tra duty loss per diverse modulazioni [5]	44
3.9	Duty cycle con e senza compensazione [9]	47
3.10	Distorsione sulle correnti di fase [5]	48
3.11	Spettro della corrente di fase <b>(a)</b> Type-A <b>(b)</b> Type-E [5]	49
3.12	Ripple di corrente sull'induttore d'uscita $L_o$ [8]	51
4.1	Struttura del modello Simulink	54
4.2	Loop di regolazione della tensione d'uscita	55
4.3	Modulo e fase della funzione di trasferimento nel loop di regolazione di $V_o$	55
4.4	Istanti di commutazione e loro generazione	56
4.5	Efficienza dell'impianto	58
4.6	Power Losses dell'impianto	62
4.7	Distribuzione delle Power Losses a $V_o=250V$	62
4.8	Distribuzione delle Power Losses a $V_o=400V$	63
4.9	Transizione soft-switching di un MOSFET [11]	64
4.10	Istanti di campionamento di $i_P$ per valutare condizioni ZVS	66
4.11	Curve datasheet di un power MOSFET [11]	67
4.12	Script per determinazione delle perdite di commutazione dei BDS	69
4.13	Efficienza includendo switching losses	71
4.14	Power Losses includendo switching losses	71
4.15	Distribuzione di potenza includendo switching losses	72
4.16	Valori limite di $P_o$ per soddisfacimento ZVS con diverse soglie $I_{th}$	73
4.17	Script modificato per migliore valutazione delle switching losses	74
4.18	Efficienza con approssimazione migliorata	75
4.19	Power Losses con approssimazione migliorata	75
4.20	Distribuzione di potenza con approssimazione migliorata	76

4.21	Misurazione con oscilloscopio durante soft-switching . . . . .	77
4.22	Caratteristica $Q_{min}-\Delta V$ ottenuta da misurazioni . . . . .	78
4.23	Caratteristica $C_{oss}-\Delta V$ ottenuta da misurazioni . . . . .	79
4.24	Caratteristica $I_{th}-\Delta V$ ottenuta da misurazioni . . . . .	80
4.25	Script finale per determinazione delle switching losses . . . . .	80
4.26	Efficienza con approssimazione finale . . . . .	81
4.27	Power Losses con approssimazione finale . . . . .	82
4.28	Efficienza dell'impianto complessiva . . . . .	82
4.29	Distribuzione di potenza con approssimazione finale . . . . .	83



## Elenco delle tabelle

1.1	Confronto tra BiDFET e implementazioni passate per switch bidirezionali [3]	11
2.1	Pro e contro dei convertitori a doppio stadio	16
2.2	Conduzione degli switch nel settore I [5]	34
3.1	Confronto tra duty loss per diverse tecniche di modulazione [5]	46
3.2	Confronto tra swtiching losses per diverse tecniche di modulazione [5]	52
4.1	Dissipazione di potenza @ $P_o=1\text{kW}$ , $V_o=400\text{V}$	59
4.2	Dissipazione di potenza @ $P_o=2.5\text{kW}$ , $V_o=400\text{V}$	59
4.3	Dissipazione di potenza @ $P_o=5\text{kW}$ , $V_o=400\text{V}$	59
4.4	Dissipazione di potenza @ $P_o=7.5\text{kW}$ , $V_o=400\text{V}$	60
4.5	Dissipazione di potenza @ $P_o=10\text{kW}$ , $V_o=400\text{V}$	60
4.6	Dissipazione di potenza @ $P_o=1\text{kW}$ , $V_o=250\text{V}$	60
4.7	Dissipazione di potenza @ $P_o=2.5\text{kW}$ , $V_o=250\text{V}$	61
4.8	Dissipazione di potenza @ $P_o=5\text{kW}$ , $V_o=250\text{V}$	61
4.9	Dissipazione di potenza @ $P_o=6.5\text{kW}$ , $V_o=250\text{V}$	61
4.10	Parametri simulativi	63
4.11	Verifica di condizioni ZVS nei punti di lavoro del convertitore	70
4.12	Dissipazione di potenza @ $P_o=100\text{W}$ , $V_o=400\text{V}$	84
4.13	Dissipazione di potenza @ $P_o=125\text{W}$ , $V_o=400\text{V}$	84
4.14	Dissipazione di potenza @ $P_o=150\text{W}$ , $V_o=400\text{V}$	85
4.15	Dissipazione di potenza @ $P_o=175\text{W}$ , $V_o=400\text{V}$	85
4.16	Dissipazione di potenza @ $P_o=200\text{W}$ , $V_o=400\text{V}$	85
4.17	Dissipazione di potenza @ $P_o=300\text{W}$ , $V_o=400\text{V}$	86
4.18	Dissipazione di potenza @ $P_o=100\text{W}$ , $V_o=250\text{V}$	86
4.19	Dissipazione di potenza @ $P_o=125\text{W}$ , $V_o=250\text{V}$	86
4.20	Dissipazione di potenza @ $P_o=150\text{W}$ , $V_o=250\text{V}$	87
4.21	Dissipazione di potenza @ $P_o=175\text{W}$ , $V_o=250\text{V}$	87
4.22	Dissipazione di potenza @ $P_o=200\text{W}$ , $V_o=250\text{V}$	87



# Bibliografia

- [1] J. Huber e J. W. Kolar, «Monolithic Bidirectional Power Transistors,» *IEEE Power Electronics Magazine*, vol. 10, n. 1, pp. 28–38, 2023. DOI: 10.1109/MPREL.2023.3234747.
- [2] N. Nain, S. Walser, J. Huber, K. K. Leong e J. W. Kolar, «Self-Reverse-Blocking Control of Dual-Gate Monolithic Bidirectional GaN Switch With Quasi-Ohmic on-State Characteristic,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, n. 9, pp. 10 091–10 094, 2022. DOI: 10.1109/TPEL.2022.3163589.
- [3] K. Han, A. Agarwal, A. Kanale et al., «Monolithic 4-Terminal 1.2 kV/20 A 4H-SiC Bi-Directional Field Effect Transistor (BiDFET) with Integrated JBS Diodes,» in *2020 32nd International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD)*, 2020, pp. 242–245. DOI: 10.1109/ISPSD46842.2020.9170064.
- [4] J. Kolar, U. Drofenik e F. Zach, «VIENNA rectifier II-a novel single-stage high-frequency isolated three-phase PWM rectifier system,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, n. 4, pp. 674–691, 1999. DOI: 10.1109/41.778214.
- [5] J. Afsharian, D. Xu, B. Wu, B. Gong e Z. Yang, «The Optimal PWM Modulation and Commutation Scheme for a Three-Phase Isolated Buck Matrix-Type Rectifier,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, n. 1, pp. 110–124, 2018. DOI: 10.1109/TPEL.2017.2661242.
- [6] J. Afsharian, D. David Xu, B. Gong e Z. Yang, «Space vector demonstration and analysis of zero-voltage switching transitions in three-phase isolated PWM rectifier,» in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2015, pp. 2477–2484. DOI: 10.1109/ECCE.2015.7310008.
- [7] D. Das, N. Weise, K. Basu, R. Baranwal e N. Mohan, «A Bidirectional Soft-Switched DAB-Based Single-Stage Three-Phase AC–DC Converter for V2G Application,» *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 5, n. 1, pp. 186–199, 2019. DOI: 10.1109/TTE.2018.2886455.

- [8] J. Afsharian, D. Xu, T. Zhao, B. Gong e Z. Yang, «Reduced duty-cycle loss and output inductor current ripple in a ZVS switched three-phase isolated PWM rectifier,» in *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2016, pp. 33–37. DOI: 10.1109/APEC.2016.7467848.
- [9] P. Patel, N. R. Tummuru e A. Chandra, «Compensation of Grid Current Distortion at Sector Boundaries in SVM for PFC Three-Phase Isolated PWM Buck Rectifier,» in *2022 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, 2022, pp. 1–6. DOI: 10.1109/PEDES56012.2022.10080438.
- [10] J. Muhlethaler, J. Biela, J. W. Kolar e A. Ecklebe, «Improved Core-Loss Calculation for Magnetic Components Employed in Power Electronic Systems,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, n. 2, pp. 964–973, 2012. DOI: 10.1109/TPEL.2011.2162252.
- [11] M. Kasper, R. M. Burkart, G. Deboy e J. W. Kolar, «ZVS of Power MOSFETs Revisited,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, n. 12, pp. 8063–8067, 2016. DOI: 10.1109/TPEL.2016.2574998.
- [12] F. Heinke e R. Sittig, «The monolithic bidirectional switch (MBS),» in *12th International Symposium on Power Semiconductor Devices ICs. Proceedings (Cat. No.00CH37094)*, 2000, pp. 237–240. DOI: 10.1109/ISPSD.2000.856815.
- [13] V. Vlatkovic, D. Borojevic e F. Lee, «A zero-voltage switched, three-phase isolated PWM buck rectifier,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 10, n. 2, pp. 148–157, 1995. DOI: 10.1109/63.372599.
- [14] K. Wang, F. Lee, D. Boroyevich e X. Yan, «A new quasi-single-stage isolated three-phase ZVZCS buck PWM rectifier,» in *PESC Record. 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, vol. 1, 1996, 449–455 vol.1. DOI: 10.1109/PESC.1996.548619.
- [15] V. Vlatkovic, D. Borojevic, X. Zhuang e F. Lee, «Analysis and design of a zero-voltage switched, three-phase PWM rectifier with power factor correction,» in *PESC '92 Record. 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1992, 1352–1360 vol.2. DOI: 10.1109/PESC.1992.254720.
- [16] J. Sabate, V. Vlatkovic, R. Ridley, F. Lee e B. Cho, «Design considerations for high-voltage high-power full-bridge zero-voltage-switched PWM converter,» in *Fifth Annual Proceedings on Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 1990, pp. 275–284. DOI: 10.1109/APEC.1990.66420.



- [17] R. Garcia-Gil, J. Espi, E. Dede e E. Sanchis-Kilders, «A bidirectional and isolated three-phase rectifier with soft-switching operation,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, n. 3, pp. 765–773, 2005. DOI: 10.1109/TIE.2005.843938.
- [18] S. Ratanapanachote, H. J. Cha e P. Enjeti, «A digitally controlled switch mode power supply based on matrix converter,» in *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*, vol. 3, 2004, 2237–2243 Vol.3. DOI: 10.1109/PESC.2004.1355468.
- [19] V. Vlatkovic e D. Borojevic, «Digital-signal-processor-based control of three-phase space vector modulated converters,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 41, n. 3, pp. 326–332, 1994. DOI: 10.1109/41.293903.
- [20] M. Su, H. Wang, Y. Sun, J. Yang, W. Xiong e Y. Liu, «AC/DC Matrix Converter With an Optimized Modulation Strategy for V2G Applications,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, n. 12, pp. 5736–5745, 2013. DOI: 10.1109/TPEL.2013.2250309.
- [21] S. Manias e P. D. Ziogas, «A Novel Sinewave in AC to DC Converter with High-Frequency Transformer Isolation,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. IE-32, n. 4, pp. 430–438, 1985. DOI: 10.1109/TIE.1985.350121.
- [22] K. Inagaki, T. Furuhashi, A. Ishiguro, M. Ishida e S. Okuma, «A new PWM control method for AC to DC converters with high-frequency transformer isolation,» *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 29, n. 3, pp. 486–492, 1993. DOI: 10.1109/28.222416.
- [23] J. Sabate, V. Vlatkovic, R. Ridley e F. Lee, «High-voltage, high-power, ZVS, full-bridge PWM converter employing an active snubber,» in *[Proceedings] APEC '91: Sixth Annual Applied Power Electronics Conference and Exhibition*, 1991, pp. 158–163. DOI: 10.1109/APEC.1991.146157.
- [24] J. L. Lu, R. Hou e D. Chen, «Opportunities and design considerations of GaN HEMTs in ZVS applications,» in *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2018, pp. 880–885. DOI: 10.1109/APEC.2018.8341117.
- [25] J. Saha, R. Kumar Singh e S. Kumar Panda, «Three-Phase Matrix-Based Isolated AC-DC Converter for Battery Energy Storage System,» in *2021 IEEE 12th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, 2021, pp. 1–8. DOI: 10.1109/PEDG51384.2021.9494235.

- [26] S. Takuma, K. Kusaka, J.-i. Itoh, Y. Ohnuma e S. Miyawaki, «A Novel Current Ripple Cancellation PWM for Isolated Three-phase Matrix DAB AC-DC Matrix Converter,» in *2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe)*, 2019, P.1–P.10. DOI: 10.23919/EPE.2019.8915474.
- [27] B. H. Zacher, A. Bauer, K. Franck e C. Schumann, «48 V Current Source Inverter with Bidirectional GaN eHEMT Switches for Low Inductance Machine Drives,» in *2023 25th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'23 ECCE Europe)*, 2023, pp. 1–9. DOI: 10.23919/EPE23ECCEEurope58414.2023.10264640.
- [28] H. Watanabe e J.-i. Itoh, «Dynamic-Circulating-Current-Minimization Control for Isolated Three-phase AC-DC Converter with Matrix Converter,» in *2022 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2022, pp. 1–7. DOI: 10.1109/ECCE50734.2022.9948031.
- [29] F. Wu e X. Li, «Improved Modulation for Dual Active Bridge Based Three-Phase Single-Stage AC-DC Converter,» in *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2019, pp. 2135–2140. DOI: 10.1109/ECCE.2019.8912679.