

**POLITECNICO DI TORINO**

---

DENERG — DIPARTIMENTO DI ENERGIA

Corso di Laurea in Ingegneria Elettrica

Tesi di Laurea Magistrale

**Conversione di Potenza  
DC-DC in Media Tensione**



**Relatore**

Prof. Paolo Guglielmi

**Correlatore:**

Ph.D. student Alessandro La Ganga

**Laureando**

Giuseppe ZAPPOLI

matricola: 231439

---

ANNO ACCADEMICO 2018-2019



*Alla mia famiglia.*

# Sommario

Questo lavoro di tesi consiste in uno studio di fattibilità tecnica circa il sistema di conversione di bordo di TransPod Hyperloop. Per esso, un veicolo elettrico puro (pod) è spinto da forze elettromagnetiche su guidovie in condotti protetti, la cui pressione interna viene ridotta e controllata per migliorare le prestazioni ad alta velocità. Il relativo sistema di conversione di bordo deve non soltanto realizzare lo scambio di potenza tra veicolo e infrastruttura, ma anche soddisfare precise specifiche tecniche e rispettare un set di vincoli strutturali. Il convertitore del pod di TransPod Hyperloop è connesso alla rete attraverso un innovativo sistema di trasferimento dell'energia elettrica e alimenta un bus locale su cui tutti i sistemi di bordo, compresi quelli adibiti alla propulsione, possono essere connessi.

Nel *Capitolo 1* si percorrono le tappe fondamentali che hanno condotto alla nascita degli attuali (2019) progetti di *vactrain* e si conduce una analisi volta ad evidenziare le maggiori criticità in ambito progettuale di TrasPod Hyperloop, dalla quale emergono le proprietà e le caratteristiche che dovrà possedere il convertitore di bordo. Il progetto è protetto da segreto aziendale e alcune specifiche non possono essere dichiarate in questo ambito.

Nel *Capitolo 2* si indaga lo Stato dell'Arte della conversione dc-dc in media tensione ed alta potenza al fine di definire una preliminare idea di massima che soddisfi le specifiche e i vincoli strutturali indicati. Il problema verte sull'affidabilità e sull'efficienza delle topologie di conversione PWM, sulla complessità di quelle a risonanza, e sulle strategie di incremento della potenza.

Nel *Capitolo 3* si identifica la topologia di conversione a transizioni risonanti Phase-Shifted Full-Bridge come elemento ripetibile del convertitore finale. Per esso si analizzano il principio e le fasi di funzionamento, la modulazione phase-shift, i criteri di raggiungimento di zero-voltage-switchings, e il modello di piccolo segnale. Dopo una descrizione della componentistica a contorno, segue il dimensionamento per mezzo di una procedura iterativa basata sulle equazioni caratteristiche della struttura. La bontà del dimensionamento e il conseguimento di zero-voltage-switchings sono verificati attraverso simulazioni in ambiente MATLAB Simulink. Il progetto di massima si conclude con la sintesi del sistema di controllo della tensione regolata in uscita.

Nel *Capitolo 4* si considera la possibilità di ampliamento dei range di tensione e corrente oltre i limiti consentiti dalla tecnologia semiconduttore, attraverso l'adozione di una architettura modulare serie-parallelo. Il convertitore finale viene dimensionato e analizzato nei suoi aspetti di affidabilità, stabilità, controllo e dimensioni. Infine, il comportamento nei confronti di una tipica situazione di guasto viene studiato e affrontato.

# Ringraziamenti

Il tempo tiranno e gli ovvi impegni fanno tipicamente di questa sezione l'ultimo baluardo di un lungo e doloroso processo. Personalmente, non è mio intento invertire questa tradizione, ma preme ricordare a me stesso quanto risulti in errore. Siamo persone diversamente fortunate che a volte dimenticano la vera importanza di chi condivide con noi in modi, luoghi, tempi, ed intensità differenti questa vita.

Vorrei ringraziare e allo stesso tempo chiedere perdono per tutte quelle volte che ho trascurato di farlo. Vorrei elogiare e contemporaneamente sentenziare su tutti. Perché questo sarebbe giusto. Perché questo avverto in questo momento. Perché questo sarebbe l'unico vero modo per descrivere il punto di arrivo.

Ma non è questo il contesto. O perlomeno, una sezione di scuse non è mai passata sotto i miei occhi leggendo una tesi, e una tesi nella tesi nemmeno. Perciò... oggi mi limiterò a fare il formale, per così dire, cercando con poche e semplici parole di dimostrare il rispetto che provo verso tutte quelle persone che hanno contribuito a fare l'uomo e l'ingegnere che sono.

Ringrazio i miei *genitori*, senza di loro sarei poco meno di nulla. È poco, e d'altro canto saranno sempre poche qualsiasi altro tipo e forma di parole.

Ringrazio mio *fratello*, per avermi reso fratello ed insegnato a conoscere questo legame di cui per 16 anni ho ignorato l'esistenza e la bellezza.

Ringrazio tutti i miei *parenti*, per aver atteso e trasmesso l'ansia di questo traguardo ancor prima che tutto avesse inizio.

Ringrazio i miei *amici*, e ometto la maiuscola perché oggi sono formale e sarebbe tipograficamente scorretto. Comunque, grandi persone e mascalzoni di vario genere.

Ringrazio il *relatore* e il *correlatore*, per la condivisione, per la disponibilità e i caffè che presto o tardi ricambierò.

Ringrazio i miei *docenti*, fonti di ispirazione, conoscenza e notti insonni.

Ringrazio tutti quelli *eventi* e quegli *individui* che hanno cospirato contro la mia realizzazione. Senza di loro non avrei saputo migliorarmi fino a questo punto.

# Indice

<b>Elenco delle tabelle</b>	VIII
<b>Elenco delle figure</b>	IX
<b>1 Hyperloop</b>	1
1.1 Introduzione	1
1.2 Hyperloop Alpha	2
1.2.1 Aspetti tecnici	3
1.2.2 Difficoltà tecniche e aspetti politico-economici	9
1.3 TransPod Hyperloop	10
1.3.1 Sistema di levitazione di TransPod Hyperloop	12
1.3.2 Sistema di trasmissione e conversione dell'energia a bordo	12
1.3.3 Vincoli e criticità	14
<b>2 Stato dell'arte della conversione statica di potenza dc-dc in media tensione</b>	17
2.1 Sintesi delle proprietà topologiche	17
2.2 Conversione statica di potenza DC-DC	20
2.3 Topologie a risonanza	23
2.3.1 Resonant converters	25
2.3.2 Quasi-Resonant converters	27
2.3.3 Resonant-Transition converters	30
2.4 Convertitori serie-parallelo	33
<b>3 Convertitore Phase-Shifted Full-Bridge DC-DC</b>	37
3.1 Principio di funzionamento	37
3.1.1 Phase-Shift-Modulation	38
3.1.2 Forme d'onda di tensione e corrente in regime stazionario	42
3.1.3 Condizioni di dead-time ed energia per Zero-Voltage-Switchings	50
3.1.4 Zero-Voltage-Switching range	52
3.1.5 Frequenza di commutazione, induttanza di dispersione e modo differenziale effettivo	53
3.2 Analisi di piccolo segnale	55
3.2.1 Cause di variazione dell'indice di modo differenziale effettivo	55
3.2.2 Modello circuitale di piccolo segnale	56
3.2.3 Funzioni di trasferimento del PSFB	58
3.3 Componenti	59

3.3.1	Semiconduttori di potenza a carburo di silicio (SiC)	60
3.3.2	Trasformatore planare ad alta frequenza	67
3.4	Dimensionamento	74
3.4.1	Specifiche	74
3.4.2	Parametri nell'intorno del punto di lavoro	76
3.4.3	Fasi del processo iterativo	78
3.4.4	Modello MATLAB Simulink SimPowerSystems del PSFB	81
3.5	Sintesi del controllore del PSFB	86
3.5.1	Specifiche nel dominio della variabile di Laplace e della frequenza	86
3.5.2	Progetto del controllore dell'anello di tensione regolata	87
3.5.3	Verifica delle prestazioni nel dominio del tempo	90
<b>4</b>	<b>Convertitore Input-Series – Output-Parallel</b>	<b>93</b>
4.1	Dimensionamento	93
4.1.1	Specifiche	93
4.1.2	Struttura e parametri	94
4.1.3	Densità di potenza	95
4.1.4	Modello MATLAB Simulink SimPowerSystems	97
4.2	Stabilità	98
4.3	Strategia di controllo e analisi di piccolo segnale	102
4.4	Sintesi dei controllori	108
4.4.1	Specifiche nel dominio della variabile di Laplace e della frequenza	108
4.4.2	Progetto del controllore dell'anello di tensione regolata OVR	109
4.4.3	Progetto del controllore dell'anello di tensione in ingresso IVS	112
4.4.4	Verifica delle prestazioni nel dominio del tempo	116
4.5	Gestione e analisi del fault di modulo	118
<b>A</b>	<b>Listato MATLAB del programma di design del PSFB</b>	<b>123</b>
	<b>Bibliografia</b>	<b>127</b>

# Elenco delle tabelle

1.1	Mezzi di trasporto terrestre a confronto [4, 7, 8]. . . . .	11
2.1	Confronto Voltage-Source e Current-Source [10]. . . . .	19
2.2	Topologie convenzionali di conversione dc-dc. . . . .	23
2.3	Relazioni tra input side e output side delle strutture di conversione serie-parallelo [34]. . . . .	34
3.1	Intervalli temporali e fasi operative di un semiperiodo $T_{sw}/2$ delle forme d'onda in ingresso all'avvolgimento primario del trasformatore. . . . .	43
3.2	Confronto delle proprietà fisiche di 4H-SiC e Si. . . . .	60
3.3	Specifiche di dimensionamento del PSFB. . . . .	76
3.4	Parametri dei MOSFETs del ponte in ingresso nelle WCs. . . . .	78
3.5	Risultati delle iterazioni del codice MATLAB per il dimensionamento del PSFB nelle WCs. . . . .	80
3.6	Specifiche dell'anello di tensione regolata del PSFB. . . . .	87
4.1	Conteggio e peso dei componenti per modulo PSFB e per struttura ISOP, stime asteriscate. . . . .	96
4.2	Specifiche degli anelli OVR e IVS del sistema ISOP. . . . .	108

# Elenco delle figure

1.1	Concept design sketch di Hyperloop Alpha [4]. . . . .	3
1.2	Sezione longitudinale di Hyperloop Alpha con vista delle principali tecnologie impiegate [4]. . . . .	4
1.3	Interior design della capsula Hyperloop Alpha per il trasporto di persone [4]. . . . .	5
1.4	Compressore assiale ideato dal team Z-Typhon di DVC MTech. . . . .	6
1.5	Motori lineari ad induzione di Hyperloop Alpha [4]. . . . .	7
1.6	Simulazioni strutturali di Hyperloop Alpha [4]. . . . .	8
1.7	Schema elettrico principale per l'alimentazione dei motori lineari di Hyperloop Alpha [4]. . . . .	9
1.8	TransPod Hyperloop M2A [9]. . . . .	10
1.9	Catena di trasmissione e conversione dell'energia a bordo del pod. . . . .	13
2.1	Schema di utilizzazione dell'energia elettrica tramite convertitore elettrico [10]. . . . .	18
2.2	Proprietà elettrico-energetiche e di affidabilità della struttura di conversione. . . . .	18
2.3	Schema di conversione di un regolatore lineare. . . . .	20
2.4	Genesi dei convertitori SMPS dc-dc – classificazione per proprietà strutturali e modalità di commutazione. . . . .	21
2.5	Topologie convenzionali di convertitori dc-dc. . . . .	22
2.6	Traiettorie di hard-switching e soft-switching sul piano $I - V$ . . . . .	24
2.7	Blocchi funzionali di un Resonant converter [15]. . . . .	25
2.8	Circuiti risonanti serie, parallelo, notch. . . . .	26
2.9	Interruttori a risonanza – (dall'alto verso il basso) notazione generale, half-wave, full-wave. . . . .	28
2.10	Celle multi-resonant (notazione generale). . . . .	29
2.11	Convertitore dc-dc full-bridge resonant-transition a power MOSFETs. . . . .	30
2.12	Phase-Shifted Full-Bridge (notazione generale). . . . .	31
2.13	Dual Active Bridge (notazione generale). . . . .	32
2.14	Dual Active Bridge trifase (notazione generale). . . . .	32
2.15	Schemi di convertitori modulari serie-parallelo. . . . .	35
3.1	Rappresentazione a celle canoniche del ponte di ingresso del PSFB. . . . .	38
3.2	Phase-Shift-Modulation. . . . .	41
3.3	Circuito dettagliato del convertitore Phase-Shifted Full-Bridge. . . . .	44
3.4	Forme d'onda di tensione e corrente nel periodo di modulazione del PSFB. . . . .	47
3.5	Percorsi di corrente nelle fasi operative del PSFB – intervalli $t_0 \div t_4$ . . . . .	48
3.6	Percorsi di corrente nelle fasi operative del PSFB – intervalli $t_4 \div t_8$ . . . . .	49
3.7	Circuiti equivalenti delle transizioni risonanti del PSFB. . . . .	52

3.8	Definizione di variabili delle forme d'onda del PSFB. . . . .	53
3.9	Modelli circuitali di piccolo segnale delle topologie buck/buck-derived. . . . .	57
3.10	Schema a blocchi del sistema. . . . .	60
3.11	Struttura molecolare 4H-SiC. . . . .	61
3.12	Caratteristiche forward di un SiC-SBD per diversi valori di temperatura [49]. . . . .	62
3.13	Forme d'onda in fase reverse di SiC-SBD e Si-FRD a confronto [49]. . . . .	63
3.14	Resistenza in conduzione per unità di superficie nelle diverse tecnologie a semiconduttore [49]. . . . .	64
3.15	Diagramma schematico di un power MOSFET n-channel e simbolo circuitale [51]. . . . .	65
3.16	SiC-MOSFETs power module [55]. . . . .	66
3.17	Vista eplosa di un trasformatore planare HF. . . . .	68
3.18	Distribuzione di fmm negli avvolgimenti di trasformatore planare [58]. . . . .	69
3.19	Circuiti equivalenti del PT. . . . .	72
3.20	Distribuzione equivalente dei potenziali in un PT [58]. . . . .	73
3.21	Curva $C_{oss} - V_{DS}$ del modulo <i>CREE CAS300M17BM2</i> . . . . .	77
3.22	Modello Matlab Simulink SimPowerSystems del PSFB. . . . .	81
3.23	Forme d'onda di tensione e corrente al primario a secondario del trasformatore. . . . .	82
3.24	Forme d'onda di tensione e corrente sul ponte rettificatore. . . . .	83
3.25	Risposta al gradino di ampiezza 800V della tensione regolata $V_o$ . . . . .	84
3.26	Verifica di soft-switchings. . . . .	85
3.27	Anello della tensione regolata. . . . .	86
3.28	Diagrammi di Nichols delle funzioni di trasferimento ad anello aperto $F(s)$ . . . . .	88
3.29	Diagrammi di Nyquist di $F(s)$ per lo studio della stabilità a ciclo chiuso. . . . .	89
3.30	Luogo delle radici della funzione di trasferimento a ciclo chiuso $W(s)$ . . . . .	89
3.31	Risposta dell'anello di tensione regolata ad un ingresso a gradino di 800V. . . . .	91
4.1	Schema del sistema di conversione Input-Series-Output-Parallel. . . . .	94
4.2	Schema del sistema di conversione Input-Series-Output-Parallel proposto per TransPod Hyperloop. . . . .	95
4.3	CAD 3D del modulo PSFB e del convertitore ISOP. . . . .	96
4.4	Modello MATLAB Simulink SimPowerSystems del convertitore ISOP. . . . .	97
4.5	Simulazione del modello MATLAB Simulink SimPowerSystem del convertitore ISOP. . . . .	99
4.6	Risposta al gradino di 800V della tensione regolata dal sistema ISOP privo di controllo. . . . .	100
4.7	Stabilità alle perturbazioni di IVS e OCS [34]. . . . .	101
4.8	Strategia di controllo del sistema ISOP proposta in [42]. . . . .	103
4.9	Modello circuitale per l'analisi di piccolo segnale del sistema ISOP a PSFB. . . . .	104
4.10	Strategia di controllo del sistema ISOP proposta in [42]. . . . .	107
4.11	Sistemi di controllo del convertitore ISOP. . . . .	109
4.12	Diagrammi di Nichols delle funzioni di trasferimento ad anello aperto $F_{OVR}(s)$ . . . . .	110
4.13	Diagrammi di Nyquist di $F_{OVR}(s)$ per lo studio della stabilità a ciclo chiuso. . . . .	111
4.14	Luogo delle radici della funzione di trasferimento a ciclo chiuso $W_{OVR}(s)$ . . . . .	112
4.15	Diagrammi di Nichols delle funzioni di trasferimento ad anello aperto $F_{IVS}(s)$ . . . . .	114
4.16	Diagrammi di Nyquist di $F_{IVS}(s)$ per lo studio della stabilità a ciclo chiuso. . . . .	115
4.17	Luogo delle radici della funzione di trasferimento a ciclo chiuso $W_{IVS}(s)$ . . . . .	115
4.18	Risposta del sistema di controllo OVR ad un ingresso a gradino di 800V. . . . .	117

4.19 Risposta dell'anello IVS ad una variazione a gradino di 800V della tensione di alimentazione. . . . .	117
4.20 Risposta dell'anello IVS ad un disturbo additivo di 14.3V e riduzione dei moduli operativi. . . . .	118

*Explanations exists.  
They have existed for all time.  
There is always a well-known  
solution to every human problem  
— neat, plausible and wrong.*

[H. L. MENCKEN, *The Divine Afflatus*]

# Capitolo 1

## Hyperloop

In questo capitolo verrà introdotto il concetto di mobilità attraverso *vacuum tube train*. Con un breve riepilogo storico si percorranno le tappe fondamentali alla base di tale idea, dal primo prototipo in scala, sino agli attuali progetti di denominazione Hyperloop. Per aiutare il lettore nella comprensione dei successivi capitoli, si farà riferimento a tecnologie e criticità caratteristiche. Per ulteriori dettagli si rimanda l'attenzione alla *Bibliografia*.

### 1.1 Introduzione

L'idea generale di mezzi di trasporto terrestri spinti in ambienti sotto vuoto risale a più di un secolo fa e deriva dall'intuizione di ridurre le principali cause di attrito alla propulsione. Il termine *vactrain* (*vacuum tube train*) descrive in modo sintentico un mezzo di trasporto con performance ad alta velocità che sfrutta tecnologia a levitazione in infrastrutture mantenute parzialmente sotto vuoto. Seppur all'apparenza simili dal punto di vista della propulsione e della levitazione, il vactrain si differenzia dagli odierni treni a levitazione magnetica (*MagLev*, *IronLev*), le cui velocità di punta restano comunque vincolate dal sostanziale attrito con l'aria.

Concepito già alla fine del XVIII secolo, l'invenzione venne attribuita nel 1904 all'ingegnere statunitense Robert Goddard con brevetto acquisito soltanto dopo la sua morte (1945). Questo primo sistema prevedeva l'utilizzo di pompe per realizzare il vuoto all'interno di un tunnel utilizzato come guida per un veicolo a levitazione magnetica [1]. Sulla scia di tale idea, nel 1909, il professore russo Boris Weinberg propose e realizzò la sua personale interpretazione di vactrain alla Tomsk Polytechnic University. I fondamenti di suddetto prototipo vennero successivamente trascritti nel libro *Motion without friction (airless electric way)* [2]. Il progredire delle tecnologie iniziò ad attirare sempre maggiore interesse nel campo e portò alla nascita di numerosi progetti, sebbene nessuno di questi sia tutt'oggi passato in cantiere a causa degli ingenti costi realizzativi. Tra questi figurano: *Very High Speed Transit* (VHST, 1972) [3], *Evacuated Tube Transport* (ETT, 1990), *SwissMetro* (1974-2002).

Nel Giugno del 2012, durante l'evento PandoDaily tenutosi a Santa Monica, l'imprenditore Elon Musk espresse al mondo il desiderio di voler incentrare parte della sua attività nella idealizzazione di un nuovo sistema di trasporto ultra rapido ("a fifth mode of transport after plains, trains, cars and boats"). A partire dalla fine del 2012, ingegneri e ricercatori dei programmi Tesla e SpaceX iniziarono a lavorare ad un innovativo e futuristico design di vactrain, sotto il

nome di *Hyperloop*, che ricalcasse profondamente la primordiale idea di Goddard. Nell' Agosto del 2013, tale studio si concretizzò in *Hyperloop Alpha*, un white paper in cui venivano esposte architetture, caratteristiche, possibili tratte e costi del sistema Hyperloop secondo la visione di Musk [4]. Con il fine di promuoverne lo sviluppo catturando l'attenzione di più compagnie e start-up, Musk e SpaceX resero il progetto Hyperloop di tipo open-source, nonostante lo stesso Musk abbia successivamente dichiarato di essere interessato nel finanziare i costi di una eventuale prototipazione. Attualmente la lista aggiornata (2018) delle aziende e team interdisciplinari di studenti che collaborano ad Hyperloop è costituita dalle seguenti voci:

- Virgin Hyperloop One
- Hyperloop Transportation Technologies
- TransPod
- DGWHyperloop
- Arrivo
- Hardt Global Mobility
- Hyper Chariot
- Zeleros

Per accrescere l'interazione tra i vari membri venne sviluppato il software OpenMDAO, un framework attraverso cui simulazioni e materiale di altro tipo poteva essere mutualmente condiviso. Ulteriori spinte allo sviluppo del sistema provengono dalla *Hyperloop Pod Competition*, una competizione sponsorizzata da SpaceX giunta ad oggi alla terza edizione (*Competition I* 2016-2017, *Competition II* Agosto 2017, *Competition III* Giugno 2018), dove gruppi di studenti e non-studenti sono impegnati nella realizzazione e test di prototipi in scala. Il tutto è finalizzato a dimostrare la fattibilità del progetto Hyperloop e a evidenziare le principali criticità da affrontare nel design definitivo.

## 1.2 Hyperloop Alpha

Hyperloop Alpha nasce come risposta al progetto *California High-Speed Rail* (CAHSR), ossia il sistema ferroviario ad alta velocità attualmente in sviluppo che dovrebbe collegare San Francisco e Los Angeles (SF-LA) in circa tre ore. Secondo il pensiero di Musk, un simile progetto risulterebbe costoso e poco innovativo.

“How could it be that the home of Silicon Valley and JPL — doing incredible things like indexing all the world’s knowledge and putting rovers on Mars — would build a bullet train that is both one of the most expensive per mile and one of the slowest in the world?”

Il design di Hyperloop Alpha si configura come un problema ingegneristico interdisciplinare in grado di soddisfare ambiziosi propositi tecnici, ambientali ed energetici, come: raggiungere velocità due volte superiori a quelle degli aerei di linea, garantire la continuità di

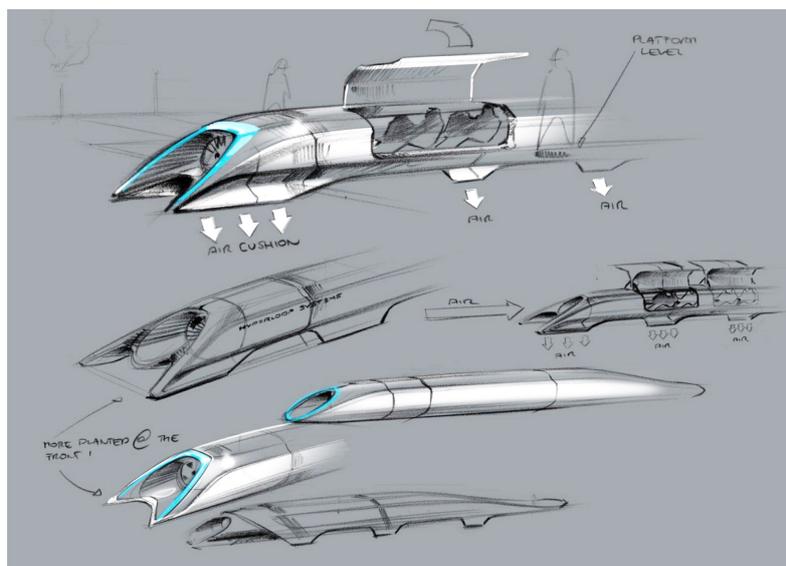


Figura 1.1: Concept design sketch di Hyperloop Alpha [4].

servizio per 24 ore (tramite servizio di storage a bordo), ottenere l'immunità dalle condizioni atmosferiche, azzerare il rischio di collisioni, mimizzare l'impatto ambientale dovuto alle emissioni di gas nocivi, e infine possedere livelli di efficienza superiori se confrontati con quelli dei moderni mezzi di trasporto ad alta velocità. In Fig. 1.1 è illustrato il primo bozzetto del concept design di Hyperloop Alpha.

### 1.2.1 Aspetti tecnici

La principale sfida del concetto di vactrain risiede nel creare e, al contempo, mantenere le condizioni di vuoto in un ambiente particolarmente esteso; i sistemi per creare il vuoto sono costosi e non assicurano la prestazione nel contesto proposto per il vactrain. L'alternativa consiste nel portare l'ambiente a bassi livelli di pressione, traguardo facilmente raggiungibile con l'ausilio di pompe convenzionali, ma che non permette di svuotare completamente l'aria all'interno.

Quando un qualsivoglia oggetto viene spinto in un tubo contenente aria, il flusso, generato dal moto, tende ad aumentare la sua velocità in corrispondenza dei restringimenti nella sezione di passaggio, al fine di mantenere la stessa portata di massa, secondo l'equazione di continuità. La massima velocità raggiungibile dal flusso d'aria è soggetta al limite di Kantrowitz<sup>1</sup> che, nel caso esposto, viene indicato come rapporto tra la sezione trasversale di passaggio del flusso e quella del tubo (Eq. 1.1).

---

<sup>1</sup>Il limite di Kantrowitz è definito dal massimo livello di contrazione a cui può essere sottoposto un flusso d'aria, prima che questo venga strozzato e non può accelerato [5].

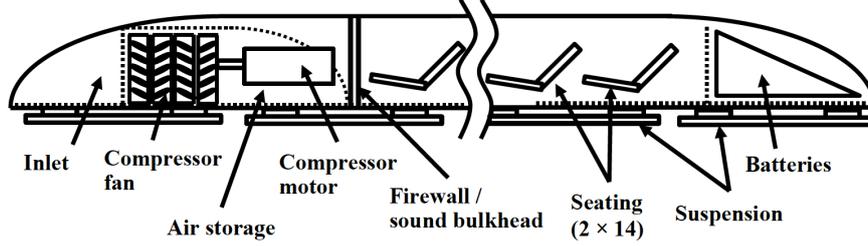


Figura 1.2: Sezione longitudinale di Hyperloop Alpha con vista delle principali tecnologie impiegate [4].

$$\frac{S_{\text{bypass}}}{S_{\text{tube}}} = \left(\frac{\gamma-1}{\gamma+1}\right)^{\frac{1}{2}} \left(\frac{2\gamma}{\gamma+1}\right)^{\frac{1}{1-\gamma}} \left(1 + \frac{2}{\gamma-1} \frac{1}{M^2}\right)^{\frac{1}{2}} \left(1 - \frac{\gamma-1}{2\gamma} \frac{1}{M^2}\right)^{\frac{1}{1-\gamma}} \quad (1.1)$$

Con riferimento allo schema riportato in Fig. 1.2, Hyperloop Alpha propone di superare il limite di Kantrowitz utilizzando un compressore assiale per veicolare l'aria dal fronte al retro della capsula, ottenendo la duplice funzione di incrementare la sezione di passaggio dell'aria  $S_{\text{bypass}}$  e mantenere la spinta necessaria al moto. Lo stesso compressore potrebbe fornire soluzione anche al secondo, ma non per questo banale, problema di scegliere il corretto sistema di trasmissione del moto. L'impiego di ruote motrici non permetterebbe di raggiungere le velocità pensate per Hyperloop Alpha. Al contrario, lo stabilimento di un letto d'aria al di sotto della capsula eliminerebbe gran parte dell'attrito volvente e permetterebbe di ottenere la velocità massima dimostrata di 1348 km/h (Mach 1.1). In questo contesto il compressore assiale può partecipare alla realizzazione del suddetto cuscinio d'aria e ridurre considerevolmente il costo dell'ambiente esterno alla capsula, non dovendo quest'ultimo essere configurato per adempiere a tale obiettivo.

La maggior parte della potenza richiesta durante il funzionamento del sistema Hyperloop Alpha deriva dalle fasi di accelerazione e decelerazione. Pensare di fornire una simile quantità attraverso uno stack di batterie a bordo implicherebbe aumentare le dimensioni e il peso dell'intero sistema, con conseguente drastica riduzione delle performance. La ormai matura tecnologia dei motori lineari ad induzione (LIM) può fornire una fonte secondaria di propulsione prelevando energia dall'esterno e, dunque, assistere la spinta durante le fasi di maggiore carico propulsivo. In aggiunta, tali motori andrebbero dimensionati per operare soltanto durante una minima parte del percorso, impiegando così un budget estremamente ridotto.

Per quanto concerne la definizione dell'ambiente in cui veicolare la capsula, si prevedono invece costi assai maggiori. È pertanto di primario interesse adottare tutte le possibili strategie per abbattere la spesa da sostenere per l'infrastruttura e ottenere un sistema complessivo economicamente vantaggioso rispetto alle tradizionali ferrovie. La struttura tubolare sopraelevata sostenuta da piloni offre la possibilità di essere realizzata a sezioni di prefabbricati e, al contempo, di evitare l'acquisto di grandi domini territoriali. Un sistema di calibrazione attiva dei piloni compensa le modifiche nel tempo del territorio circostante dovute a terremoti, raffiche di vento, *etc.*

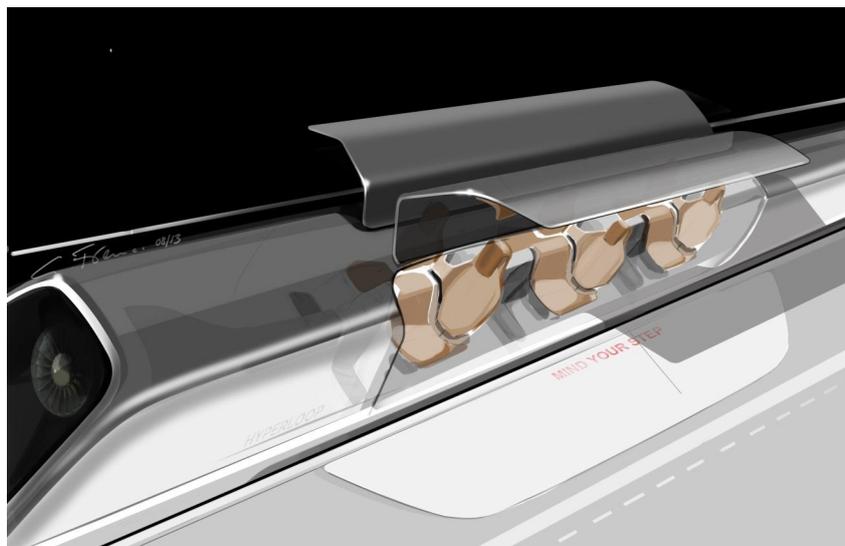


Figura 1.3: Interior design della capsula Hyperloop Alpha per il trasporto di persone [4].

Dai calcoli effettuati negli studi di SpaceX, installando serie di pannelli solari al di sopra dei tubi si può ottenere tutta l'energia necessaria (con ampio margine) a garantire un servizio continuativo. Si richiede comunque che una certa quantità di energia sia stoccata in varie forme *e.g.*, pacchi batterie e aria compressa, per far fronte alla domanda in condizioni atmosferiche di scarso o assente irraggiamento.

In definitiva, il sistema Hyperloop Alpha è descritto da un percorso di tubi a pressione controllata in cui una capsula pressurizzata, accelerata (o decelerata) da motori elettrici ad induzione lineari e mantenuta in moto da un compressore assiale, può viaggiare a velocità trans-soniche sospesa su un letto d'aria, e pertanto, largamente privata delle forze di opposizione al moto dei treni convenzionali. Nel seguito verranno analizzate brevemente le varie sezioni del sistema Hyperloop Alpha.

### Capsula (pod)

In Hyperloop Alpha vengono proposte due versioni di pods che si differenziano non solo per il tipo e la quantità del carico pagante, ma anche per le dimensioni degli elementi propulsivi e di stoccaggio dell'energia.

- i) Versione per il trasporto di persone (Fig. 1.3): il pod è in grado di trasportare 28 persone e possiede dimensioni massime di  $1.45\text{ m} \times 1.10\text{ m}$  (larghezza  $\times$  altezza). Considerando una sezione rettangolare ad angoli smussati, la massima area frontale risulta pari a  $1.4\text{ m}^2$ . Il carico aerodinamico a  $1130\text{ km/h}$  si stima essere equivalente a  $100\text{ kW}$  con sommatoria delle forze di attrito uguale a  $320\text{ N}$ . Le previsioni indicano un peso di  $3.1\text{ t}$  ed un costo massimo di  $245000\text{ \$}$ .
- ii) Versione per il trasporto di veicoli e persone: questo esemplare di pod può trasportare fino ad un massimo di tre veicoli e un numero non definito di passeggeri. Esso presenta

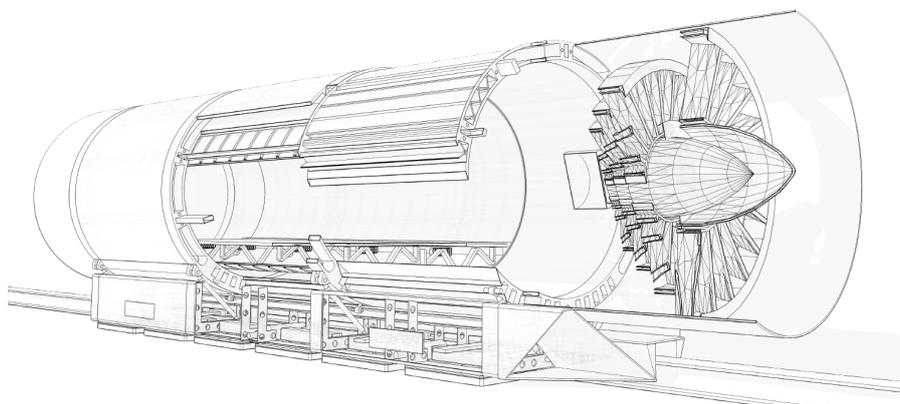


Figura 1.4: Compressore assiale ideato dal team Z-Typhon di DVC MTech.

dimensioni massime superiori al modello precedente raggiungendo una area frontale di  $4.00\text{ m}^2$ . Altri parametri stimati riguardano il carico aereodinamico a  $1130\text{ km/h}$ ,  $285\text{ kW}$ , la sommatoria delle forze di attrito,  $910\text{ N}$ , il peso,  $3.5\text{ t}$ , e il costo massimo,  $275000\text{ \$}$ .

Entrambe le topologie di pods sono realizzate con materiali leggeri e l'ambiente interno è pressurizzato e privo di finestre. Da quanto si può notare, le stime sulla risultante delle forze di attrito risultano molto convincenti e consentirebbero di raggiungere la velocità massima di  $1220\text{ km/h}$  (Mach  $0.91$ , a  $20^\circ\text{C}$ ) per entrambe le versioni.

### Compressore assiale

Il compressore assiale si posiziona nella parte frontale del pod e, come anticipato, realizza due funzioni fondamentali. Esso comprime il residuo di aria presente nei tubi, impedendone lo strozzamento del flusso tra la capsula e la parete interna del tubo stesso. Circa il  $60\%$  dell'aria compressa (nella soluzione (ii), l' $80\%$ ) viene canalizzata lungo un percorso che scorre al di sotto della capsula e decompressa in prossimità del retro attraverso un ugello. Questo flusso serve a generare la forza di avanzamento necessaria a superare gli attriti residui. La restante parte dell'aria compressa viene utilizzata per mantenere in levitazione la capsula mediante appositi sci d'aria montati sul fondo della struttura. Il compressore è calettato sull'albero di un motore elettrico alimentato dal pacco batterie e targato  $325\text{ kW}$  o  $865\text{ kW}$ , rispettivamente per le versioni (i) e (ii) del pod.

A titolo di esempio, in Fig. 1.4 si riporta il design del compressore assiale ideato del team Z-Typhon di DVC MTech, ovvero uno dei gruppi partecipanti alla Hyperloop Pod Competition.

### Sistema di levitazione

La capsula è sospesa all'interno dei tubi grazie ad un sistema di sci d'aria alimentati da parte del flusso d'aria proveniente dal compressore. Tale sistema risulta stabile nei confronti di eventuali scostamenti della capsula dall'asse di simmetria del tubo. Infatti, quando la distanza tra la parete interna del tubo e la capsula subisce piccole variazioni, ha luogo una reazione spontanea fortemente non lineare della pressione locale che forza il pod a tornare nella

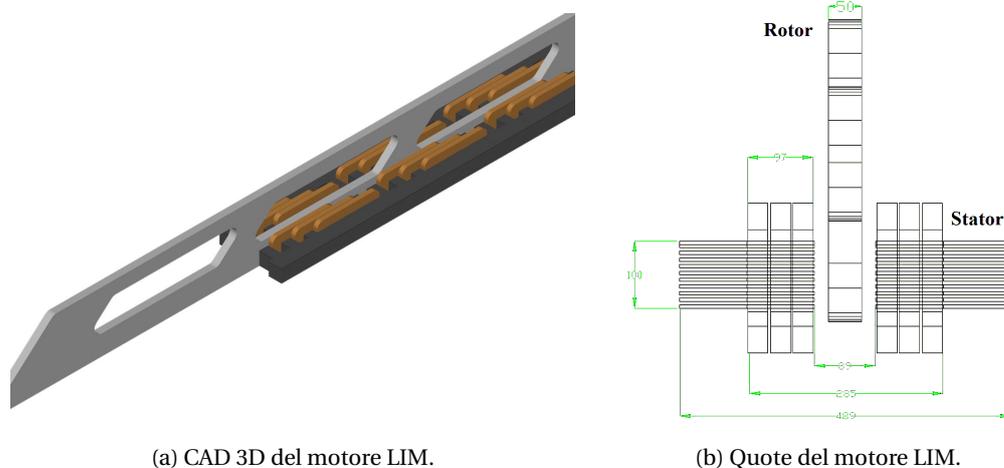


Figura 1.5: Motori lineari ad induzione di Hyperloop Alpha [4].

posizione di equilibrio. Un sistema di sospensioni sorregge gli sci d'aria evitando eccessive vibrazioni nell'abitacolo dei passeggeri.

### Motori lineari ad induzione

Le fasi di accelerazione e decelerazione vengono assistite da motori lineari ad induzione (Fig. 1.5) alimentati da un bus HVDC (High-Voltage Direct-Current) esterno alla capsula. Questi sono progettati per portare la capsula da 480 km/h alla velocità massima, e *vice versa*, con accelerazione inerziale massima di 1 g. Il rotore è lungo 15 m e realizzato in alluminio. Esso alloggia sul fondo del pod. Al contrario, lo statore, è situato nella parte inferiore del tubo e si estende per tutto lo spazio necessario alle operazioni di accelerazione e decelerazione indicate (circa 4.00 km). Gli avvolgimenti sono trifase ed in numero tale da mantenere una tensione approssimativamente costante per semplificare il convertitore di collegamento al bus HVDC. Ciascuno dei due lati di statore è rigidamente fissato all'infrastruttura per resistere alla forza di attrazione magnetica che, in altro modo, tenderebbe ad avvicinarli.

### Infrastruttura: tubi, piloni e impianto fotovoltaico

Il sistema di condotti è interamente pensato per realizzare le condizioni di minimo attrito al moto. La pressione interna viene mantenuta nell'intorno dei 100 Pa con l'ausilio di pompe posizionate a distanza fissa l'una dall'altra lungo tutto il percorso. Il diametro dipende dalla versione di pod e ha un impatto notevole sulle performance. Infatti, errori nella valutazione di suddetto parametro possono essere responsabili della formazione di onde d'urto provocate dalle velocità soniche raggiunte dall'aria negli intermezzi. È dunque opportuno scegliere accuratamente il rapporto dei diametri capsula/tubo per evitare questo inconveniente. Un secondo tubo, separato dal primo attraverso distanziatori, consentirebbe viaggi in entrambe

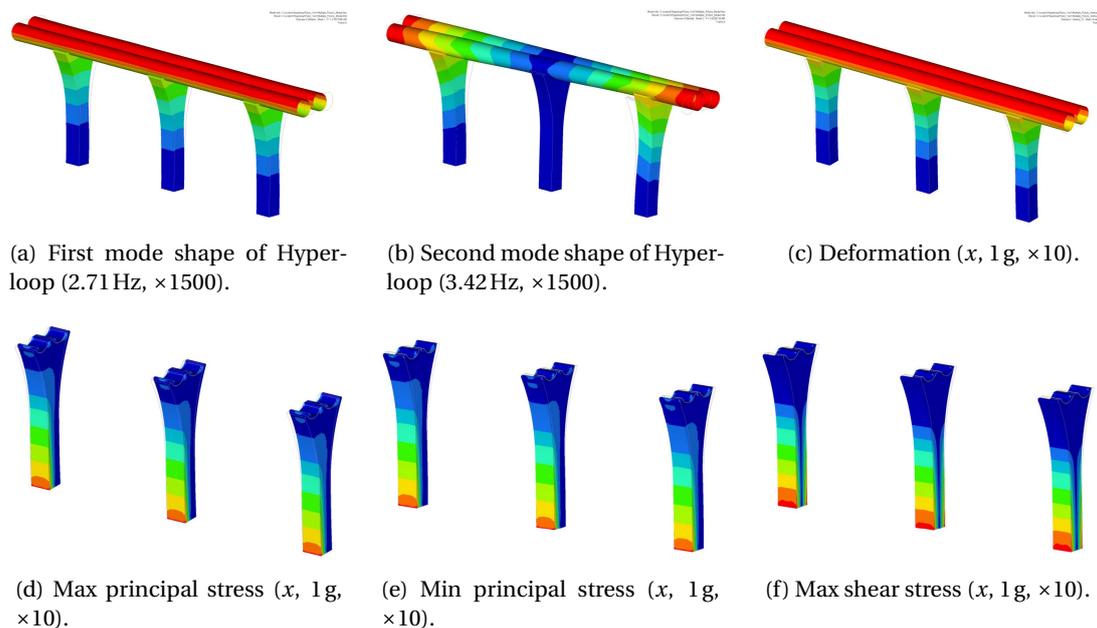


Figura 1.6: Simulazioni strutturali di Hyperloop Alpha [4].

le direzioni contemporaneamente. Il modello a sezioni prefabbricate riduce i costi di produzione e assemblaggio. Le varie sezioni sono distanziate in media da 30m in funzione del percorso.

L'attività di sostegno è affidata a dei piloni verticali. La loro struttura è progettata per mitigare fenomeni responsabili di scostamenti longitudinali (deformazioni termiche), e laterali (eventi sismici). A tal proposito, essi sono dotati di un sistema pneumatico di calibrazione sugli assi XYZ per correggere l'assetto e riportarlo nella configurazione standard. Le prime simulazioni strutturali hanno evidenziato la robustezza della struttura nei confronti dei principali agenti di disturbo esterni (Fig. 1.6) (pressione atmosferica, terremoti, vento, *etc.*).

Il sistema Hyperloop Alpha è stato dimensionato per una potenza media di 21 MW. Staticamente, un impianto fotovoltaico, con dimensioni uguali a quello che coprirebbe tutta la tratta SF-LA, può fornire un potenza media annua di 57 MW, ovvero circa il doppio del fabbisogno richiesto da Hyperloop Alpha. Tuttavia, la domanda di potenza durante le fasi di accelerazione e decelerazione risulta di gran lunga (circa tre volte) superiore a quella media. In virtù di ciò, si richiede un sistema di accumulo a terra con funzione di peak-shaving. In definitiva, il design di Hyperloop Alpha si prefige l'obiettivo di essere quasi del tutto indipendente dalla rete, dovendo prelevare energia soltanto quando questa non è disponibile dall'impianto fotovoltaico. Allo scopo di visualizzare quanto descritto finora, si propone lo schema elettrico dell'infrastruttura di Hyperloop Alpha in Fig. 1.7.

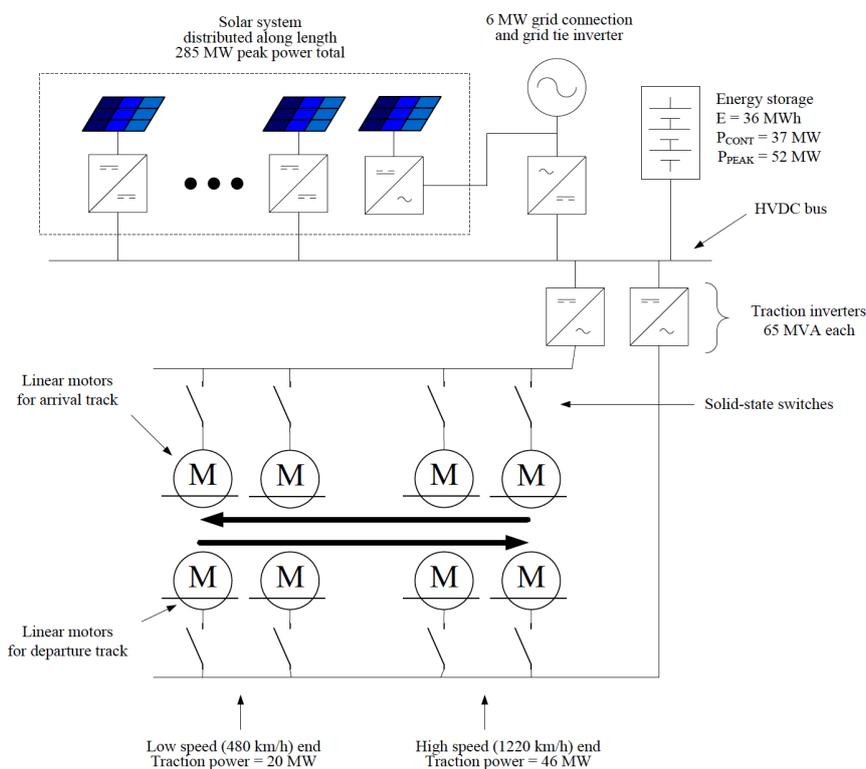


Figura 1.7: Schema elettrico principale per l'alimentazione dei motori lineari di Hyperloop Alpha [4].

### 1.2.2 Difficoltà tecniche e aspetti politico-economici

Fin dagli albori, Hyperloop Alpha è stato oggetto di numerose critiche, molte delle quali volte a evidenziare gli aspetti negativi e l'irrealizzabilità del progetto. Le ridotte dimensioni dell'abitacolo, l'assenza di finestre e lo stesso ambiente ermetico dei tubi potrebbero essere causa di malori o comunque sensazioni non piacevoli per passeggeri. In aggiunta, le elevatissime accelerazioni e i probabili alti livelli di rumore dovuti alla presenza del compressore vengono comunemente ritenute tematiche scarsamente affrontate nel design. Al contempo, le logistiche e le procedure di evacuazione e ripristino in caso di guasto sarebbero causa di forte dibattito. Sebbene l'infrastruttura sia pensata appositamente per resistere a disturbi di vario tipo, in molti non credono che questo garantisca un livello sufficiente di sicurezza e stabilità. Altre problematiche riguardano le tecniche di produzione delle sezioni di tubi prefabbricati, le quali richiederebbero qualità raggiungibili solo con lo stanziamento di grandi investimenti. Spinto anche dai recenti avvenimenti (2018) che hanno riguardato la sicurezza mondiale, il fisico Richard Muller ritiene che la struttura potrebbe essere facile obiettivo di attacchi terroristici.

Il tema su cui principalmente si è mossa la critica riguarda l'effettivo risparmio rispetto agli odierni sistemi di trasporto terrestri. Certamente, il divario con i treni ad alta velocità spinge a favore di Hyperloop Alpha, tuttavia i MagLev evitano molti dei costi aggiuntivi di Alpha.



(a) Pod.



(b) Compressore assiale.



(c) Doppio pipe, piloni e pannelli solari.

Figura 1.8: TransPod Hyperloop M2A [9].

Economisti da ogni parte del mondo, tra cui il professor Michael Anderson dell'Università di Berkeley, sostengono che gli investimenti teorizzati da Musk e SpaceX (6–7.5 miliardi\$, sistema completo, SF-LA) siano largamente sottostimati e che il costo del singolo biglietto dovrebbe essere relativamente alto per ottenere tempi ragionevoli di pay-back.

Infine, non mancano frizioni politiche con i sostenitori del progetto CAHSR, di cui Hyperloop Alpha si dichiara acerrimo rivale. Solo il successo di un test track in scala potrebbe permettere di superare dubbi e pareri contrastanti.

Parte delle informazioni e illustrazioni riportate in questo paragrafo sono tratte dal white paper [4].

### 1.3 TransPod Hyperloop

Il contesto open-source in cui operano le compagnie partner non è vincolato dall'obbligo di attenersi al design di Hyperloop Alpha originale. Come conseguenza, le varie aziende sono state libere di affrontare le relative problematiche di progetto intraprendendo strade talvolta anche molto diverse.

	<b>Hyperloop Alpha</b>	<b>TransPod M2A</b>	<b>JR-MagLev</b>	<b>Treni AV</b>
Propulsione	LIM + compressore	LIM + compressore	LIM	MS-MP <sup>2</sup>
Levitazione	aria compressa	magnetica	magnetica	–
Alimentazione	infrastruttura <sup>3</sup>	rete	rete	rete
Trasmissione	–	contactless <sup>4</sup>	contactless <sup>4</sup>	pantografi
Velocità Max	1220 km/h	> 1000 km/h	581 km/h	393 km/h
Potenza Max	63 MW	3 MW <sup>5</sup>	8 MW	9.8 MW

Tabella 1.1: Mezzi di trasporto terrestre a confronto [4, 7, 8].

Dal 2015 la compagnia canadese TransPod è impegnata nello sviluppo della nuova generazione di trasporti ultra-veloci, sostenibili e a prezzi accessibili. Nel 2016 riceve un finanziamento di 15 milioni\$ dalla società italiana Angelo Investments e intraprende attività di collaborazione con aziende specializzate nel settore aerospaziale ed elettrico, tra cui Liebherr-Aerospaziale e la francese IKOS. Circa un anno dopo, rilascia due documenti che definiscono la fattibilità economica [6] e gli aspetti dinamici [7] del proprio progetto Hyperloop. In generale, TransPod Hyperloop M2A è concepito per avere le seguenti caratteristiche:

- Trasporto di persone ad alta velocità
- Trasporto di massa in ambito suburbano
- Alta frequenza di partenze
- Riduzione della dipendenza da fonti fossili
- Emissioni globalmente ridotte
- Eliminazione dei prodotti della combustione in alta quota

Dal confronto proposto in Tab. 1.1 appaiono evidenti le poche, ma importanti, differenze tra il design di Alpha e quello di TransPod Hyperloop M2A (Fig. 1.8). Dal punto di vista della trasmissione dell'energia a bordo, il primo si presenta totalmente innovativo, eliminandone la necessità con un sistema di accumulo interno alla capsula, mentre il secondo appare tecnologicamente più vicino ai MagLev, anche sotto l'aspetto della levitazione. Nei paragrafi a seguire verranno chiarite le principali differenze nei due designs.

<sup>2</sup>Macchine sincrone a magneti permanenti.

<sup>3</sup>Eventuale fornitura extra da rete.

<sup>4</sup>A basse velocità potrebbe essere previsto contatto strisciante.

<sup>5</sup>Solo sistemi di bordo.

### 1.3.1 Sistema di levitazione di TransPod Hyperloop

Come menzionato nel Par. 1.2.1, la definizione del rapporto delle sezioni trasversali rappresenta uno degli aspetti più critici da affrontare. Anche ammesso di trovare il valore ottimale, bisogna comunque mettere in conto le inevitabili piccole difettosità di realizzazione delle superfici. La forza di levitazione prodotta dal cuscino d'aria dipende fortemente dal gap esistente tra il pod e la superficie interna del tubo, e anche piccole ( $< 0.01$  mm) irregolarità ne determinano drastiche variazioni. In questo scenario ha luogo una reazione contraria di pressione che, sebbene tenda a ristabilire la posizione iniziale del pod, si rivela non controllabile e che, quindi, potrebbe generare a sbilanciamenti responsabili di urti tra i due oggetti. In TransPod Hyperloop, il sistema di levitazione a cuscino d'aria di Alpha è sostituito con un più oneroso impianto a levitazione magnetica, evitandone le problematiche annesse. Quest'ultimo basa il suo funzionamento sulle equazioni di Maxwell ai campi elettromagnetici:

$$\oint_{\partial S} \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\frac{d}{dt} \iint_S \vec{B} \cdot d\vec{S} \quad (1.2)$$

$$\oint_{\partial S} \vec{B} \cdot d\vec{l} = \mu \iint_S \vec{J} \cdot d\vec{S} \quad (1.3)$$

La 1.2, nota come legge di Faraday-Neumann-Lenz, asserisce che una variazione nel tempo del campo induzione magnetica, *i.e.* il flusso magnetico attraverso una superficie delimitata da un circuito elettrico, genera un campo elettrico, *i.e.* una forza elettromotrice nello spazio contraria alla variazione che l'ha generata. Mentre, la 1.3, nota come legge di Ampere, afferma che la corrente elettrica concatenata con una linea chiusa è responsabile di un campo magnetico nello spazio.

Da quanto affermato, assimilando il pod e il pipe a due semplici elementi magnetici, è possibile creare una forza repulsiva tra loro che realizzi la funzione di levitazione. In realtà, il sistema di levitazione magnetica è molto più complesso di quanto descritto. Infatti, non due, ma molteplici elementi magnetici di specifiche forme e dimensioni vengono distribuiti nel pod e nel pipe al fine di ottenere una levitazione stabile e controllata variando l'intensità di corrente dei singoli elementi magnetici [7].

### 1.3.2 Sistema di trasmissione e conversione dell'energia a bordo

La similitudine tra Alpha e TransPod Hyperloop viene ad essere ancor più marcata quando si confrontano i rispettivi percorsi di alimentazione dei sistemi di bordo. Tale differenza richiede una precisazione di fondo: Alpha è dimensionato per essere competitivo su ampie tratte, per contro l'intento di TransPod Hyperloop è quello di abbracciare una più vasta gamma di tratte, dal trasporto su scala urbana a intercontinentale. Dunque, se da un lato ha senso fare dello stoccaggio a bordo la principale fonte da cui attingere energia, dall'altro questa funzionalità viene meno data la forte variabilità dimensionale a cui sarebbe soggetta.

Con riferimento al design Alpha originale, svincolare il pod dall'esigenza di un sistema di accumulo principale fornisce indubbi vantaggi in termini di peso e volume, ma pone dinanzi il problema di trasferire energia elettrica da una fonte ad un oggetto in levitazione a velocità transoniche. I veicoli ferroviari o, più in generale, a guida vincolata, utilizzano pantografi come dispositivi di captazione dell'energia elettrica dalla rete. Alle velocità transoniche raggiunte da Hyperloop, l'impiego di contatti striscianti per veicolare l'energia elettrica a bordo

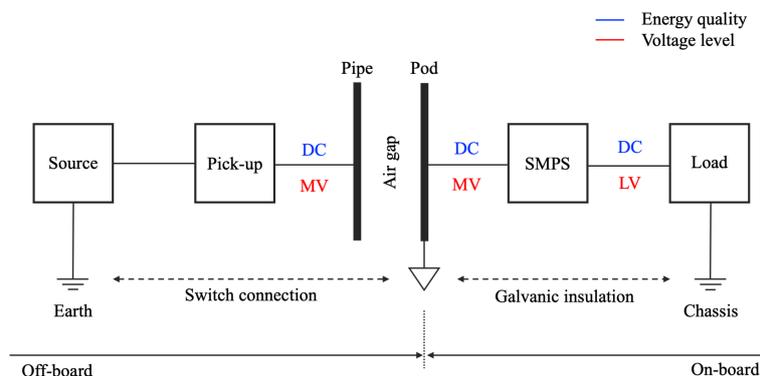


Figura 1.9: Catena di trasmissione e conversione dell'energia a bordo del pod.

della capsula risulta proibitivo. Essi, infatti, costituirebbero una fonte di attrito soggetta a frequenti manutenzioni a causa dell'usura. Gli studi portati avanti da TransPod hanno condotto allo sviluppo di tecnologia di trasmissione dell'energia senza contatto. In questo lavoro ci si limiterà ad indicarla con il termine di *pick-up*, ovvero letteralmente, *fare salire* (a bordo energia).

Con riferimento alla Fig. 1.9, il sistema di pick-up provvede alla conversione dell'energia dalle varie fonti (rete, fotovoltaico, riserva di accumulo) e al suo trasferimento a bordo del pod, che avviene in forma DC (Direct Current) a media tensione. Agli occhi dei sistemi a valle, esso è equivalente ad una resistenza variabile. Ulteriori dettagli sul sistema di pick-up costituiscono materiale riservato e oggetto di futuro brevetto.

La catena di trasmissione prosegue con il convertitore di bordo, vero obiettivo di questo lavoro di tesi. A livello macroscopico, il convertitore deve essere visto come un oggetto che mette in comune accordo un insieme di funzioni tra loro interconnesse. In primo luogo, la conoscenza di come si inserisce il convertitore nel mondo elettrico-energetico permette di definire i contorni della tecnologia utilizzata. Questo implica analizzare le proprietà delle reti, o dei circuiti, sorgenti e utilizzatori del convertitore. A queste corrispondono caratteristiche topologiche specifiche all'interno del convertitore che dipendono dalla qualità e non dalla quantità dell'energia. Nell'ambito della catena energetica in esame, il convertitore di bordo è tenuto a modificare in modo controllato una tensione continua al fine di abbassarne il livello, rendendola ottimale per il funzionamento dei sistemi connessi al bus principale del pod.

L'affidabilità rappresenta la seconda funzione fondamentale. Il convertitore non deve guastarsi e, anche se ciò accadesse, non deve danneggiare l'ambiente esterno. In tal senso la quantità dell'energia, ovvero la potenza in gioco, impone componentistica attiva e passiva in range precisi. Quanto più alte sono le potenze maneggiate, tanto più si è spinti a ridosso dei limiti tecnologici.

L'affidabilità è correlata al costo, ovvero alla quantità di materiale attivo e passivo impiegato. L'analisi comparativa delle funzioni di costo tecnologiche evidenzia la topologia circuitale che meglio sfrutta i materiali rispetto alle altre, nella medesima applicazione. Considerazioni di questo tipo saranno particolarmente utili nell'indirizzare la scelta della topologia ottimale

del convertitore all'interno del vasto mondo della conversione statica.

Infine, nel tentativo di spingere al massimo la prestazione non si deve tralasciare l'aspetto dell'efficienza energetica, caratteristica senza la quale la stessa conversione statica perderebbe di senso.

In definitiva, l'applicazione fin qui descritta può essere configurata come una Switch-Mode Power-Supply (SMPS) dc-dc a media tensione<sup>6</sup> ed alta potenza.

### 1.3.3 Vincoli e criticità

In questo paragrafo verranno trattate alcune delle problematiche di progetto di TransPod Hyperloop con specifico riferimento alla sezione elettrica del sistema, le quali si traducono in specifiche caratteristiche richieste al convertitore di bordo.

#### Isolamento galvanico

Facendo nuovamente riferimento alla Fig. 1.9, esistono tre diversi riferimenti di potenziale: *earth*, *pod* e *chassis*. *Earth* è il livello di tensione di terra dell'infrastruttura (pipe), la quale può essere collegata elettricamente con pod attraverso il sistema di pick-up. A bordo della capsula esistono due riferimenti di tensione, *pod* e *chassis*, uno per il livello MV e l'altro per il livello LV, rispettivamente.

Dal punto di vista della sicurezza è importante evitare elevate tensioni di passo e di contatto. A tal proposito è necessario che *earth* e *chassis* siano allo stesso livello di tensione quando il veicolo sosta in prossimità delle stazioni. Mentre, quando il veicolo si trova in levitazione lungo il percorso definito dal pipe, esso è fisicamente separato da terra e il solo isolamento galvanico tra pod e chassis è sufficiente a garantire la sicurezza delle persone a bordo. Quest'ultimo obiettivo deve diventare una proprietà della topologia del convertitore di bordo.

#### Peso e ingombri

Le equazioni della trazione, nella loro forma generale, possono essere utilizzate per descrivere l'importanza del peso e degli ingombri del veicolo, anche in uno scenario complesso come quello di Hyperloop.

$$F_{ix}(t) = m \cdot \frac{dv(t)}{dt} \cdot F_{av}(t) \quad (1.4a)$$

$$F_{av}(t) = F_a(t) + F_v(t) + F_g(t) \quad (1.4b)$$

$$F_a(t) = 0.5 \cdot C_x \rho_{air} A_{front} v^2(t) \quad (1.4c)$$

$$F_v(t) = C_v m g \cos \alpha \quad (1.4d)$$

$$F_g(t) = m g \sin \alpha \quad (1.4e)$$

<sup>6</sup>Per i sistemi industriali, il livello di media tensione è compreso tra i 3.3 ÷ 6.6kV.

Peso e ingombri, rappresentati rispettivamente da  $m$  e  $A_{front}$  nelle Eq. 1.4, giocano un ruolo chiave nel dimensionamento degli organi di propulsione, in quanto parametri della forza di trazione  $F_{tx}$ . Un veicolo strutturalmente leggero e con ridotta area frontale richiede una forza di avanzamento  $F_{av}$  inferiore rispetto ad uno pesante e ingombrante, cosa che si traduce in elementi di propulsione con potenza di targa minore e, di conseguenza, meno onerosi dal punto di vista energetico. L'ottimizzazione topologico-strutturale dei sistemi elettrici interni del pod deve puntare a massimizzare la densità di potenza dei sistemi e ad abbatterne il costo complessivo, requisito essenziale per la competitività di Hyperloop rispetto agli odierni mezzi di trasporto terrestri.



## Capitolo 2

# Stato dell'arte della conversione statica di potenza dc-dc in media tensione

Il mondo della conversione statica dell'energia elettrica è in progressiva e continua crescita. In questo processo evolutivo, la compenetrazione interdisciplinare con l'elettronica, i sistemi di controllo, misura e attuazione, continua ad offrire nuove e sempre più ambiziose prospettive. Nonostante ciò, nell'ambito delle problematiche di progetto della conversione statica devono sempre dominare gli aspetti energetici, ossia l'elettrotecnica. Attraverso una panoramica delle strutture di conversione dc-dc che più di altre hanno trovato impiego industriale, questo capitolo ambisce a definire la topologia circuitale idonea al soddisfacimento delle specifiche richieste dal convertitore di bordo di TransPod Hyperloop.

### 2.1 Sintesi delle proprietà topologiche

Dal Par. 1.3 sono note le caratteristiche fondamentali del convertitore di bordo di TransPod Hyperloop. Ciascuna di esse costituisce un obiettivo che trova diretta esplicazione in una o più qualità di conversione, a cui sono associati effetti positivi o negativi, direttamente o indirettamente correlati al convertitore.

Per poter esprimere le proprietà che dovrebbero caratterizzare un convertitore di energia elettrica allo stato dell'arte, anzitutto preme ricordare la sua definizione.

**Convertitore di energia elettrica.** *Il convertitore è un amplificatore “non dissipativo” adatto a variare con continuità una o più delle grandezze elettriche prodotte nella forma richiesta, dimensionato per assorbire energia elettrica da una sorgente esterna in modo efficiente e immune, nonché compatibile con l'ambiente elettromagnetico circostante [10].*

Il termine “statico” viene riferito a sistemi di conversione realizzati con interruttori a semiconduttore, grazie ai quali nessun moto meccanico è richiesto per realizzare il processo di conversione.

In via generale, si distinguono quattro blocchi funzionali coinvolti nella conversione di energia, come sinteticamente riportato in Fig. 2.1. Tre blocchi funzionali su quattro sono

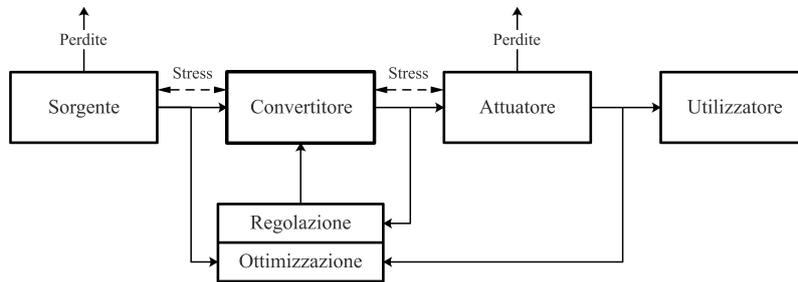
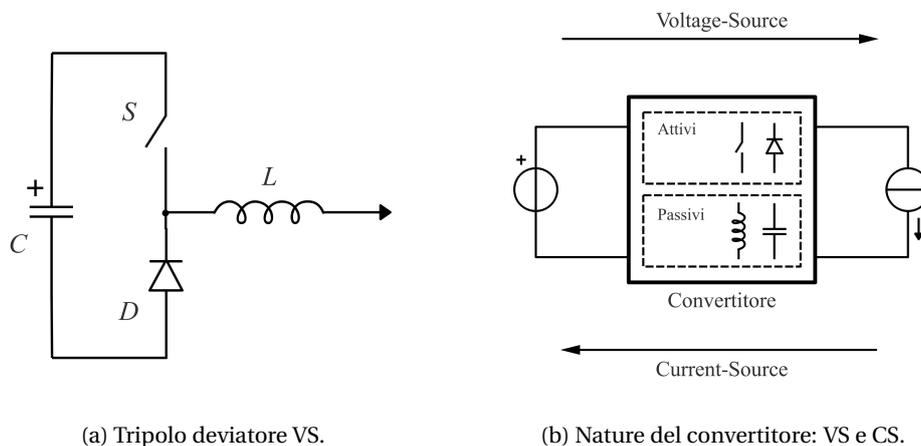


Figura 2.1: Schema di utilizzazione dell'energia elettrica tramite convertitore elettrico [10].



(a) Tripolo deviatore VS.

(b) Nature del convertitore: VS e CS.

Figura 2.2: Proprietà elettrico-energetiche e di affidabilità della struttura di conversione.

chiamati in causa negli aspetti qualitativi del trattamento dell'energia elettrica. Lungo la catena esistono molteplici possibilità e forme di degrado dell'energia. L'attuatore comprende tutti gli elementi deposti ad attuare i comandi del convertitore e a produrre lavoro utile per l'utilizzatore finale. A riprova di quanto affermato, l'attuatore e il convertitore sono oggetti che, pur interagendo fra loro, restano concettualmente distinti, come devono intendersi rispettivamente le discipline elettronica ed elettrotecnica.

Con specifico riferimento a TransPod Hyperloop, esiste una sorgente equivalente di tensione, rappresentata dal sistema di pick-up, che trasporta energia elettrica a bordo del pod senza l'ausilio di contatto elettrico. La variabilità e la qualità dell'alimentazione fornita da tale sorgente non costituisce argomento di tesi, sebbene comporti implicazioni di rilievo sul funzionamento dell'intero apparato. Malgrado ciò, è comunque possibile determinare le conseguenze che essa avrà sulla scelta del minimo elemento ripetibile della struttura del convertitore e, dunque, sulle transizioni di stato degli interruttori. Richiamando brevemente concetti

	Voltage-Source (VS)	Current-Source (CS)
Commutazione	forzata	naturale/forzata
DC-link	condensatore/i	induttore
Affidabilità	cortocircuito	circuito aperto
Efficienza	PWM	SWM

Tabella 2.1: Confronto Voltage-Source e Current-Source [10].

di compatibilità generale delle commutazioni, se la sorgente si comporta da generatore di tensione, il carico, rappresentato dal dc-bus a bassa tensione del pod, deve comportarsi come un generatore di corrente. L'unico modo per ottenere commutazioni non distruttive in un circuito di questo tipo è utilizzare la combinazione di un interruttore e un diodo, ovvero un tripolo deviatore (Fig. 2.2a).

A titolo dimostrativo, il circuito in Fig. 2.2b può essere valutato in modo duale da destra a sinistra, e *vice versa*. Il primo caso determina un convertitore del tipo Voltage-Source (VS), il secondo un Current-Source (CS). Fissate le nature di sorgente e utilizzatore, è comunque possibile adottare l'una o l'altra soluzione semplicemente facendo in modo che il convertitore veda ai suoi terminali un dato comportamento piuttosto che un altro: aggiungendo un sistema a tiristori e un induttore a valle di una sorgente in tensione si ottiene il comportamento di un generatore di corrente costante. In entrambi i casi e dal punto di vista strutturale, gli elementi attivi costituenti sono gli stessi, ma possono corrispondere a tecnologie a semiconduttore diverse. Queste due strutture fondamentali sono da tempo in competizione tra loro. A decretarne la preferenza intervengono molteplici fattori, brevemente riportati in Tab. 2.1. Negli ultimi anni sempre più applicazioni puntano a strutture con alte densità di potenza. In queste, il CS sta perdendo quote di mercato poiché penalizzato da un ingombrante current dc-link. Per motivi che saranno meglio chiariti nel seguito, il convertitore Voltage-Source risulta particolarmente idoneo all'applicazione del caso.

La cella a commutazione non è costituita soltanto da elementi a semiconduttore, ma anche da reattori della natura opportuna. Gli elementi induttivi e capacitivi giocano un ruolo cruciale nell'accumulo e nel trasferimento di energia, nonché del filtraggio delle grandezze elettriche. Dal momento che essi costituiscono una aliquota importante del peso, volume e costo del convertitore, è tecnica comune adottare soluzioni che puntino alla minimizzazione delle loro dimensioni.

Il convertitore statico è per definizione un oggetto non dissipativo ad alta efficienza. In un mondo proiettato verso sempre più elevate frequenze di commutazione, anche il singolo contributo di perdita può costituire un elemento deficitario per la competitività nel settore. La contemporaneità di alti livelli di tensione e corrente durante le fasi di transizione dello stato degli interruttori comporta non solo una perdita di efficienza, ma anche problemi di affidabilità del convertitore e di integrità dell'ambiente che lo circonda. Gli elementi costituenti devono, pertanto, confrontarsi con stress di varia natura che minano la loro stessa integrità. Questo è il motivo principale per cui assume importanza la marginatura in tensione e corrente, ma che tuttavia lascia irrisolto il problema della compatibilità elettromagnetica. Esistono

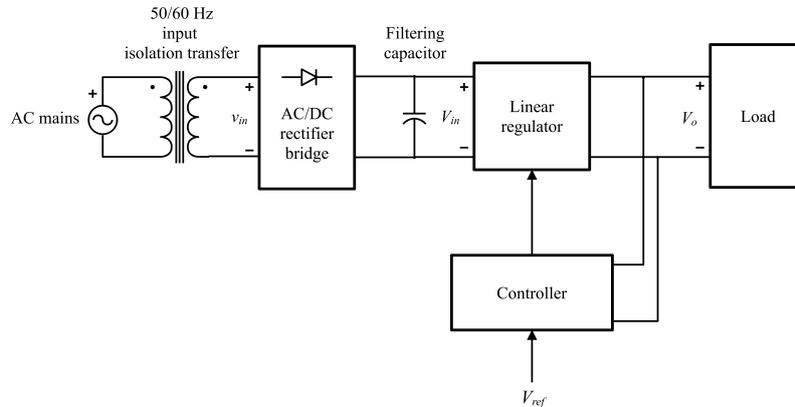


Figura 2.3: Schema di conversione di un regolatore lineare.

specifiche strutture di conversione direttamente preposte all'abbattimento delle emissioni condotte e irradiate nell'ambiente, le quali trovano, non a caso, largo impiego in applicazioni dove le potenze in gioco sono particolarmente alte e dove il danno potrebbe significare il malfunzionamento di più sistemi correlati.

Nella maggior parte dei processi di conversione dc-dc in cui il convertitore è tenuto ad alimentare una utenza, assume significato passare per una forma intermedia ac (alternative current) delle grandezze elettriche. La ragione è consentire l'utilizzo di un trasformatore di isolamento. In questo modo, il circuito al primario viene isolato galvanicamente dal circuito al secondario, evitando che eccessive differenze di potenziale tra sorgente e utenza costituiscano un pericolo per la sicurezza delle persone. Tuttavia, tale funzionalità determina, in generale, in un incremento del peso, dell'ingombro e del costo dell'unità di conversione. Anche a riguardo di ciò, la tecnica ha saputo trovare, ed agire, sul denominatore comune alle problematiche inerenti la densità di potenza di un convertitore, ovvero la frequenza delle commutazioni. Questo è quanto si cercherà di descrivere nel successivo *Paragrafo*.

## 2.2 Conversione statica di potenza DC-DC

Per lungo tempo, la scena degli alimentatori di potenza è stata dominata dai regolatori lineari (Fig. 2.3). In essi, un elemento attivo a semiconduttore è usato per regolare la tensione di uscita, in modo del tutto equivalente ad un resistore variabile, operando nella regione attiva del piano  $I - V$  caratteristica. Questo tipo di regolazione comporta intrinsecamente dissipazione, ed è causa di livelli di efficienza ridotti al di sotto del 40%. Seppur semplici dal punto di vista strutturale e della regolazione, le grandi perdite hanno reso proibitivo il loro impiego nelle applicazioni a media ed alta potenza.

A partire dagli anni 1970, gli SMPS hanno riscosso, e continuano a riscuotere, grande successo come alimentatori di potenza. Il loro principio di funzionamento consiste nel trasferire potenza/energia da una sorgente ad un utilizzatore attraverso l'alternanza degli stati di massima conduzione e interdizione dei dispositivi a semiconduttore, mantenendo al minimo la

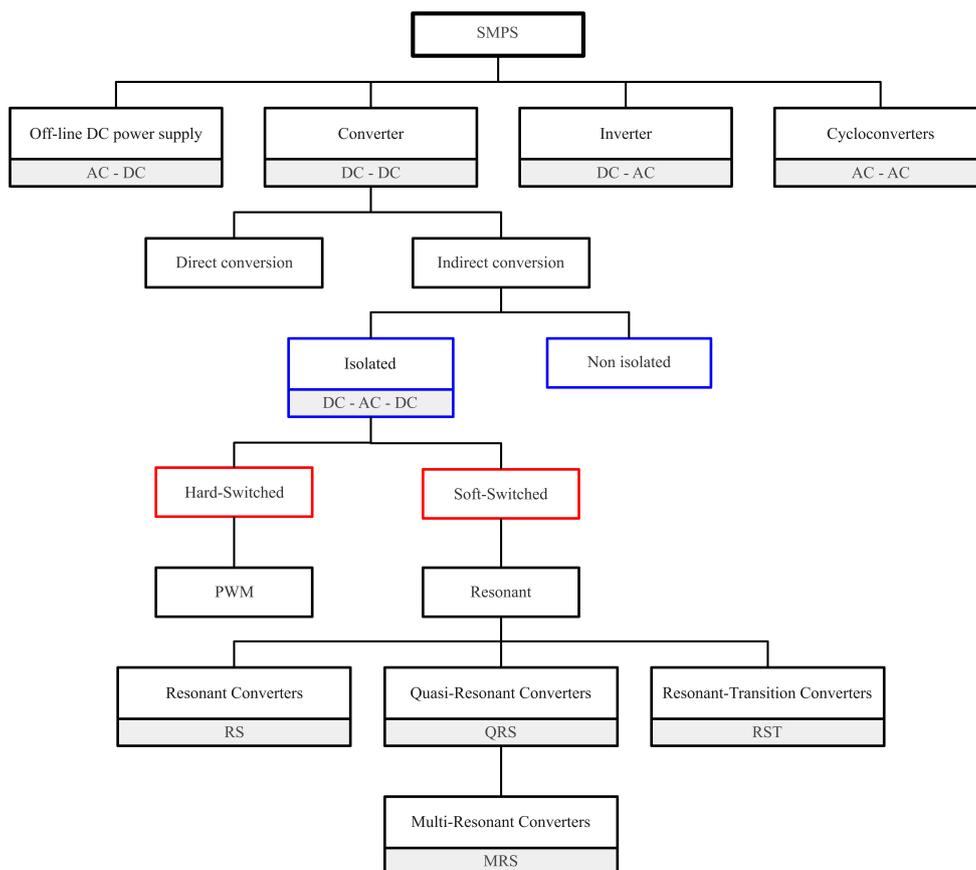
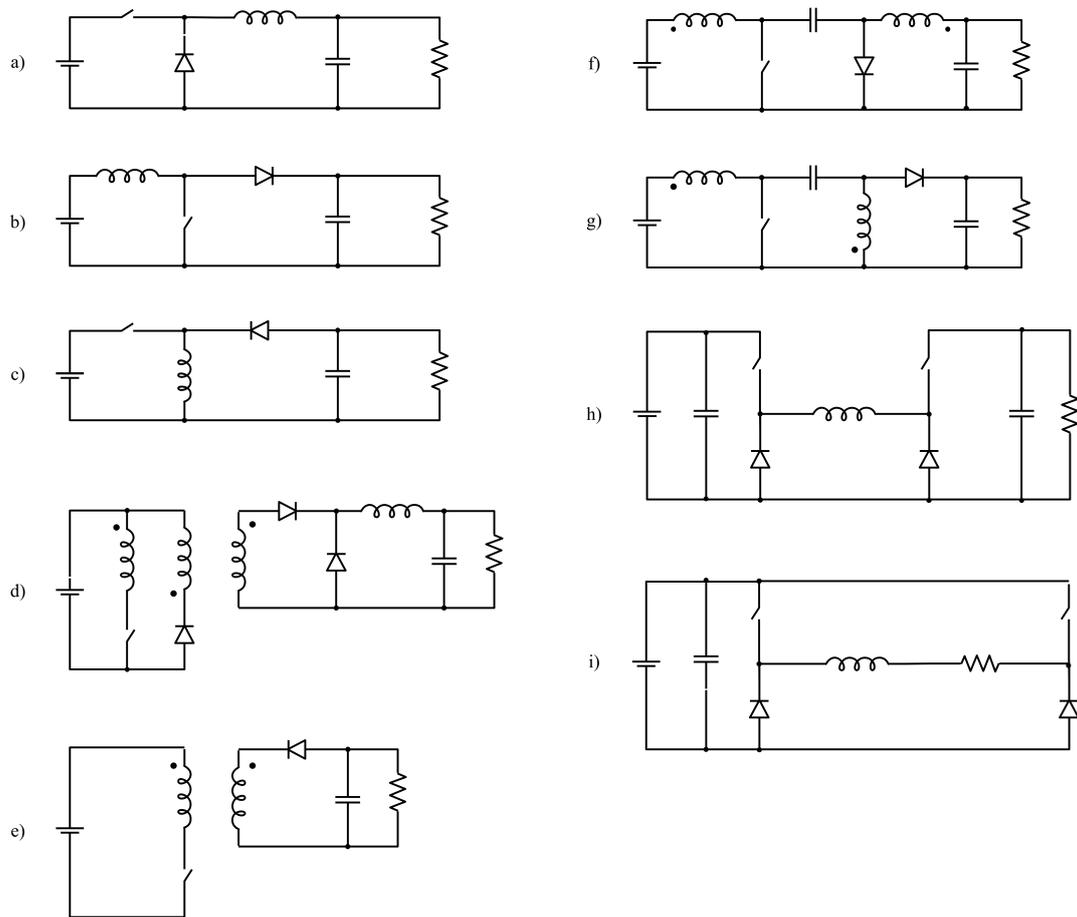


Figura 2.4: Genesi dei convertitori SMPS dc-dc – classificazione per proprietà strutturali e modalità di commutazione.

dissipazione, in totale opposizione a quanto accade nei dispositivi attivi costituenti i regolatori lineari. Per merito della loro alta efficienza, delle ridotte dimensioni e peso, e dei costi relativamente bassi, essi hanno gradualmente sostituito i convenzionali regolatori lineari, il cui principio di conversione, come anticipato, implica intrinsecamente dissipazione [18]. Un SMPS viene strutturato per essere compatibile con le forme delle grandezze elettriche in ingresso e uscita. Sono pertanto possibili diverse architetture, schematicamente riportate alla radice del diagramma ad albero in Fig. 2.4.

Concentrando l'attenzione sulla branca di conversione dc-dc, esistono due macrofamiglie topologiche: convertitori dc-dc diretti, e convertitori dc-dc indiretti. Nei primi, una particolare combinazione dello stato degli interruttori pone sorgente e carico in connessione diretta; nei secondi, il trasferimento di potenza tra sorgente e carico può avvenire solo attraverso un elemento intermedio di immagazzinamento dell'energia. Esempi di convertitori dc-dc SMPS convenzionali, diretti e indiretti, si trovano caratterizzati in Tab. 2.2 e mostrati in Fig. ???. Per alcuni di essi, lo schema circuitale di principio può essere modificato inserendo un trasformatore di isolamento, ottenendo, a tutti gli effetti, una nuova classe di convertitori dc-ac-dc.



Legenda: buck (a), boost (b), buck-boost (c), forward (d), flyback (e), ĉuk (f), SEPIC (g), buck×boost (h), 2Q–full-bridge (i).

Figura 2.5: Topologie convenzionali di convertitori dc-dc.

Il trasformatore realizza non soltanto l'isolamento galvanico tra la sorgente e l'utilizzatore, bensì introduce anche un nuovo grado di libertà dato dal rapporto di spire e spendibile nel campo della regolazione.

Sebbene permettano di raggiungere una conversione efficiente, le topologie di SMPS fin qui menzionate possiedono alcune caratteristiche di demerito rispetto ai regolatori lineari. Le rapide commutazioni delle correnti in ingresso e uscita possono causare problemi di compatibilità elettromagnetica (EMI), che devono essere risolti con opportuni filtri addizionali (snubbers), i quali comportano, allo stesso tempo, un incremento sia della complessità

<b>Topologia</b>	<b>Composizione</b>	<b>Conversione</b>	<b>Accumulo</b>	<b>Regolazione</b>
Buck	singola cella	diretta	–	down
Boost	singola cella	diretta	–	up
Buck-Boost	singola cella	indiretta	induttivo	down / up
Forward	singola cella	diretta	–	down
Flyback	singola cella	indiretta	induttivo	down / up
Ćuk	singola cella	indiretta	capacitivo	down / up
SEPIC	singola cella	indiretta	capacitivo	down / up
Buck×Boost	doppia cella	indiretta	induttivo	down / up
Full-Bridge	doppia cella	diretta	–	down

Tabella 2.2: Topologie convenzionali di conversione dc-dc.

che del costo del circuito. A tal proposito, l'evoluzione delle discipline di elaborazione elettronica della potenza ha determinato la biforcazione del panorama in due schemi circuitali fondamentali: hard-switched e soft-switched. Questi termini descrivono il carattere delle commutazioni che li particolarizzano.

Nei primi la regolazione del flusso di potenza avviene per mezzo di una modulazione di duty-cycle (pulsewidth modulation, PWM), risultando in forme d'onda pulsanti di tensione e corrente; nei secondi, noti anche con l'accezione di risonanti, la potenza viene invece processata in forma sinusoidale. In ambito industriale, i convertitori PWM hanno trovato largo impiego nelle applicazioni SMPS a bassa potenza, grazie alla loro semplicità circuitale e di controllo. Tuttavia, al crescere della frequenza di commutazione, i parassitismi delle celle mostrano effetti dannosi sulla prestazioni del convertitore. Le perdite in commutazione risultano particolarmente elevate nelle alte potenze e alte tensioni. Oltremodo, la natura repentina di variazione delle grandezze elettriche rende necessari specifici circuiti di snubber per smorzare gli stress termici ed elettrici e alleggerire il contenuto dei disturbi elettromagnetici.

I convertitori risonanti hanno dominato la scena degli azionamenti a tiristori (SCRs) in alta potenza e delle Uninterruptible Power Supplies (UPS).

## 2.3 Topologie a risonanza

In tutte quelle applicazioni che puntano ad elevate densità di potenza, le alte frequenze di commutazione rappresentano la chiave per ridurre le dimensioni dei componenti passivi e del trasformatore di isolamento delle SMPS. Assumendo che esistano degli attuatori della conversione in grado di commutare a frequenze dell'ordine dei centinaia di kilohertz, l'adozione delle tecniche PWM comporta perdite in commutazione e stress elevati. Le topologie a risonanza nascono per arginare le succitate problematiche che inevitabilmente penalizzano l'affidabilità e l'efficienza dei convertitori PWM in certi campi.

Data una certa topologia di conversione, i principi della compatibilità generale asseriscono che [10]

- i) la presenza di un comportamento induttivo, sia esso un parassitismo della maglia in commutazione, un carico induttivo, o l'induttanza di dispersione di un trasformatore,

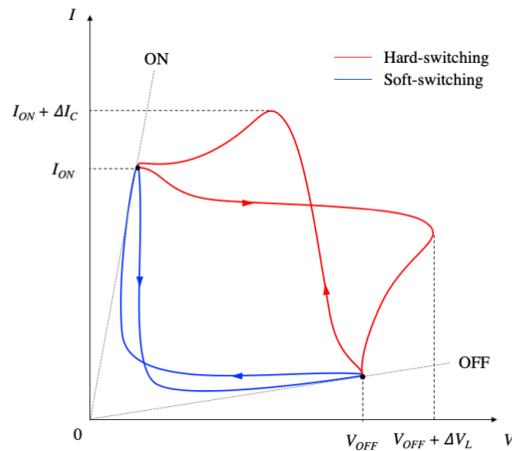


Figura 2.6: Traiettorie di hard-switching e soft-switching sul piano  $I - V$ .

sul comune di deviazione del tripolo deviatore, comporta un turn-off induttivo;

- ii) la presenza di un comportamento capacitivo, sia esso un parassitismo intrinseco dei dispositivi a semiconduttore, o mutuo tra i vari componenti, sui terminali del tripolo deviatore, comporta un turn-on capacitivo.

Come conseguenza

- i) il turn-off induttivo introduce sovratensioni crescenti al ridursi dell'intervallo di commutazione e dovute alla variazione di corrente nell'induttanza equivalente;
- ii) il turn-on capacitivo introduce sovracorrenti crescenti al ridursi dell'intervallo di commutazione e dovute alla variazione di tensione nella capacità equivalente.

Quanto enunciato può essere visivamente chiarito dalle traiettorie di hard-switching in Fig. 2.6. Da tali considerazioni risulta lecito affermare che se, durante la commutazione, le traiettorie di variazione si portano velocemente a valori prossimi a zero di corrente o tensione, rispettivamente il turn-off o il turn-on dei dispositivi attivi assume un carattere di tipo *dolce*. Questi concetti trovano esplicitazione pratica attraverso due varianti di soft-switching.

**Zero-Current-Switching (ZCS)** — durante la fase di conduzione dell'interruttore, la variazione di corrente è dominata da un circuito ausiliario reattivo  $LC$  al fine di realizzare una commutazione di turn-off a corrente nulla.

**Zero-Voltage-Switching (ZVS)** — durante la fase di interdizione dell'interruttore, la variazione di tensione è dominata da un circuito ausiliario reattivo  $LC$  al fine di realizzare una commutazione di turn-on a tensione nulla.

L'attributo *dolce* vuole dunque intendere una particolare modalità di commutazione in cui la combinazione di elementi passivi può evitare la contemporaneità di alti valori di corrente



Figura 2.7: Blocchi funzionali di un Resonant converter [15].

e tensione, annullando teoricamente le perdite in commutazione e limitando sovratensioni e sovracorrenti, fonti di EMI. Le traiettorie di soft-switchings sul piano  $I - V$  vengono mostrate e confrontate con quelle di hard-switchings in Fig. 2.6.

Se tali tecniche fossero realmente ideali si avrebbero delle commutazioni di turn-off, o di turn-on, perfettamente *lossless*. Nonostante la non idealità, queste strategie di commutazione giovano comunque a favore dell'affidabilità e dell'efficienza complessiva. È stato dimostrato che, per alte frequenze di commutazione, la strategia di commutazione più appropriata è la ZVS [11, 21, 22].

L'introduzione delle modalità ZCS e ZVS ha contribuito allo sviluppo dei convertitori a risonanza. In generale, tali convertitori presentano una complessità circuitale superiore a quella dei PWMs in quanto aggiungono componenti reattivi per conseguire gli obiettivi di ZCS e ZVS. Inoltre, se sfruttati adeguatamente, i parassitismi intrinseci della cella in commutazione diventano supporti ai principali elementi reattivi.

L'obiettivo di questo *Paragrafo* non è esplorare nel dettaglio tutte le configurazioni possibili, ma chiarire i principi di base delle varie famiglie di convertitori a risonanza con il preciso scopo di esaltarne i relativi pregi e difetti, specialmente nelle applicazioni in alta potenza. Per ulteriori chiarimenti si rimanda alla consultazione della *Bibliografia*.

### 2.3.1 Resonant converters

I Resonant converters (RSs) hanno come obiettivo primario la riduzione delle perdite in commutazione. Basse variazioni  $di/dt$  e  $dv/dt$  e limitate EMI sono diretta conseguenza della topologia e delle modalità di commutazione ZCS e ZVS.

Dal punto di vista insiemistico, essi sono costituiti da tre blocchi funzionali principali (Fig. 2.7) [15]: un circuito di interruttori statici, un circuito risonante  $LC$  e un circuito rettificatore. A partire da una sorgente di tensione o corrente continua (VS o CS), il circuito di interruttori statici genera un treno di impulsi, rispettivamente, di tensione o corrente che viene trasferito al circuito risonante  $LC$  [12]. Il circuito risonante  $LC$  funge da riserva reattiva e gioca un ruolo chiave nel trasferimento di energia dalla sorgente al carico. L'obiettivo di regolazione è ottenuto, in generale, agendo sulla frequenza degli impulsi, la quale determina una variazione del guadagno ingresso-uscita delle grandezze elettriche. Infine, il circuito rettificatore provvede a convertire nuovamente le grandezze elettriche nella forma continua, adempiendo allo scopo previsto per la conversione dc-dc.

Nello specifico, sono note tre tecniche di regolazione principali [13]

**Frequency Modulation (FM)** — il guadagno ingresso-uscita del sistema viene regolato variando la frequenza di commutazione, mantenendo il duty-cycle fisso al 50%.

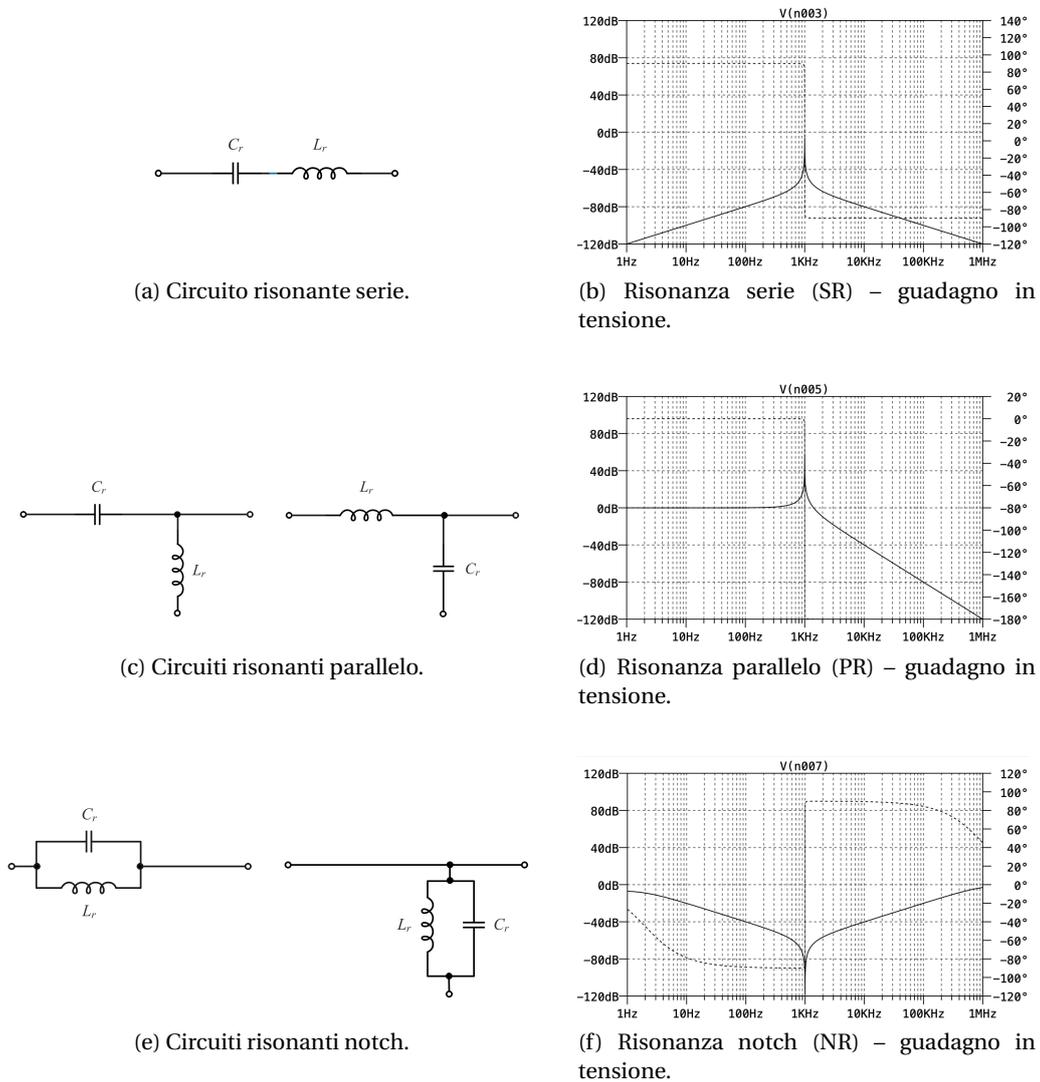


Figura 2.8: Circuiti risonanti serie, parallelo, notch.

**Pulse Width Modulation (PWM)** — il guadagno ingresso-uscita del sistema viene regolato variando il duty-cycle, mantenendo la frequenza di commutazione costante.

**Phase Shift Modulation (PSM)** — il guadagno ingresso-uscita del sistema viene regolato variando il ritardo in fase tra due gambe complementari di un ponte intero, mantenendo duty-cycle e frequenza di commutazione costanti.

Altre tecniche possono essere ricavate per combinazione delle tre principali.

La riserva reattiva può assumere molteplici forme circuitali. Huang *et al.* hanno classificato e analizzato le tre risonanze fondamentali e le rispettive implicazioni sul legame ingresso-uscita dei convertitori RS [14].

Con riferimento alla Fig. 2.8a, la risonanza serie (SR) è ottenuta con almeno due elementi reattivi di natura duale in serie. In corrispondenza della frequenza di risonanza, il modulo dell'impedenza della serie assume valori prossimi all'unità. In questa condizione il guadagno in tensione del sistema risulta, a meno delle cadute, unitario. Al contrario, allontanandosi dalla frequenza di risonanza, l'impedenza, e dunque il guadagno della serie, diventa in modulo sempre più piccolo. Complessivamente la risonanza serie realizza un comportamento analogo a quello di un convertitore step-down.

Collegando almeno un induttore e un condensatore in parallelo si consegue un comportamento risonante parallelo (PR). Come mostrato in Fig. 2.8c, nell'intorno della frequenza di risonanza il guadagno ingresso-uscita è superiore all'unità e associabile al funzionamento di un convertitore step-up.

Infine, la risonanza di taglio (NR) si realizza attraverso il parallelo o la serie *LC*, rispettivamente, in serie all'ingresso o in parallelo all'uscita del blocco *Resonant Tank* in Fig. 2.7. Alla frequenza di risonanza, il primo caso diventa un circuito aperto, il secondo un cortocircuito (Fig. 2.8e). In entrambi, il guadagno è pari a zero e la struttura si comporta come un filtro selettivo che non ha un chiaro equivalente come le risonanze SR e PR.

A partire da queste configurazioni risonanti fondamentali è possibile derivare 8 combinazioni a due elementi e 36 a tre elementi, a cui corrispondono altrettante teoriche topologie di conversione.

Schwartz e Klaassens furono i primi ad applicare i benefici offerti dalle proprietà di soft-switching nel range delle alte potenze [16]. La loro proposta consisteva in un current-source resonant converter a tiristori di semplice fattura che ha trovato impiego nel campo degli azionamenti dc. La struttura utilizza il circuito risonante serie *LC* per il trasferimento di energia e ZCS, raggiungendo una densità di potenza di 0.9 – 1.0 kg/kW.

Nella letteratura sono reperibili molti altri esempi di resonant converters, anche circuitualmente più complessi, come il popolare LLC-SRC [17].

Seppur con una certa variabilità, i RSs permettono di raggiungere alte efficienze di conversione. Tuttavia, il prodotto di dimensionamento *VA* risulta in generale molto grande e il legame ingresso-uscita tende a diventare complicato all'aumentare del numero di elementi reattivi e con le regolazioni a frequenza variabile. Fatta eccezione per i constant frequency resonant converters, le restanti topologie richiedono tipicamente un ampio range di controllo in frequenza, cosa che rende difficile l'ottimizzazione dei componenti di filtraggio. Poiché il trasferimento di potenza avviene per mezzo di modifiche del fattore di smorzamento del circuito risonante, il campo di variazione del carico in cui si conseguono soft-switchings è limitato.

### 2.3.2 Quasi-Resonant converters

La classe dei Quasi-Resonant converters (QRSs) unisce le caratteristiche dei convertitori PWM e RS nello stesso circuito. Come i PWMs, i QRSs possiedono un circuito di semplice fattura a cui si aggiunge una riserva ausiliaria *LC* nei pressi dell'interruttore, utilizzata, in analogia ai RSs, per dominare la variazione delle forme d'onda di corrente e tensione. Tuttavia, a differenza dei RSs, la riserva *LC* non ha la funzione di trasferire potenza, bensì quella di realizzare soft-switchings. Parte di tale riserva *LC* può essere intrinsecamente fornita dai parassitismi interni al convertitore, ovvero dalle capacità di giunzione dei dispositivi a semiconduttore e dall'induttanza dispersa dei trasformatori di isolamento nelle topologie isolate.

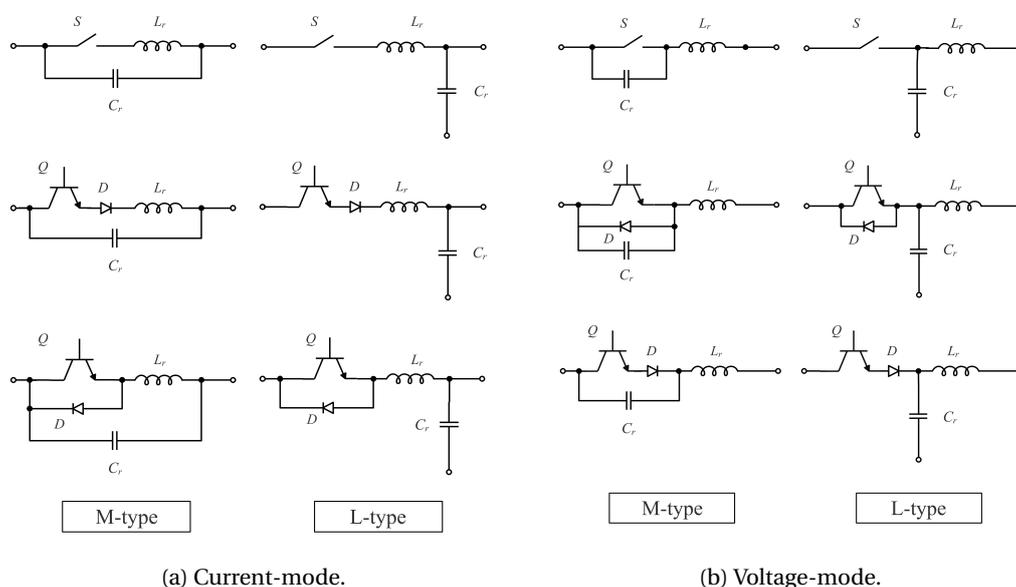


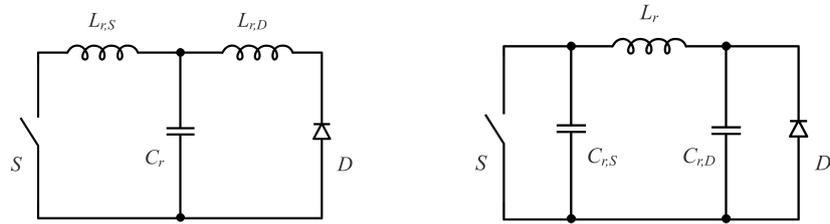
Figura 2.9: Interruttori a risonanza – (dall'alto verso il basso) notazione generale, half-wave, full-wave.

La relazione di dualità tra ZCS e ZVS trova rappresentazione topologica nei convertitori QRS current-mode o voltage-mode, rispettivamente. Il principio di funzionamento di entrambe le classi si basa sul concetto di interruttore risonante introdotto da Liu e Lee nel 1984 [19]. Un interruttore risonante è costituito da un interruttore statico  $S$  e da elementi ausiliari reattivi  $L_r$  e  $C_r$ . Come si osserva dalla Fig. 2.9a, in un current-mode l'induttore  $L_r$  si trova sempre in serie all'interruttore  $S$  per avere ZCS. Per il voltage-mode, come mostrato in Fig. 2.9b, il condensatore  $C_r$  si trova sempre in parallelo all'interruttore  $S$  per avere ZVS. In entrambi i casi sono possibili due diverse configurazioni: M-type e L-type.

Scorrendo dall'alto verso il basso della Fig. 2.9 si incontrano gli schemi circuitali relativi alle modalità operative half-wave [19, 21] e full-wave [20, 21]. Tali configurazioni determinano le proprietà di bidirezionalità e reversibilità dell'interruttore risonante in merito alle rispettive grandezze elettriche caratteristiche (corrente, tensione). Va inoltre aggiunto che le strutture full-wave permettono di svincolare, seppur non completamente, i rapporti di conversione dalla variabilità del carico.

Applicando il concetto di dualità esposto, l'uso dell'interruttore risonante può essere esteso alle topologie a singola cella tipiche dei PWMs, ovvero *buck*, *boost*, *buck-boost*, *etc.*, per semplice sostituzione dell'interruttore convenzionale. Si ottengono in questo modo le famiglie di convertitori ZCS-QRS e ZVS-QRS.

Uno dei principali pregi dei convertitori QRS è quello di aver implementato il principio dei RS all'interno di un modello circuitale semplice come quello dei PWM. Tutte le topologie current-mode (ZCS) non risolvono il problema delle grandi perdite in commutazione associate al turn-on capacitivo e per questo il loro funzionamento rimane confinato a frequenze al



(a) Current-mode.

(b) Voltage-mode.

Figura 2.10: Celle multi-resonant (notazione generale).

di sotto del megahertz [20]. Le voltage-mode (ZVS) superano questo problema e in aggiunta riducono i disturbi  $dv/dt$  arginando l'effetto Miller tra i transistor e il loro circuito di pilotaggio, principale fattore limitante nei designs a frequenze superiori al megahertz [21]. Tuttavia, anche le voltage-mode presentano degli inconvenienti. Il primo riguarda la difficoltà di ottenere ZVS per ampie variazioni di carico a causa dell'aumento degli stress di tensione ad esse proporzionali [21, 22]. Il secondo problema deriva dalla risonanza indesiderata della capacità di giunzione del diodo rettificatore con l'induttanza della riserva LC.

Nelle applicazioni SMPS dove è richiesto isolamento galvanico tra sorgente e utilizzatore, le uniche alternative topologiche quasi-resonant sono *flyback*, *Ćuk* con trasformatore e *SEPIC*. Le strutture a singola cella non si prestano a convertire potenze superiori all'ordine delle decine di kilowatts, e più interruttori risonanti si rendono necessari a raggiungere lo scopo. Di qui la problematica non banale di gestire le interazioni tra i vari interruttori risonanti e che, oltremodo, conduce a soluzioni circuitali sempre più articolate.

### Multi-Resonant converters

Tutte le classi di QRSs creano condizioni di commutazione favorevoli sia per l'interruttore statico che per il diodo di freewheeling, ma mai per entrambi contemporaneamente. I Multi-Resonant converters (MRSs) nascono come estensione dei QRS applicando il concetto di interruttore risonante anche al diodo di freewheeling. Dunque, in questo caso, i concetti di soft-switching riguardano non più soltanto l'interruttore statico, bensì l'intera cella canonica di commutazione (tripolo deviatore).

Nella cella multi-resonant current-mode, mostrata in Fig. 2.10a, il circuito risonante è formato da un rete a T con due induttori,  $L_{r,S}$  e  $L_{r,D}$ , in serie a interruttore e diodo, rispettivamente. Nella cella multi-resonant voltage-mode, mostrata in Fig. 2.10b, il circuito risonante è formato da un rete a  $\pi$  con due condensatori,  $C_{r,S}$  e  $C_{r,D}$ , in parallelo a interruttore e diodo, rispettivamente. Le due reti risultano duali.

Funzionalmente una cella multi-resonant genera tre circuiti risonanti, ciascuno di essi attivo in un diverso intervallo temporale, in funzione dello stato dell'interruttore S e del diodo

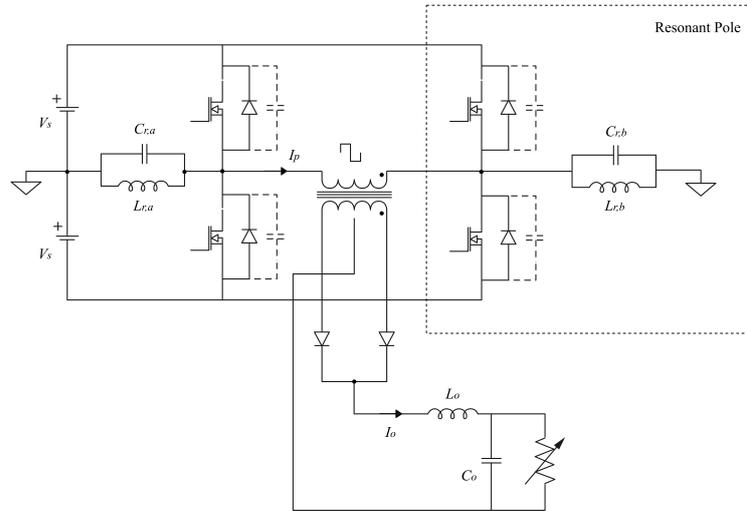


Figura 2.11: Convertitore dc-dc full-bridge resonant-transition a power MOSFETs.

rettificatore  $D$  [23]. Il risultato è ottenere tre stati risonanti caratteristici in un singolo periodo di lavoro. La procedura per convertire qualsiasi topologia PWM in un convertitore MRS è simile a quella usata nei QRSs.

Nei MRSs, la risoluzione delle problematiche annesse al diodo di freewheeling paga il prezzo di una maggiore complessità circuitale e di costo dell'applicazione, comportando il doppio del numero di componenti reattivi rispetto ai QRSs.

### 2.3.3 Resonant-Transition converters

Allo stesso modo dei QRSs, nei Resonant-Transition converters (RSTs) gli elementi reattivi risonanti sono minimamente o per nulla coinvolti nel trasferimento primario di potenza. In altre parole, in un RST gli elementi reattivi risonanti vengono dimensionati prevalentemente per raggiungere gli obiettivi di soft-switchings (ZCS o ZVS). L'oggetto *transition* specifica che le risonanze hanno luogo soltanto durante le fasi di transizione di stato dei dispositivi a semiconduttore per questo tipo di convertitori.

In questi, il concetto di polo risonante prende il posto dell'interruttore risonante dei QRSs e si presenta come una più semplice soluzione per raggiungere alte potenze di conversione [24]. Patterson e Divan proposero un nuovo modo di realizzare zero-voltage-switching in convertitori dc-dc a risonanza utilizzando come mattone fondamentale il circuito racchiuso nella linea a tratteggio in Fig. 2.11. Il polo risonante è costituito da tre reti/elementi circuitali: un dual supply inverter, una riserva  $LC$ , un trasformatore di isolamento e un synchronous rectifier. La ZVS viene ottenuta su entrambi gli interruttori del half-bridge. Il trasformatore trasferisce tensione al synchronous rectifier in modo galvanicamente isolato. Al primario la forma di tensione è prevalentemente squadrata e alternativa. In uscita si ottiene una tensione

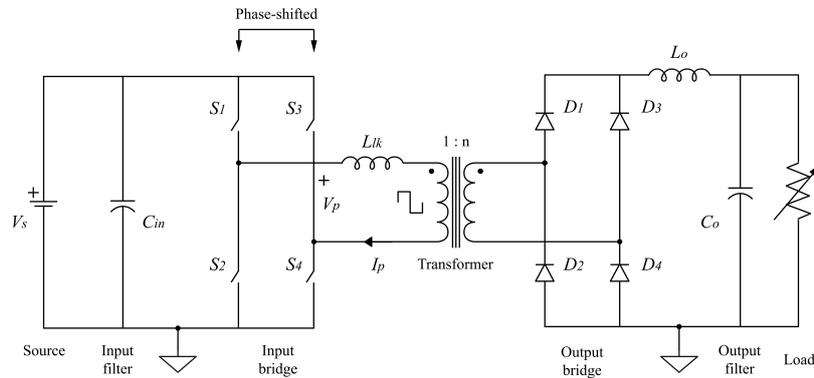


Figura 2.12: Phase-Shifted Full-Bridge (notazione generale).

continua di ampiezza e forma dipendenti dalla frequenza di commutazione e dalla corrente nel carico.

A differenza dei convertitori RSs convenzionali, non è necessario che la corrente circolante nella riserva reattiva  $I_p$ , *i.e.* la corrente al primario del trasformatore, sia superiore alla corrente di uscita  $I_o$  per avere trasferimento di potenza. Come conseguenza, gli elementi passivi possono essere dimensionati per valori di corrente efficace nettamente inferiori ad un caso equivalente di RSs. Ad ulteriore ragione di quanto affermato, gli stress di corrente nei condensatori hanno luogo soltanto durante le transizioni risonanti e non durante la conduzione degli interruttori. Dunque, il polo risonante ammette ZVS su più interruttori con stress contenuti e al prezzo di elementi reattivi di taglia inferiore a quelli di RSs.

Migliorie a livello della regolazione sono ottenute sintetizzando una configurazione full-bridge a doppio polo risonante (Fig. 2.11). La regolazione del full-bridge avviene in modo simile alla tecnica phase-shift (PS) impiegata sulla controparte PWM, seppur con frequenze di commutazione di gran lunga superiori grazie alla modalità ZVS. Alla stregua dei PWMs, lo snubber capacitivo può essere dimensionato con lo stesso approccio adottato per i convenzionali half-bridges e splittato in parallelo agli interruttori per minimizzare i parassitismi induttivi del layout originale, come indicato in Fig. 2.11.

Le strutture di conversione TRS fin qui descritte non hanno tuttavia guadagnato successo in ambito industriale per via dell'irrisolto problema di interazione tra l'induttanza di dispersione del trasformatore e i dispositivi del synchronous rectifier, il quale impedisce di conseguire ZVS a frequenze molto elevate. Traslando le induttanze della riserva  $LC$  ( $L_{r,x}$ ) su lato in anche della struttura di conversione [25], queste diventano un parametro del trasformatore ( $L_{lk}$ ) cambiando sostanzialmente il funzionamento del convertitore. Questa nuova topologia prende il nome di Phase-Shifted Full-Bridge (PSFB) (Fig. 2.12) e rappresenta lo stato dell'arte dei convertitori dc-dc indiretti isolati a risonanza in alta potenza. Nel PSFB tutti gli elementi attivi operano sotto ZVS sfruttando, anzichè patire, i parassitismi del circuito per realizzare transizioni di stato risonanti. La Fig. 2.12 mostra un PSFB con ponte rettificatore intero. Il PSFB si presta come soluzione in grado di lavorare ad alte frequenze di commutazione e maneggiare alte potenze senza compromettere i livelli di affidabilità, EMI ed efficienza di

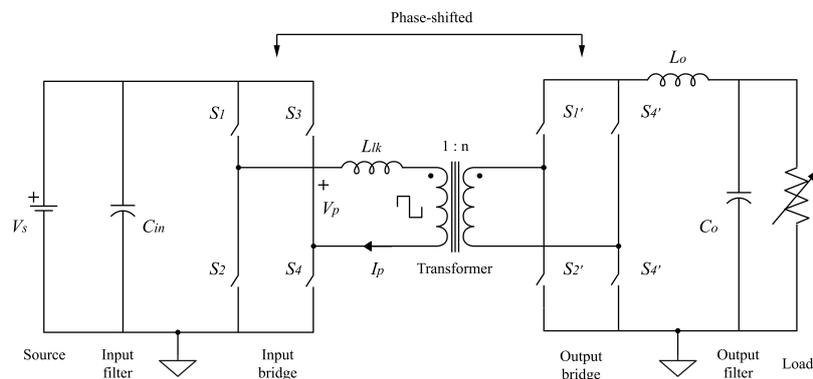


Figura 2.13: Dual Active Bridge (notazione generale).

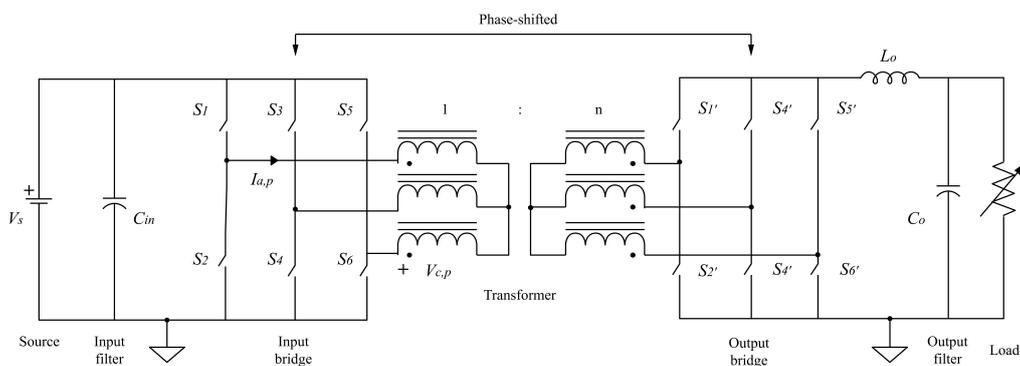


Figura 2.14: Dual Active Bridge trifase (notazione generale).

conversione, il tutto in un circuito ridotto all'essenziale.

Successivi lavori hanno permesso di ampliare la funzionalità del PSFB ai quattro quadranti del piano  $I - V$ , consentendo flussi di potenza dalla sorgente al carico e *vice versa*. Ciò viene reso possibile dalla sostituzione dei diodi del ponte di uscita con interruttori statici. In [26] viene ufficializzato il brevetto del Dual Active Bridge (DAB) (Fig. 2.13). In tale convertitore, i full-bridges in ingresso e in uscita vengono controllati in modo tale da realizzare forme d'onda alternative squadrate di tensione sfasate nel tempo, analogamente a quanto accade nel PSFB tra i due poli risonanti. Da un confronto con il PSFB [27] si scopre che il DAB sfrutta meglio il trasformatore di isolamento e consente inaspettatamente di raggiungere densità di potenza superiori. Per le sue proprietà viene studiato e valutato come mattone fondamentale della nuova generazione di convertitori dc-dc isolati in media tensione (3.3 – 6.6kV) e ad alta densità di potenza [28].

I concetti del DAB possono essere estesi in senso polifase. In [27, 29] vengono analizzate le proprietà e le performance di un convertitore DAB trifase soft-switched (Fig. 2.14). Della

famiglia dei convertitori RST, il DAB trifase è quello che permette di ridurre al minimo le dimensioni del filtro di uscita. A suo malgrado va la difficoltà nel realizzare il trasformatore di isolamento a nucleo trifase.

## 2.4 Convertitori serie–parallelo

Con l'incremento della domanda di potenza e le limitazioni imposte dalla tecnologia a semiconduttore, la connessione in serie o in parallelo dei componenti attivi e/o di intere topologie circuitali convenzionali diventa una soluzione appetibile nel design del sistema di conversione. Ciascun dispositivo a semiconduttore, infatti, sia esso un interruttore statico o un diodo, possiede una Safe Operating Area (SOA) definita dal costruttore entro la quale è garantito il funzionamento affidabile, ovvero il componente non deve guastarsi entro i limiti di tensioni e correnti massime indicate. In generale, le connessioni in serie e parallelo sono pratiche comuni per aggirare, rispettivamente, i limiti di tensione di breakdown e di conducibilità dei componenti a semiconduttore.

Se non all'apparenza, il modo più immediato di risolvere i succitati problemi è quello di connettere in serie o in parallelo i singoli dispositivi [30]. Tuttavia, per essere realmente efficace, questo modo di operare ha bisogno di un esatto bilanciamento delle correnti e tensioni tra i dispositivi connessi. A seconda della tecnologia a semiconduttore e del tipo di connessione nascono delle problematiche specifiche che si estendono sia a livello statico che dinamico. In particolare, la ripartizione di tensione dipende dalla variabilità parametrica, mentre quella di corrente dal coefficiente di temperatura, entrambi aspetti difficili da dominare perfettamente durante il processo realizzativo e le operazioni dei singoli dispositivi.

Numerosi studi sono stati portati avanti in questo senso, tutti attribuibili a due insiemi specifici di tecniche, *passive* o *attive*. Dal nome, i metodi di bilanciamento passivi fanno uso di snubbers ausiliari che incrementano le perdite e vincolano la frequenza delle commutazioni [31, 32]. I metodi di bilanciamento attivi richiedono circuiteria di controllo spesso complicata e introducono una dipendenza tra le sollecitazioni elettriche e il ritardo di attuazione dei comandi di controllo, cosa che limita la massima velocità di commutazione ottenibile [33]. In ogni caso, risulta arduo prevedere e garantire il perfetto bilanciamento in tutte le condizioni di utilizzo, in particolar modo durante i transitori. La serie o il parallelo dei singoli dispositivi a semiconduttore si presenta dunque come una soluzione di compromesso tra le esigenze opposte di ampliare il campo applicativo delle topologie convenzionali e mantenere la conversione semplice ed efficiente.

Con riferimento alla conversione dc-dc, la pratica di connessione serie o parallelo può essere vantaggiosamente applicata anche ad intere topologie convenzionali. Ciascuna di queste, opportunamente ripetuta in modo da raggiungere gli obiettivi di tensione e corrente in ingresso e uscita, rappresenta un modulo della struttura di conversione complessiva. Poiché ogni convertitore può essere circuitalmente schematizzato come un doppio bipolo, sono possibili quattro combinazioni di connessione tra i terminali in ingresso e uscita [34], definendo quattro architetture: input-parallel-output-parallel (ISOP), input-parallel-output-series (IPOS), input-series-output-parallel (ISOP), e input-series-output-series (ISOS).

La configurazione IPOP è impiegata in applicazioni dove si richiedono alta corrente e bassa tensione di uscita [35, 36], come accade nei sistemi di distribuzione. Lo schema IPOS viene

	Input side		Output side	
	Input voltages	Input currents	Output voltages	Output currents
<b>IPOP</b>	Equal by connection	Equal sharing achievable by control	Equal by connection	Equal sharing achievable by control
<b>IPOS</b>	Equal by connection	Equal sharing achievable by control	Equal sharing achievable by control	Equal by connection
<b>ISOP</b>	Equal sharing achievable by control	Equal by connection	Equal by connection	Equal sharing achievable by control
<b>ISOS</b>	Equal sharing achievable by control	Equal by connection	Equal sharing achievable by control	Equal by connection

Tabella 2.3: Relazioni tra input side e output side delle strutture di conversione serie-parallelo [34].

utilizzato nelle applicazioni che necessitano di alte tensioni in uscita [37], ad esempio nella strumentazione a raggi-X. Nei grandi azionamenti, dove si esige la compatibilità con alte tensioni di alimentazione e basse tensioni di carico, ad esempio power train di treni ad alta velocità e azionamenti industriali, l'architettura adottata è di tipo ISOP [38, 39]. Infine, la connessione ISOS è particolarmente adatta per sostenere alte tensioni in ingresso e in uscita del sistema [28]. La Fig. 2.15 mostra le quattro possibilità di connessione di  $n$ -generici moduli convertitori.

Anche nel caso delle connessioni serie-parallelo di intere strutture di conversione è essenziale ripartire equamente correnti e tensioni tra i moduli per assicurare il corretto funzionamento e sfruttamento al fine di evitarne il guasto. Studi sulla stabilità [34] hanno condotto ad individuare le principali cause di disallineamento e le opportune soluzioni nel controllo nelle diverse architetture. Come sinteticamente riportato in Tab. 2.3, per gli schemi connessi in serie in ingresso e/o in uscita l'obiettivo del bilanciamento consiste nel ripartire la tensione in ingresso e/o in uscita, Input-Voltage-Sharing (IVS) e Output-Voltage-Sharing (OVS).

A livello pratico, i convertitori modulari offrono una serie di vantaggi:

- *Semplice design termico*, come conseguenza della ripartizione della potenza tra i vari moduli;
- *Affidabilità di sistema*, per merito dei ridotti stress termici ed elettrici su dispositivi di potenza e componenti;

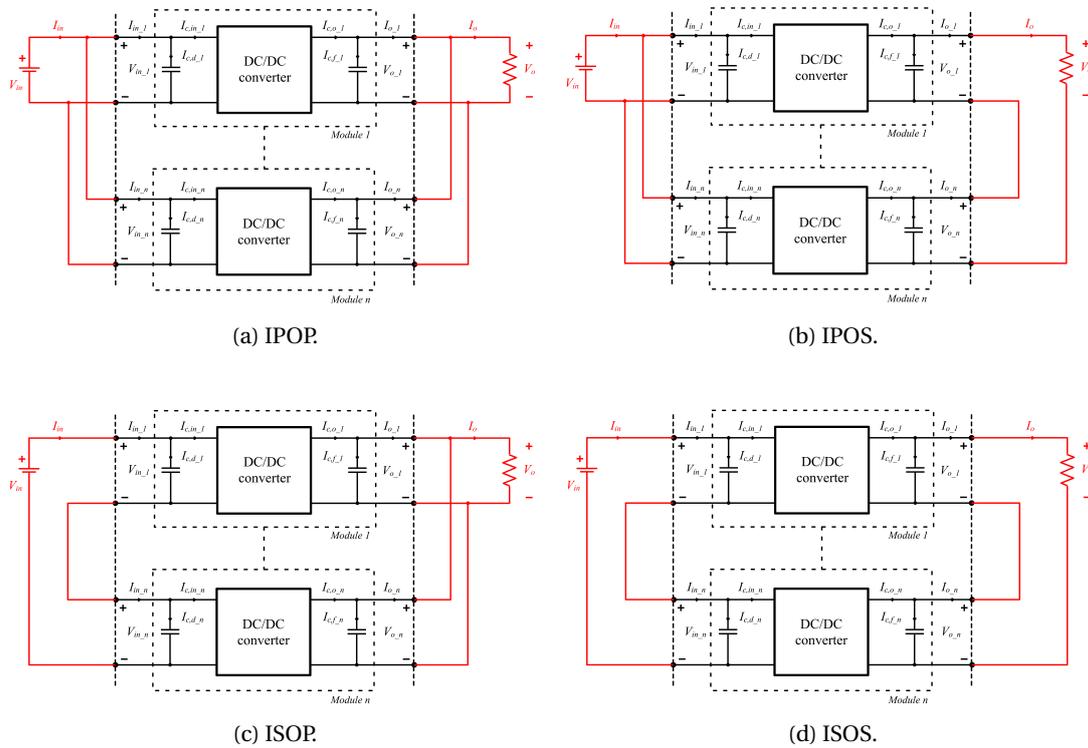


Figura 2.15: Schemi di convertitori modulari serie-parallelo.

- *Rapido design parametrico e realizzativo*, grazie alla composizione modulare è sufficiente dimensionare soltanto un singolo modulo;
- *Sicurezza  $N + 1$* , garantita dalla presenza di più moduli identici che possono funzionare anche indipendentemente gli uni dagli altri;
- *Adattamento in potenza*, per aggiunta o sottrazione di moduli.

In definitiva, sebbene la serie o il parallelo di convenzionali topologie comporti comunque problematiche di bilanciamento, il controllo a livello di sistema può efficacemente porvi rimedio, senza dover far carico alla struttura di complessi drivers di comando o circuiti di snubber dissipativi, come accade nelle connessioni serie-parallelo dei singoli devices. Per tale motivo i convertitori modulari serie-parallelo costituiscono ad oggi lo stato dell'arte dei convertitori dc-dc in alta potenza.



## Capitolo 3

# Convertitore Phase-Shifted Full-Bridge DC-DC

La trattazione prosegue con la descrizione della topologia scelta come elemento ripetibile del sistema di conversione dc-dc SMPS complessivo. Il Phase-Shift Full-Bridge verrà analizzato in ogni suo aspetto, concordemente all'obiettivo di fornirne un primo dimensionamento per l'applicazione in esame. Sebbene non si introduca alcuna novità rispetto a quanto definito dallo stato dell'arte del convertitore PSFB, le recenti innovazioni nel campo dell'elettronica di potenza forniscono lo spunto per indagarne le potenzialità nel campo della conversione dc-dc in media tensione ed alta potenza. Per concludere, si giungerà alla verifica delle prestazioni attraverso l'implementazione di modelli software di simulazione.

### 3.1 Principio di funzionamento

Il principio di funzionamento del convertitore Phase-Shift Full-Bridge differisce da quello della controparte PWM dc-dc secondo tre aspetti fondamentali: la direzione del flusso di potenza, la regolazione della tensione di uscita e la strategia di commutazione.

Sebbene il ponte in ingresso del PSFB sia composto da due celle bidirezionali non reversibili, ovvero due gambe di inverter, il ponte di uscita ammette un unico flusso di potenza dalla sorgente al carico. In altre parole, il PSFB risulta unidirezionale in potenza.

La generazione di tensione in uscita dal convertitore PSFB deriva dal comando in diagonale degli interruttori del ponte in ingresso. La regolazione di tale tensione avviene introducendo e variando il ritardo (o anticipo, a seconda del riferimento) in fase tra l'attivazione della coppia interruttori che di volta in volta partecipa alla fase di trasferimento di potenza.

Per quanto concerne la strategia di commutazione, il ponte in ingresso del PSFB è dimensionato e operato in modo da ottenere dei turn-on zero-voltage-switching su tutti gli interruttori statici presenti. Nel processo di ZVS il diodo in antiparallelo a ciascun interruttore conserva comunque la funzione di ricircolo, in maniera simile, ma non del tutto identica, alla controparte PWM. Come anticipato nel Par. 2.3, la ZVS riduce notevolmente la dissipazione e gli stress termici ed elettrici in commutazione sfruttando i parassitismi intrinseci della struttura, ovvero il parassitismo capacitivo tipico dei componenti a semiconduttore e l'induttanza dispersa del trasformatore di isolamento. Nello specifico, questi elementi reattivi formano

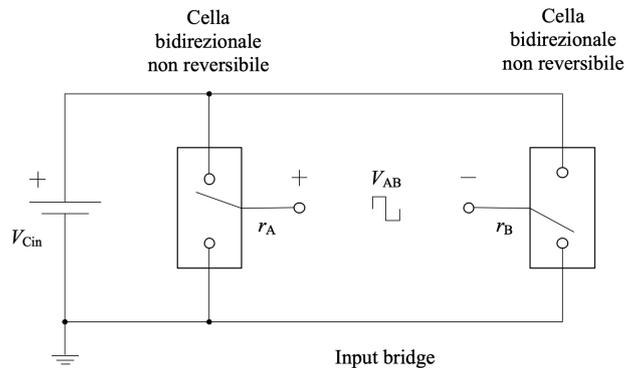


Figura 3.1: Rappresentazione a celle canoniche del ponte di ingresso del PSFB.

circuiti risonanti diversi che utilizzano energia induttiva per scaricare l'inevitabile capacità parassita tipica degli interruttori a semiconduttore, responsabile di sovracorrenti durante il turn-on. L'obiettivo delle transizioni risonanti consiste nell'annullamento della tensione ai capi dell'interruttore che deve entrare in commutazione.

Questi ultimi due aspetti vengono analizzati nel dettaglio nei *Paragrafi* a seguire.

### 3.1.1 Phase-Shift-Modulation

Nel Phase-Shifted Full-Bridge la regolazione di tensione non può che essere attuata dagli unici dispositivi attivi presenti, ovvero gli interruttori di potenza del ponte in ingresso.

Il ponte rettificatore a diodi attua una conversione non controllata ac-dc della tensione al secondario del trasformatore e, come tale, non partecipa al processo di regolazione.

Poichè si è interessati all'analisi dello spettro di frequenze caratteristiche della regolazione,  $f \leq f_{sw}$ , si escludono i comportamenti in alta frequenza dovuti a particolari specifiche delle varie tecnologie a semiconduttore e si utilizza la rappresentazione a celle canoniche. Come mostrato il Fig 3.1, il ponte in ingresso è costituito da due celle canoniche bidirezionali non reversibili (due gambe di inverter), il cui stato individuale può essere rappresentato con una funzione logica a bit,  $r_x = 0,1$ . Il terminale del polo in commutazione, sinonimo di cella canonica, risulta collegato per  $r_x = 1$  al potenziale positivo della sorgente di tensione, e per  $r_x = 0$  a quello negativo (ground).

Allo scopo di definire le proprietà di forma d'onda e di regolazione della tensione al primario del trasformatore  $v_p$ , si effettua il cambio di variabili in indici istantanei bipolari,  $m_x = 1, -1$ . La relazione che lega le due funzioni,  $r_x$  e  $m_x$ , rappresentative dello stato del polo in commutazione è la seguente

$$m_x = 2r_x - 1 \quad (3.1)$$

La composizione di celle canoniche aggiunge un terzo grado di libertà strutturale spendibile nel campo della regolazione. Per il convertitore PSFB perdono di senso le classiche modulazioni impiegate nella controparte PWM, Bipolare-Naturale (BN), Bipolare-Controfase (BCF) e Unipolare (UN). La ragione di questo risiede nel livello di complessità strutturale del

convertitore PSFB, superiore a quello di un semplice ponte intero. Infatti, sebbene la funzione di regolazione sia assegnata al solo ponte in ingresso, le sue proprietà sono indiretta conseguenza dell'intera struttura di conversione.

La Phase-Shift-Modulation (PSM) è una tecnica di modulazione che trova impiego in molteplici topologie, anche più articolate del PSFB, come ad esempio convertitori dc-ac multilivello. Seppur basata sullo stesso principio, essa può essere applicata in modi e in forme diverse a seconda della struttura di conversione. Questa precisazione serve a far intendere che, in questo lavoro, le sue proprietà verranno trattate con esclusivo riferimento al convertitore PSFB.

Nella conversione indiretta isolata dc-ac-dc la fase alternativa intermedia è necessaria solo per adempiere l'obiettivo di trasformazione e, al di là delle ampiezze tensione-corrente e della frequenza fondamentale ac ( $f_{AC}$ ), non possiede alcuna altra specifica di qualità di forma d'onda. Nel PSFB, inoltre, l'alternanza del segno ammette il naturale passaggio per zero della tensione e ciò viene sfruttato anche per conseguire zero-voltage-switchings.

Da queste considerazioni si intende che la conversione intermedia dc-ac realizzata dal ponte in ingresso può e deve essere, nel caso del PSFB, ad onda quadra. Ragion per cui la frequenza di commutazione (periodo di commutazione) degli interruttori viene a coincidere con la frequenza ac (periodo ac) dell'onda quadra in ingresso al trasformatore, nei modi indicati in Fig. 3.2.

Dal momento che una qualsiasi forma d'onda alternativa possiede valor medio nullo sul periodo, nel PSFB la phase-shift-modulation non può che agire sui valori medi all'interno del semiperiodo di commutazione.

Per generare tensione diversa da zero nel PSFB, la tecnica PSM aziona gli interruttori del ponte in ingresso in configurazione diagonale. A seconda della diagonale in conduzione, la tensione potrà assumere valore positivo ( $S_1 - S_4$ ), o negativo ( $S_2 - S_3$ ). Assunto di far impiego della medesima tecnologia a semiconduttore per tutti i dispositivi del ponte, la PSM spende il terzo grado di libertà per utilizzare equamente la componentistica di entrambi i poli, cioè stesso sfruttamento termico per tutti i dispositivi a semiconduttore, e questo fa di essa una tecnica di modulazione bipolare.

Avere omogeneità di sfruttamento significa dissipare lo stesso "quanto" di energia su tutti i dispositivi attivi in un certo periodo temporale. Con riferimento ad interruttori statici, ciò si esplica nell'imporre, istantaneamente, la stessa frequenza di commutazione  $f_{sw}$ , e mediamente, valori medi degli indici medi di gamba  $M_x$  uguali e opposti in segno, per entrambi i poli in commutazione.

$$f_{sw} = f_{sw,A} = f_{sw,B} \quad (3.2a)$$

$$M_B = -M_A \longrightarrow M_C = 0 \quad (3.2b)$$

con

$$M_A = 2D - 1 \quad (3.3a)$$

$$M_B = 2(1 - D) - 1 \quad (3.3b)$$

$$M_c = \frac{M_A + M_B}{2} \quad (3.3c)$$

dove con  $M_c$  si è indicato il modo comune medio in  $T_{sw}$ .

Dunque, con l'introduzione del periodo di modulazione, il terzo grado di libertà diventa bidimensionale, esiste cioè un livello *istantaneo* e un livello *medio*.

A livello *istantaneo*, lo sfruttamento omogeneo (simmetrico) dei componenti impone l'uguaglianza della frequenza di commutazione, ma non trascende alcuna relazione in fase tra  $m_A$  e  $m_B$  per dare  $M_c = 0$  in  $T_{sw}$ . Il legame con la fase tra gli indici istantanei viene espresso come

$$m_B(t) = -m_A\left(t - \frac{T_{sw}}{2\pi} \varphi\right) \quad (3.4)$$

dove  $\varphi$  rappresenta lo sfasamento tra le due forme d'onda.

Esprimendo la tensione istantanea realizzata al primario del trasformatore attraverso le funzioni segno  $m_x$  si ottiene

$$v_p(t) \simeq v_{AB}(t) = \frac{m_A(t) - m_B\left(t - \frac{T_{sw}}{2\pi} \varphi\right)}{2} v_{C_{in}} = m_d(\varphi) v_{C_{in}} \quad (3.5)$$

dove  $m_d$  rappresenta l'indice di modo differenziale istantaneo.

Le eq. 3.4 e 3.5 esprimono sinteticamente il principio su cui si basa la PSM, ovvero variare la relazione in fase tra gli indici di modulazione istantanei per ottenere un effetto regolante della tensione  $v_{AB}$  nel semiperiodo  $T_{sw}/2$ .

Come conseguenza del valore assunto dallo sfasamento, su  $m_d(\varphi)$  compare un ulteriore livello di definizione,  $m_d(\varphi) = 0$ . Questo livello si ripete due volte al periodo di commutazione e ciò implica ottenere proprietà di regolazione all'interno del semiperiodo  $T_{sw}/2$  o, equivalentemente,  $T_{AC}/2$ .

Poichè  $m_d$  è una funzione a tre valori istantanei, 1, 0, -1, di cui solo due realizzabili in  $T_{sw}/2$ , anche la forma d'onda della tensione  $v_p$  può essere generalizzata come tale, ammettendo tre valori istantanei,  $v_{C_{in}}, 0, -v_{C_{in}}$ , di cui solo due applicabili in  $T_{sw}/2$ .

La variazione di fase fornisce già un controllo sulla regolazione e pertanto, a livello *medio*, il duty-cycle degli interruttori deve rimanere costante e, nel caso specifico di PSM, pari al 50%.

$$M_A = 2D - 1 \quad (3.6a)$$

$$M_B = -M_A = 1 - 2D \quad (3.6b)$$

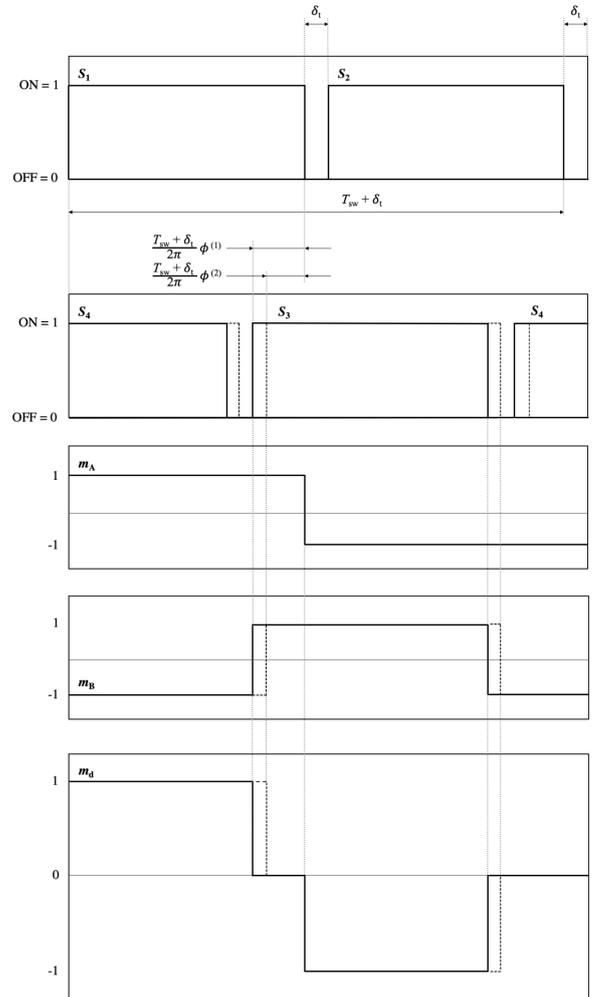


Figura 3.2: Phase-Shift-Modulation.

La dipendenza dalla fase  $\phi$  è sparita in quanto sul periodo  $T_{sw}$  i suoi effetti si annullano. Esprimendo la 3.5 in termini medi, sostituendo le espressioni in 3.6 e particolarizzando per  $D = 0.5$ , si ottiene

$$V_p \simeq V_{AB} = \frac{M_A - M_B}{2} = M_d V_{Cin} \Big|_{D=0.5} = 1 \cdot V_{Cin} \quad (3.7)$$

Dunque, nel PSFB la PSM mantiene costanti i valori medi di modo comune e differenziale, *i.e.*  $M_c = 0$  e  $M_d = 1$ . Ciò risulta in netto contrasto a quanto accade nelle modulazioni BN, BCF, e UN della controparte PWM, dove la regolazione ha luogo variando il valor medio del modo differenziale, imponendo la costanza della fase degli indici di modulazione e variando il duty-cycle.

Per quanto visto, le proprietà di regolazione del PSFB sono realizzate dagli zeri istantanei di modo differenziale sul semiperiodo di commutazione, i quali, come sarà possibile verificare nel successivo *Paragrafo*, corrispondono ad intervalli temporali equivalenti del complemento a uno del modo differenziale comandato, in cui avviene ricircolo di corrente al primario. In altre parole, dal punto di vista della conversione dc-dc, il modo differenziale medio comandato ha un effetto che si ripete due volte al periodo  $T_{AC} = T_{sw}$ , e in tale intervallo si comporta complessivamente come un duty-cycle determinato dallo sfasamento  $\phi$ . In termini analitici, quanto affermato equivale a scrivere

$$\begin{cases} M_{d,dc-dc}(\phi) = \frac{\frac{\Delta t_{on}}{2}}{\frac{T_{AC}}{2}} = \frac{\frac{T_{sw}}{2} \left(1 - \frac{\phi}{\pi}\right)}{\frac{T_{sw}}{2}} = 1 - \frac{\phi}{\pi} \\ 1 - M_{d,dc-dc}(\phi) = \frac{\frac{\Delta t_{off}}{2}}{\frac{T_{AC}}{2}} = \frac{\frac{T_{sw}}{2} \frac{\phi}{\pi}}{\frac{T_{sw}}{2}} = \frac{\phi}{\pi} \end{cases} \quad (3.8)$$

Il campo di regolazione ai valori medi in  $T_{sw}/2$  offerto dalla PSM sul ponte in ingresso corrisponde a

$$0 \leq |M_d(\phi)| \leq 1 \quad (3.9)$$

con

$$0 \leq \phi \leq \pi$$

In definitiva, secondo la phase-shift-modulation, la regolazione del valor medio  $V_p$  nel semiperiodo di commutazione si ottiene variando la fase tra gli indici istantanei delle due gambe del ponte in ingresso,  $m_A$  e  $m_B$ , mantenendo fissa l'ampiezza degli impulsi, cioè il duty-cycle comandato  $D$  al 50%. Il convertitore opera pertanto a frequenza di commutazione  $f_{sw}$  fissa e identica per tutti i dispositivi attivi.

Nell'esempio in Fig. 3.2 si esaminano i casi relativi a due distinti valori della fase,  $\phi^{(1)}$  e  $\phi^{(2)}$ , e gli effetti sull'indice di modo differenziale. Si noti che, secondo la convenzione della fase adottata, per  $\phi = 0$  la PSM fornisce il massimo contributo di modo differenziale, che corrisponde a mantenere ciascuna diagonale del ponte in conduzione per mezzo periodo ac. Mentre, per  $\phi = \pi$  si ottiene una tensione nulla sul trasformatore, essendo attiva una coppia di interruttori superiori o inferiori del ponte per mezzo periodo ac.

Nella sezione seguente si introdurrà il concetto di valor medio del modo differenziale della forma d'onda di tensione al secondario del trasformatore, distinguendolo dal modo differenziale comandato descritto in questo *Paragrafo*.

### 3.1.2 Forme d'onda di tensione e corrente in regime stazionario

Si analizzano adesso le forme d'onda di tensione e corrente all'interno del periodo di modulazione  $T_{sw}$ . Il circuito di riferimento è mostrato in Fig. 3.3 e prevede l'utilizzo di MOSFETs come interruttori comandati. La singola condizione operativa del PSFB all'interno del periodo di modulazione  $T_{sw}$  dipende non solo dallo stato del ponte in ingresso ma anche da quello del ponte rettificatore di uscita. In ogni  $T_{sw}$  sono distinguibili diverse fasi operative, ognuna avente una specifica funzione, come descritto nel seguito.

**Alimentazione** — trasferimento di potenza/energia dalla sorgente all'utilizzatore, gli interruttori sono attivati in configurazione diagonale;

Intervallo	Evento	Dispositivi in conduzione
$t_0 \div t_1$	Alimentazione	$S_1 - S_4$
$t_1 \div t_2$	Commutazione quasi risonante (ZVS)	$S_1 - C_3 - C_4 - D_5 - D_8$
$t_2 \div t_3$	Ricircolo passivo	$S_1 - D_3 - D_5 - D_8 - D_6 - D_7$
$t_3 \div t_4$	Ricircolo attivo	$S_1 - S_3 - D_5 - D_8 - D_6 - D_7$
$t_4 \div t_5$	Commutazione risonante (ZVS)	$S_3 - C_1 - C_2 - D_5 - D_8 - D_6 - D_7$
$t_5 \div t_6$	Rigenerazione passiva	$S_3 - D_5 - D_8 - D_6 - D_7$
$t_6 \div t_7$	Rigenerazione attiva	$S_2 - S_3 - D_5 - D_8 - D_6 - D_7$
$t_7 \div t_8$	Energizzazione	$S_2 - S_3 - D_5 - D_8 - D_6 - D_7$

Tabella 3.1: Intervalli temporali e fasi operative di un semiperiodo  $T_{sw}/2$  delle forme d'onda in ingresso all'avvolgimento primario del trasformatore.

**Ricircolo** — il primario del trasformatore è cortocircuitato, non avviene trasferimento di potenza/energia sul carico, gli interruttori sono attivati in configurazione non diagonale;

**Rigenerazione** — aggancio della corrente primaria a quella al secondario del trasformatore;

**Energizzazione** — aggancio della corrente primaria a quella al secondario del trasformatore a spese dell'energia immagazinata nell'induttanza di dispersione.

Inserendo un opportuno dead-time  $\delta_t$  tra l'attivazione degli interruttori appartenenti alla stessa gamba si fornisce alle transizioni risonanti il tempo necessario per scaricare le capacità parassite creando i presupposti per zero-voltage-switchings. Le ragioni alla base della scelta della durata di tale dead-time sono rimandate al *Paragrafo* successivo. Le commutazioni risonanti che hanno luogo in un  $T_{sw}$  non sono identiche. Tale differenza risiede in un diverso set di elementi passivi che di volta in volta vengono inclusi nel processo. Questo porta a distinguere il carattere delle ZVSs che avvengono sugli interruttori della gamba *A*, *lagging leg*, da quelle che hanno luogo sugli interruttori della gamba *B*, *leading leg*.

Sulla base di tali premesse, un singolo periodo di commutazione  $T_{sw}$  può essere diviso in 16 intervalli temporali. Nel seguito viene descritto in dettaglio il funzionamento dei primi 8 intervalli temporali, riferiti al semiperiodo in cui sia la forma d'onda di tensione applicata al primario  $v_p$  che la corrente primaria  $i_p$  risultano entrambe positive. In Tab. 3.1 si associano gli 8 intervalli che si andranno ad analizzare con le rispettive condizioni operative e gli specifici elementi in conduzione. Le considerazioni svolte per il semiperiodo positivo possono essere dualmente ripetute sui restanti 8 intervalli temporali del semiperiodo negativo.

#### Intervallo $t_0 \div t_1$ — Alimentazione

In questa fase sono attive le diagonali positive di entrambi i ponti, di ingresso ( $S_1, S_4$ ) e di uscita ( $D_5, S_8$ ). Il trasformatore riceve potenza al primario e la eroga al rettificatore di uscita alimentando il filtro che precede il carico.

La corrente nell'induttanza di filtro  $i_o$  è in fase di crescita, come anche la corrente nell'induttanza di magnetizzazione del trasformatore  $i_\mu$ . Per conseguenza la corrente al primario  $i_p$  risulta in salita, con una pendenza determinata da  $n \cdot i_o$  a cui si somma il piccolo contributo di

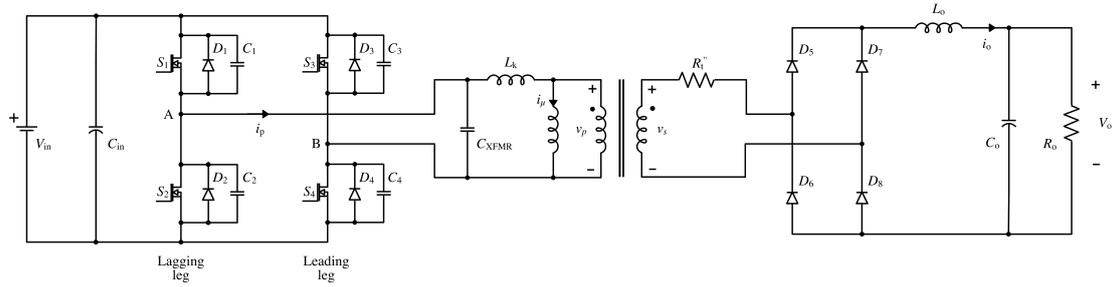


Figura 3.3: Circuito dettagliato del convertitore Phase-Shifted Full-Bridge.

$i_\mu$ . Al tempo  $t = t_1$ , la corrente  $i_o$  raggiunge il suo picco in concomitanza con lo spegnimento dell'interruttore  $S_4$ . Questo segna la fine della fase di alimentazione positiva.

Questo intervallo temporale è descritto dalle Fig. 3.4 e 3.5a.

#### Intervallo $t_1 \div t_2$ — Commutazione quasi risonante (ZVS)

Dopo lo spegnimento di  $S_4$ , la corrente al primario  $i_p$  inizia a caricare la capacità parassita  $C_4$  e a scaricare la capacità parassita  $C_3$ , creando le condizioni per l'accensione ZVS di  $S_3$ . In questa fase non si preleva energia dalla sorgente in quanto non percorsa da alcuna corrente, ad eccezione di una ridottissima quantità trascurabile di corrente di by-pass derivante dalla carica di  $C_4$ . La transizione risonante ZVS è data da un circuito LC in cui l'induttanza equivalente è costituita dalla serie di  $L_k$  con il parallelo di  $L_\mu$  e  $L_o$  riportata al primario, mentre la capacità equivalente è ottenuta dal parallelo delle capacità parassite  $C_3$ ,  $C_4$  e  $C_{XFMR}$ . Il comportamento viene definito quasi-risonante in quanto l'induttanza equivalente prevale sulla capacità equivalente, particolare, questo, che distingue la *leading leg*.

La tensione al primario  $v_p$  è decrescente. La corrente al primario  $i_p$  rimane costante al valore assunto in  $t_1$  per tutto l'intervallo. Le correnti  $i_\mu$  e  $i_o$  risultano ancora crescenti e positive. Al termine del transitorio di carica di  $C_4$  e scarica di  $C_3$ , la tensione sul body-diode  $D_3$  è tale da polarizzarlo direttamente, determinando, in questo modo, la sua entrata in conduzione. Quest'ultimo evento segna la fine della fase di commutazione quasi risonante.

Questo intervallo temporale è descritto dalle Fig. 3.4 e 3.5b.

#### Intervallo $t_2 \div t_3$ — Ricircolo passivo

Questa fase di ricircolo è dovuta alla presenza del dead-time tra lo spegnimento di  $S_4$  e l'accensione di  $S_3$ , e per tale motivo le si attribuisce l'aggettivo di *passiva*. Sul trasformatore non c'è trasferimento di potenza e l'energia accumulata nel filtro di uscita viene riversata sul carico.

Con l'entrata in conduzione del diodo  $D_3$ , la tensione al primario  $v_p$  risulta definitivamente azzerata e, per conseguenza, anche la tensione riflessa al secondario  $v_s$  dovrebbe teoricamente essere nulla. In realtà, il basso valore assunto dalla tensione porta a polarizzare direttamente anche i diodi  $D_6$  e  $D_7$ , i quali iniziano a supportare la conduzione della corrente  $i_o$

insieme a  $D_5$  e  $D_8$ . La somma delle cadute di conduzione di tutti i diodi del ponte rettificatore è dunque responsabile di una tensione al secondario  $v_s$  non esattamente nulla.

La tensione al primario  $v_p$  è data dalla differenza tra la tensione sull'induttanza dispersa  $L_k$  e la tensione al secondario  $v_s$  riportata al primario. Poichè quest'ultima risulta necessariamente positiva per i motivi precedentemente esposti, l'azzeramento di  $v_p$  implica una tensione negativa sull'induttanza dispersa  $L_k$ . Per conseguenza, la corrente al primario  $i_p$  è in fase di decrescita. La corrente magnetizzante  $i_\mu$  risente della tensione positiva al secondario, e pertanto conserva un andamento lievemente crescente. Al contempo, nella maglia del circuito secondario, anche l'induttanza  $L_o$  vede una tensione negativa ai suoi capi, e ciò si traduce in una variazione negativa della corrente  $i_o$ . Tuttavia, l'entità di tale variazione non riesce ad essere riflessa al primario per via del valore nullo di tensione  $v_p$ . In sintesi, la diminuzione relativa della corrente al primario  $i_p$  risulta superiore a quella della corrente di uscita  $i_o$ .

Questo intervallo temporale è descritto dalle Fig. 3.4 e 3.5c.

#### **Intervallo $t_3 \div t_4$ — Ricircolo attivo**

Al tempo  $t_3$  avviene l'accensione ZVS di  $S_3$  e l'inizio del ricircolo attivo di corrente al primario. Viene definito *attivo* poichè realizzato attraverso soli componenti attivi, *i.e.*  $S_1$  e  $S_3$ . La corrente in  $S_3$  circola dal source al drain. Come nell'intervallo precedente, sul trasformatore non c'è trasferimento di potenza e l'energia accumulata nel filtro di uscita viene riversata sul carico.

La tensione al primario  $v_p$  è mantenuta pressochè nulla. La corrente al primario  $i_p$  circola in  $S_1$  e  $S_3$ , e dunque il ponte non risulta in configurazione diagonale. La corrente magnetizzante  $i_\mu$  permane in fase di crescita, anche se lieve. La corrente di uscita  $i_o$  continua a diminuire, ma con una pendenza relativa inferiore a quella di  $i_p$ .

Questo intervallo temporale è descritto dalle Fig. 3.4 e 3.5d.

#### **Intervallo $t_4 \div t_5$ — Commutazione risonante (ZVS)**

Al tempo  $t_4$  l'interruttore  $S_1$  viene spento, dando l'avvio ad una nuova transizione risonante ZVS. Sul trasformatore non c'è trasferimento di potenza e l'energia accumulata nel filtro di uscita viene scaricata sul carico.

Questa fase è caratterizzata da un transitorio di carica della capacità parassita  $C_1$  e da uno di scarica della capacità parassita  $C_2$ , ponendo le condizioni per l'accensione ZVS di  $S_2$ . In questo caso, il circuito risonante LC risulta composto dalla sola induttanza di dispersione  $L_k$  e dal parallelo delle capacità parassite  $C_1$ ,  $C_2$  e  $C_{XFMR}$ . A condizione che l'energia accumulata in  $L_k$  sia sufficiente a caricare e scaricare, rispettivamente, le capacità  $C_1$  e  $C_2$ , la fase termina con l'entrata in conduzione del body-diode  $D_2$ .

Tutte le correnti, primarie e secondarie, permangono nel medesimo stato di variazione del precedente intervallo. La tensione al primario  $v_p$ , condizionata dalla conduzione di  $D_2$ , inizia a decrescere rapidamente. Al contrario, la tensione al secondario  $v_s$  non riesce a seguire quanto accade per la tensione al primario, poichè vincolata dal disaccoppiamento evolutivo delle correnti al primario e secondario.

Questo intervallo temporale è descritto dalle Fig. 3.4 e 3.6a.

**Intervallo  $t_5 \div t_6$  — Rigenerazione passiva**

In questa fase inizia il processo di riaggancio della corrente primaria  $i_p$  a quella secondaria  $i_o$ . Viene definita di rigenerazione *passiva* poichè realizzata anche attraverso il diodo  $D_2$ . Sul trasformatore non c'è trasferimento di potenza e l'energia accumulata nel filtro di uscita viene scaricata sul carico.

Tutte le correnti, primarie e secondarie, permangono nel medesimo stato di variazione del precedente intervallo. La tensione al primario  $v_p$  raggiunge il valore negativo  $-V_{C_{in}}$ . La tensione al primario  $v_p$  è ancora vincolata e di valore pari alle cadute di conduzione dei diodi del ponte rettificatore. Questa fase termina con l'accensione ZVS dell'interruttore  $S_2$ .

Questo intervallo temporale è descritto dalle Fig. 3.4 e 3.6b.

**Intervallo  $t_6 \div t_7$  — Rigenerazione attiva**

Al tempo  $t_6$ , l'interruttore  $S_2$  viene comandato a condurre corrente. La rigenerazione viene definita *attiva* poichè realizzata attraverso soli componenti attivi, *i.e.*  $S_2$  e  $S_3$ . Sul trasformatore non c'è trasferimento di potenza e l'energia accumulata nel filtro di uscita viene riversata sul carico.

Tutte le grandezze di tensione e corrente, primarie e secondarie, permangono nel medesimo stato di variazione del precedente intervallo. Questa fase termina con l'inversione della corrente al primario, che diventa negativa.

Questo intervallo temporale è descritto dalle Fig. 3.4 e 3.6c.

**Intervallo  $t_7 \div t_8$  — Energizzazione**

In questa fase prosegue la conduzione degli interruttori  $S_2$  e  $S_3$ . Sul trasformatore non c'è trasferimento di potenza e l'energia accumulata nel filtro di uscita viene riversata sul carico.

La corrente al primario  $i_p$  adesso possiede lo stesso segno della corrente di uscita  $i_o$  e, pertanto, il contributo energetico finalizzato al riaggancio delle due correnti viene ad essere a carico dell'induttanza dispersa del trasformatore  $L_k$ . L'aggancio della corrente  $i_p$  a quella  $i_o$  permette lo spegnimento dei diodi  $D_5$  e  $D_8$  e la sola conduzione di  $D_6$  e  $D_7$  del ponte rettificatore. Quest'ultimo evento determina la fine della fase di energing e l'inizio della nuova fase di alimentazione negativa.

Questo intervallo temporale è descritto dalle Fig. 3.4 e 3.6d.

**Considerazioni finali**

Da quanto esposto e dall'osservazione delle forme d'onda in Fig. 3.4 si possono dedurre le seguenti conclusioni

- la somma delle fasi di alimentazione, rigenerazione ed energizzazione concorre al modo differenziale comandato,  $M_d(\phi)$ ;
- la fase di ricircolo attivo corrisponde al complemento a 1 del modo differenziale comandato,  $[1 - M_d(\phi)]$ ;

### 3.1 – Principio di funzionamento

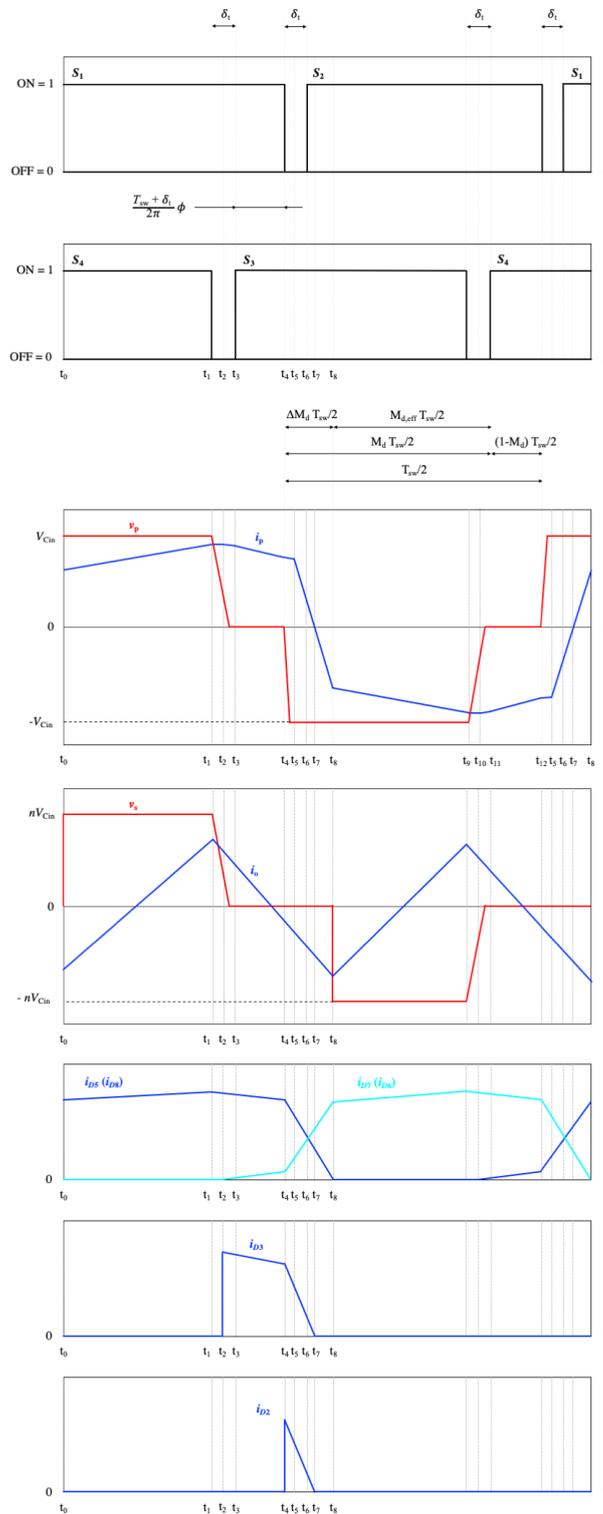
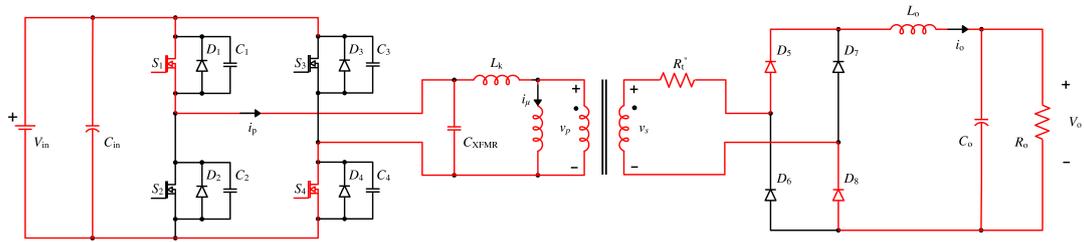
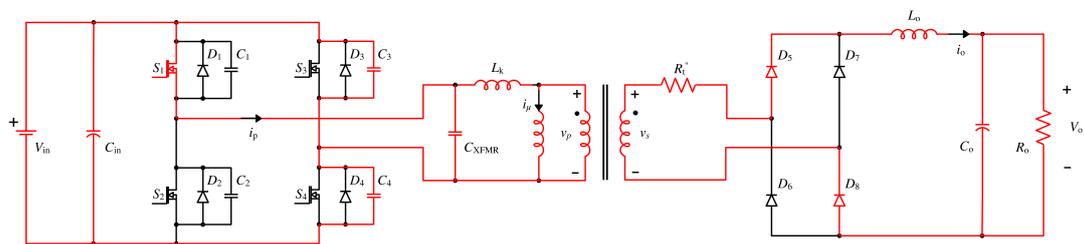


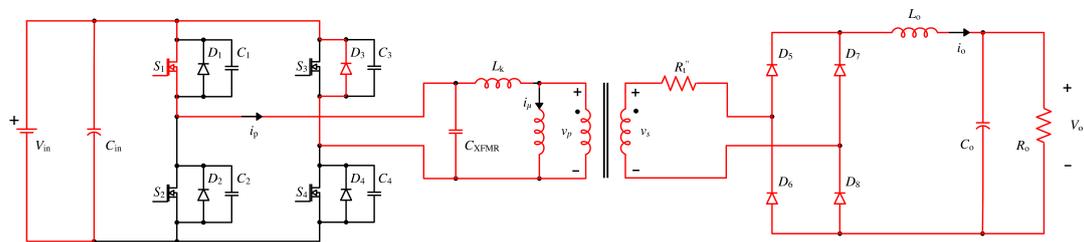
Figura 3.4: Forme d'onda di tensione e corrente nel periodo di modulazione del PSFB.



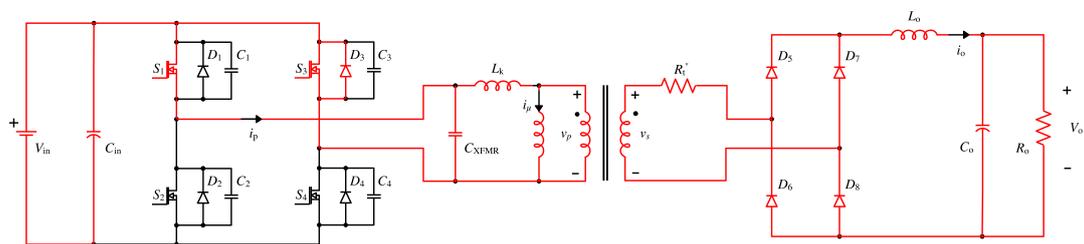
(a) Elementi in conduzione nell'intervallo  $t_0 \div t_1$  — Alimentazione.



(b) Elementi in conduzione nell'intervallo  $t_1 \div t_2$  — Commutazione quasi risonante (ZVS).

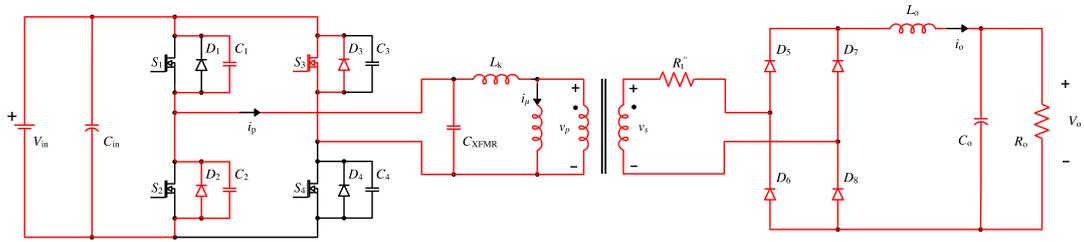


(c) Elementi in conduzione nell'intervallo  $t_2 \div t_3$  — Ricircolo passivo.

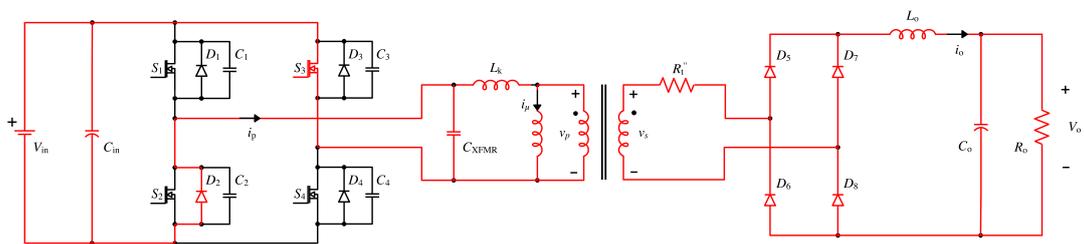


(d) Elementi in conduzione nell'intervallo  $t_3 \div t_4$  — Ricircolo attivo.

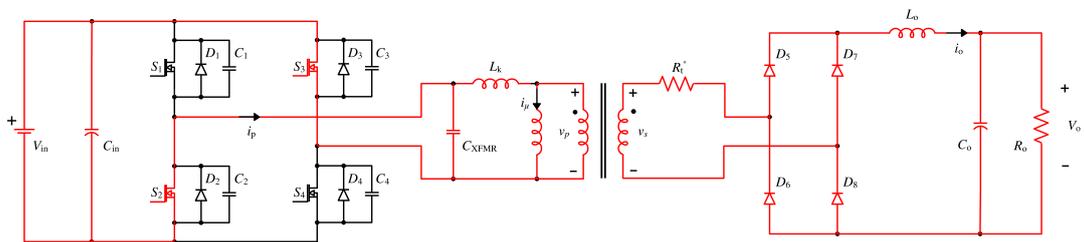
Figura 3.5: Percorsi di corrente nelle fasi operative del PSFB – intervalli  $t_0 \div t_4$ .



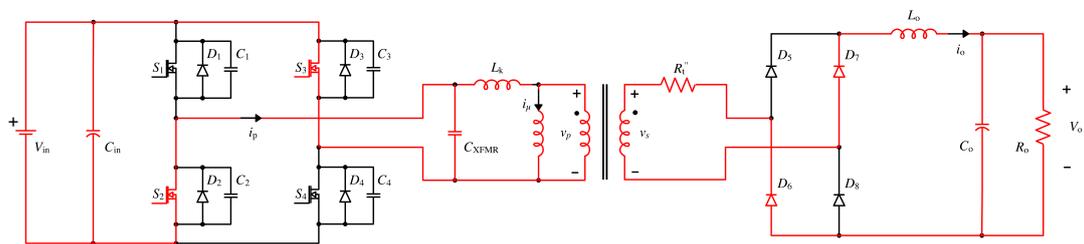
(a) Elementi in conduzione nell'intervallo  $t_4 \div t_5$  — Commutazione risonante (ZVS).



(b) Elementi in conduzione nell'intervallo  $t_5 \div t_6$  — Rigenerazione passiva.



(c) Elementi in conduzione nell'intervallo  $t_6 \div t_7$  — Rigenerazione attiva.



(d) Elementi in conduzione nell'intervallo  $t_7 \div t_8$  — Energizzazione.

Figura 3.6: Percorsi di corrente nelle fasi operative del PSFB – intervalli  $t_4 \div t_8$ .

- solo le fasi di alimentazione definiscono il modo differenziale effettivo,  $M_{d,eff}(\phi)$ , ovvero il modo differenziale realizzato al secondario del trasformatore;
- le fasi di rigenerazione ed energizzazione costituiscono una perdita di modo differenziale,  $\Delta M_d$  che viene a dipendere dal valore dell'induttanza dispersa del trasformatore;
- la commutazione quasi risonante ZVS è energeticamente semplice da ottenere;
- la commutazione risonante ZVS richiede una esatta valutazione dell'energia immagazzinata nell'induttanza dispersa del trasformatore.

### 3.1.3 Condizioni di dead-time ed energia per Zero-Voltage-Switchings

Il processo attraverso cui le zero-voltage-switchings sono ottenute nel PSFB è diverso per le due gambe del PSFB [43].

Per la ZVS degli interruttori  $S_3$  e  $S_4$  appartenenti alla *leading leg*, il circuito risonante equivalente può essere ricavato dalla fase operativa in Fig. 3.5b. L'equivalente circuitale menzionato è mostrato in Fig. 3.7a. L'energia accumulata dalla induttanza di dispersione del trasformatore  $L_k$ , aggiunta a quella dell'induttanza di filtro  $L_o$ , viene utilizzata per caricare/scaricare completamente il parallelo delle capacità  $C_1$ ,  $C_2$  (ivi indicato come  $2C_{MOS}$ ) e  $C_{XFMR}$ . L'energia dell'induttanza di filtro  $L_o$  è resa disponibile nel processo in quanto, nell'intervallo delle commutazioni quasi risonanti, la tensione al secondario risulta ancora diversa da zero e il ponte rettificatore non è in fase di freewheeling.

$$E_L = \frac{1}{2} L_k I_{p,2}^2 + \frac{1}{2} \frac{L_o}{n^2} (nI_{o,max})^2 > C_{MOS} V_{C_{in}}^2 + \frac{1}{2} C_{XFMR} V_{C_{in}}^2 = E_C \quad (3.10)$$

con

$$I_{p,2} = nI_{o,max}$$

La corrente  $I_{p,2}$  ( $I_{p,10}$ ) rappresenta il picco della corrente al primario, nonché il valore massimo di corrente nel filtro di uscita riportato al primario. Questo giova energeticamente a favore del conseguimento delle ZVSs della *leading leg*.

Nel caso in cui la corrente di uscita risulti inferiore alla corrente magnetizzante del trasformatore, anche l'induttanza di magnetizzazione  $L_\mu$  assume un ruolo rilevante nel processo di zero-voltage-switching [44, 45]. L'energia dell'induttanza magnetizzante  $L_\mu$  è resa disponibile nel processo in quanto, nell'intervallo delle ZVSs della *leading leg*, la tensione al secondario risulta ancora diversa da zero e il ponte rettificatore non è in fase di freewheeling. La 3.10 si modifica dunque in

$$E_L = \frac{1}{2} L_k I_{p,2}^2 + \frac{1}{2} \frac{L_o}{n^2} (nI_{o,max})^2 + \frac{1}{2} L_\mu I_{\mu,pk}^2 > C_{MOS} V_{C_{in}}^2 + \frac{1}{2} C_{XFMR} V_{C_{in}}^2 = E_C \quad (3.11)$$

con

$$I_{p,2} = nI_{o,max} + I_{\mu,pk}$$

La sola condizione energetica non è tuttavia sufficiente a garantire ZVSs. Infatti, anche disponendo dell'energia induttiva richiesta, risulta comunque necessario attendere la scarica

della capacità parassita del MOSFET prima di comandarne la chiusura (turn-on). Questa richiesta si traduce in un dead-time tra il funzionamento degli interruttori  $S_3$  e  $S_4$ . Per il calcolo del dead-time richiesto si utilizza l'equivalenza delle quantità di carica da spostare.

$$2C_{\text{MOS}}V_{\text{Cin}} + C_{\text{XFMR}}V_{\text{Cin}} = I_{\text{p},2}\delta_{\text{t,leading}}$$

da cui

$$\delta_{\text{t,leading}} = \frac{2C_{\text{MOS}}V_{\text{Cin}} + C_{\text{XFMR}}V_{\text{Cin}}}{I_{\text{p},2}} \quad (3.12)$$

Per la ZVS degli interruttori  $S_1$  e  $S_2$  appartenenti alla *lagging leg*, il circuito risonante equivalente può essere ricavato dalla fase operativa in Fig. 3.6a. Come si osserva dall'equivalente circuitale mostrato in Fig. 3.7b, l'energia necessaria a caricare/scaricare completamente il parallelo delle capacità  $C_1$ ,  $C_2$  (ivi indicato come  $2C_{\text{MOS}}$ ) e  $C_{\text{XFMR}}$ , deve essere fornita dalla sola induttanza di dispersione del trasformatore  $L_k$ .

$$E_L = \frac{1}{2}L_k I_{\text{p},4}^2 > C_{\text{MOS}}V_{\text{Cin}}^2 + \frac{1}{2}C_{\text{XFMR}}V_{\text{Cin}}^2 = E_C \quad (3.13)$$

con

$$I_{\text{p},4} = nI_{\text{o,min}}$$

L'energia induttiva  $E_L$  dipende non solo dal valore dell'induttanza  $L_k$ , ma anche dall'entità della corrente primaria all'istante  $t_4$  (o  $t_{12}$  per la semionda negativa), ovvero dal carico del convertitore. La corrente  $I_{\text{p},4}$  ( $I_{\text{p},12}$ ) rappresenta il valore minimo di corrente nel filtro di uscita riportato al primario. Bassi valori di carico costituiscono il caso peggiore per l'ottenimento di ZVSs nella *lagging leg*.

Nel caso in cui la corrente di uscita risulti inferiore alla corrente magnetizzante del trasformatore, l'induttanza di magnetizzazione  $L_\mu$  non può, in questo caso, partecipare attivamente al processo di zero-voltage-switching, in quanto sul trasformatore sussiste una tensione nulla [44], in altre parole,  $L_\mu$  si comporta da cortocircuito. Tuttavia, la corrente magnetizzante riesce comunque a passare nell'induttanza di dispersione  $L_k$ . La 3.13 si modifica dunque in

$$E_L = \frac{1}{2}L_k I_{\text{p},4}^2 > C_{\text{MOS}}V_{\text{Cin}}^2 + \frac{1}{2}C_{\text{XFMR}}V_{\text{Cin}}^2 = E_C \quad (3.14)$$

con

$$I_{\text{p},4} = nI_{\text{o,min}} + I_{\mu,pk}$$

La risonanza tra  $L_k$ ,  $C_{\text{MOS}}$  e  $C_{\text{XFMR}}$  genera una oscillazione idealmente sinusoidale di tensione sulle capacità parassite, la quale raggiunge il suo massimo in corrispondenza del quarto del periodo di risonanza  $T_{\text{res}}$ . Il massimo dead-time richiesto per assicurare dei turn-on a zero tensione nel massimo range possibile di variazione del carico è pari a

$$\delta_{\text{t,max}} = \frac{T_{\text{res}}}{4} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_k(2C_{\text{MOS}} + C_{\text{XFMR}})} \quad (3.15)$$

Sebbene la richiesta di dead-time sia diversa nelle due gambe, nella pratica si preferisce adottarne uno solo per non complicare lo schema di comando. La scelta cade sul massimo

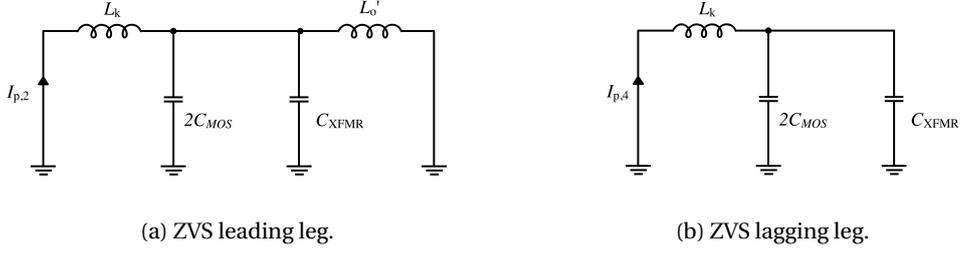


Figura 3.7: Circuiti equivalenti delle transizioni risonanti del PSFB.

valore tra i due, ovvero quello relativo alla peggiore condizione di ottenimento delle ZVSs, ovvero

$$\delta_t^* = \delta_{t,\max} > \delta_{t,\text{leading}} \quad (3.16)$$

### 3.1.4 Zero-Voltage-Switching range

Assunto un certo valore dell'induttanza dispersa del trasformatore  $L_k$ , la condizione di ZVS viene a dipendere dal carico.

Per gli interruttori  $S_3$  e  $S_4$ , la ZVS può essere raggiunta in modo relativamente semplice anche a basso carico, in quanto comunque caratterizzata da valori di picco della corrente del convertitore.

Per gli interruttori  $S_1$  e  $S_2$ , il conseguimento di ZVSs è vincolato da un valore limite della corrente nell'istante  $t_4$  ( $t_{12}$ ). Tale valore critico di corrente può essere calcolato attraverso l'uguaglianza energetica della 3.11.

$$I_{p,4}(\text{crit}) = \sqrt{\frac{2}{L_k} \left( C_{\text{MOS}} V_{C_{\text{in}}}^2 + \frac{1}{2} C_{\text{XFMR}} V_{C_{\text{in}}}^2 \right)} \quad (3.17)$$

Per una verifica diretta occorre determinare analiticamente il valore della corrente  $I_{p,4}$  ( $I_{p,12}$ ) senza ricorrere all'uso di software di simulazione. Dall'osservazione della forma d'onda di corrente  $i_p$  riportata in Fig. 3.8 si ricava

$$I_{p,4} = n \left[ I_o + \frac{\Delta I_o}{2} - \frac{V_o}{L_o} (1 - M_d) \frac{T_{\text{sw}}}{2} \right] \quad (3.18)$$

dove  $I_o$  rappresenta il valor medio della corrente di uscita,  $\Delta I_o$  l'ampiezza picco-picco del ripple di uscita, e  $n = N_s/N_p$  l'inverso del rapporto di trasformazione.

La condizione di ZVS per la *lagging leg* è ottenuta se verificata la disuguaglianza

$$I_{p,4} > I_{p,4}(\text{crit}) \quad (3.19)$$

oppure, in termini di valor medio della corrente di uscita

$$I_o > \frac{I_{p,4}(\text{crit})}{n} - \frac{\Delta I_o}{2} + \frac{V_o}{L_o} (1 - M_d) \frac{T_{\text{sw}}}{2} \quad (3.20)$$

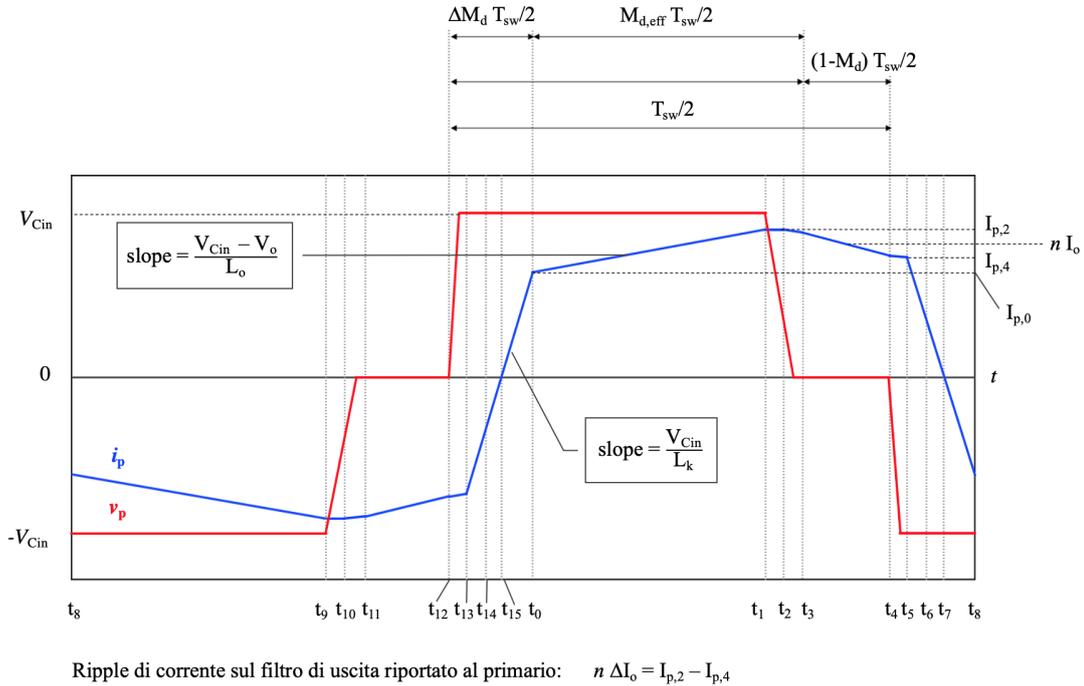


Figura 3.8: Definizione di variabili delle forme d'onda del PSFB.

È opportuno soffermarsi sulla particolare situazione in cui la corrente di uscita riflessa al primario risulta inferiore alla corrente magnetizzante. In tal caso, la corrente critica  $I_{p,4}$  (crit) deve essere calcolata utilizzando l'eq. 3.14.

### 3.1.5 Frequenza di commutazione, induttanza di dispersione e modo differenziale effettivo

Nel PSFB, la frequenza di commutazione, l'induttanza di dispersione del trasformatore e il modo differenziale effettivo costituiscono parametri/variabili strettamente connessi tra loro. Dalle deduzioni del precedente *Paragrafo*, un alto valore dell'induttanza  $L_k$  aumenta l'energia induttiva disponibile per conseguire ZVSs, e dunque abbassa il valore della corrente critica  $I_{p,4}$  (crit), ampliando il range di carico a ZVS. Tuttavia, come mostrato in Fig. 3.8, tale valore di induttanza determina la pendenza dei fronti di discesa e salita della corrente al primario rispettivamente negli intervalli  $t_4 \div t_8$  e  $t_{12} \div t_{16} \equiv 0$ , relativi alle fasi operative di rigenerazione. In tali fasi si realizza l'agganciamento della corrente primaria a quella secondaria, e pertanto costituiscono una quota di perdita rispetto all'indice di modulazione comandato. Come conseguenza, il parametro  $L_k$  necessita di essere ottimizzato valutandolo in funzione non solo del rapporto di trasformazione  $1/n$ , ma anche della frequenza di commutazione  $f_{sw}$  [43].

Il guadagno statico della tensione ingresso-uscita del convertitore PSFB è espresso per

mezzo della seguente

$$\frac{V_o}{V_{C_{in}}} = n M_{d,eff} \quad (3.21)$$

dove  $M_{d,eff}$  rappresenta l'indice di modulazione effettivo derivante dalle considerazioni fatte nel Par. 3.1.2.

Il modo differenziale comandato al ponte di ingresso dal circuito di controllo è definito come

$$M_d = M_{d,eff} + \Delta M_d \quad (3.22)$$

dove con  $\Delta M_d$  si è indicata la perdita di modo differenziale dovuta alle fasi di ricircolo, a sua volta esprimibile come rapporto normalizzato nel tempo tra la variazione di corrente e il suo forzamento, negli intervalli  $t_4 \div t_8$  e  $t_{12} \div t_{16=0}$  mostrati in Fig. 3.8.

$$\Delta M_d = \frac{\Delta I_p}{\frac{V_{C_{in}}}{L_k} \Delta T} = \frac{I_{p,4} - (-I_{p,8})}{\frac{V_{C_{in}}}{L_k} \frac{T_{sw}}{2}} = \frac{I_{p,4} + I_{p,8}}{\frac{V_{C_{in}}}{L_k} \frac{T_{sw}}{2}} \quad (3.23)$$

Sostituendo la 3.18 in 3.23, si ricava facilmente l'espressione alternativa di  $\Delta M_d$

$$\Delta M_d = \frac{n}{\frac{V_{C_{in}}}{L_k} \frac{T_{sw}}{2}} \left[ 2I_o - \frac{V_o}{L_o} (1 - M_d) \frac{T_{sw}}{2} \right] \quad (3.24)$$

Inserendo la 3.24 in 3.22 e usando la 3.21, il modo differenziale comandato può essere anche definito come

$$M_d = \frac{1 + \frac{4L_k f_{sw}}{R_o} - \frac{L_k}{L_o}}{\frac{1}{M_{d,eff}} - \frac{L_k}{L_o}} \quad (3.25)$$

Quando il termine contenente  $(1 - M_d)$  nella 3.24 risulta piccolo rispetto a  $2I_o$ , la 3.25 può essere semplificata come segue

$$M_d = M_{d,eff} \left( 1 + 4 \frac{L_k}{R_o} f_{sw} \right) \quad (3.26)$$

In conclusione, assegnata la potenza da trasferire, il guadagno di tensione statico ingresso-uscita e il massimo modo differenziale comandabile, il rapporto di trasformazione, la frequenza di commutazione e l'induttanza dispersa del trasformatore devono essere scelti in modo tale da soddisfare le seguenti disuguaglianze

$$\frac{V_o}{n V_{C_{in}}} \left( 1 + 4 \frac{L_k}{R_o} f_{sw} \right) \leq M_{d,max} \leq 1 \quad (3.27)$$

## 3.2 Analisi di piccolo segnale

Il convertitore PSFB è classificato come topologia isolated buck-derived. Ai fini dell'analisi di piccolo segnale, l'indice istantaneo di modo differenziale effettivo  $m_{d,\text{eff}}$  della tensione al secondario del trasformatore può essere espresso come somma del valore medio nel periodo di regolazione e del contributo di variazione dovuto alle componenti ac.

$$m_{d,\text{eff}} = M_{d,\text{eff}} + \hat{m}_{d,\text{eff}} \quad (3.28)$$

Valutando le 3.22, 3.24 e 3.25 in termini istantanei, si osserva che  $m_{d,\text{eff}}$  dipende non solo dall'indice di modo differenziale comandato istantaneo  $m_d$ , ma anche dall'induttanza di dispersione  $L_k$ , la frequenza di commutazione  $f_{\text{sw}}$ , corrente di uscita  $i_o$ , e la tensione in ingresso  $v_{C_{\text{in}}}$ . Le funzioni di trasferimento che descrivono il comportamento del PSFB dipenderanno dai parametri  $L_k$  e  $f_{\text{sw}}$ , e dalle perturbazioni  $\hat{i}_o$ ,  $\hat{v}_{C_{\text{in}}}$  e  $\hat{m}_d$ . La modellizzazione del comportamento dinamico richiede la definizione dei legami tra le succitate grandezze con la perturbazione dell'indice di modo differenziale effettivo  $m_{d,\text{eff}}$ . Tali legami potranno essere inseriti nel modello circuitale di piccolo segnale del convertitore buck, ricavato in [46], per quindi derivare quello del PSFB.

### 3.2.1 Cause di variazione dell'indice di modo differenziale effettivo

Nel PSFB, l'induttanza dispersa del trasformatore e la frequenza di commutazione sono dei parametri. Le sorgenti di variazione dell'indice di modo differenziale sono dunque:  $\hat{m}_d$ ,  $\hat{i}_o$ , e  $\hat{v}_{C_{\text{in}}}$ .

La prima di esse,  $\hat{m}_d$ , in quanto grandezza comandata, costituisce una causa esterna alla catena controllo-uscita. Circuitualmente è rappresentata con due generatori indipendenti di tensione e corrente. Per quest'ultimi occorrono maggiori dettagli.

#### Effetto della perturbazione della corrente di uscita

Si ipotizza inizialmente il sistema a regime stazionario e caratterizzato dalle forme d'onda in Fig. 3.8. A seguito di una perturbazione positiva della corrente di uscita  $\hat{i}_o$ , la corrente al primario diminuisce la pendenza del fronte di discesa nell'intervallo  $t_4 \div 8$  (fronte di salita,  $t_{12} \div 16$ ). Ciò si traduce in un ritardo nell'agganciamento del valore di corrente al secondario riflessa al primario che, a sua volta, è causa di una riduzione dell'indice di modo differenziale effettivo  $m_{d,\text{eff}}$ .

Da considerazioni grafiche, il ritardo è espresso come [47]

$$\Delta t = 2n\hat{i}_o \frac{L_k}{V_{C_{\text{in}}}} \quad (3.29)$$

La variazione relativa di  $m_{d,\text{eff}}$  corrisponde a [47]

$$\hat{m}_{d,i} = -\frac{\Delta t}{\frac{T_{\text{sw}}}{2}} = -\frac{4nL_k f_{\text{sw}}}{V_{C_{\text{in}}}} \hat{i}_o \quad (3.30)$$

Questo effetto è paragonabile ad un feedback di corrente e, come tale, accresce lo smorzamento della risposta del sistema. Esso trova rappresentazione circuitale attraverso un generatore di corrente pilotato.

### Effetto della perturbazione della tensione di ingresso

Si ipotizza inizialmente il sistema a regime stazionario e caratterizzato dalle forme d'onda in Fig. 3.8. A seguito di una perturbazione positiva della tensione in ingresso  $\hat{v}_{C_{in}}$ , la corrente al primario aumenta la pendenza del fronte di discesa nell'intervallo  $t_4 \div t_8$  (fronte di salita,  $t_{12} \div t_{16}$ ) e ottiene un anticipo nell'agganciamento del valore di corrente al secondario riflessa al primario. Ciò si traduce in un anticipo nell'agganciamento del valore di corrente al secondario riflessa al primario che, a sua volta, è causa di un aumento dell'indice di modo differenziale effettivo  $m_{d,eff}$ .

Da considerazioni grafiche, il ritardo è espresso come [47]

$$\Delta t = n \left[ 2I_o - \frac{V_o}{L_o} (1 - M_d) \frac{T_{sw}}{2} \right] \left[ \frac{L_k}{V_{C_{in}}} - \frac{L_k}{V_{C_{in}} + \hat{v}_{C_{in}}} \right] = n \left[ 2I_o - \frac{V_o}{L_o} (1 - M_d) \frac{T_{sw}}{2} \right] \frac{L_k}{V_{C_{in}} (V_{C_{in}} + \hat{v}_{C_{in}})} \hat{v}_{C_{in}}$$

Sfruttando l'ipotesi di piccolo segnale,  $V_{C_{in}} + \hat{v}_{C_{in}} \simeq V_{C_{in}}$

$$\Delta t = n \left[ 2I_o - \frac{V_o}{L_o} (1 - M_d) \frac{T_{sw}}{2} \right] \frac{L_k}{V_{C_{in}}^2} \hat{v}_{C_{in}} \quad (3.31)$$

La variazione relativa di  $m_{d,eff}$  corrisponde a [47]

$$\hat{m}_{d,v} = \left[ I_o - \frac{V_o}{L_o} (1 - M_d) \frac{T_{sw}}{4} \right] \frac{4nL_k f_{sw}}{V_{C_{in}}^2} \hat{v}_{C_{in}} \quad (3.32)$$

Quando il ponte in ingresso regola tensioni con alto valore dell'indice medio di modo differenziale, ovvero in profonda continuous conduction mode, il termine  $(1 - M_d)$  risulta piccolo e la 3.32 si approssima con

$$\hat{m}_{d,v} = I_o \frac{4nL_k f_{sw}}{V_{C_{in}}^2} \hat{v}_{C_{in}} \quad (3.33)$$

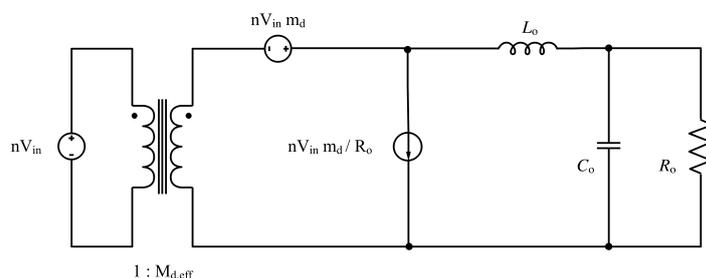
Questo effetto è equivalente ad un feedforward di tensione in ingresso e, come tale, accresce la suscettibilità audio del sistema, ovvero la sensibilità dell'uscita rispetto alle variazioni dell'ingresso. Esso trova rappresentazione circuitale attraverso un generatore di tensione pilotato.

### 3.2.2 Modello circuitale di piccolo segnale

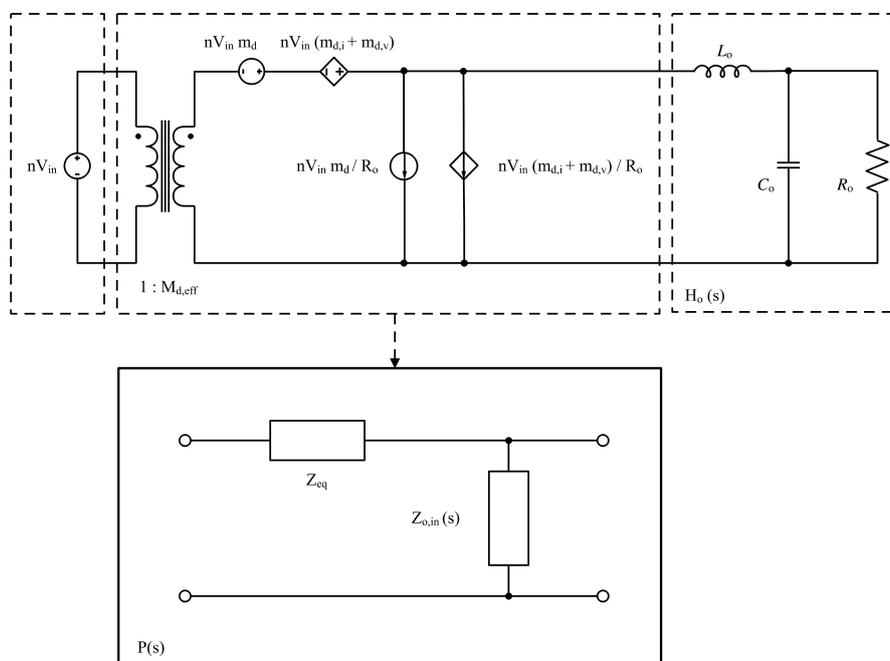
Il contributo di variazione dell'indice di modo differenziale effettivo della 3.28 può essere riscritto come somma dei seguenti termini

$$\hat{m}_{d,eff} = \hat{m}_d + \hat{m}_{d,i} + \hat{m}_{d,v} \quad (3.34)$$

Gli effetti delle variazioni dell'indice di modo differenziale effettivo del PSFB,  $\hat{m}_{d,i}$  e  $\hat{m}_{d,v}$ , possono essere aggiunti al modello circuitale di piccolo segnale del convertitore buck mostrato in Fig. 3.9a. Ciò avviene modellizzando tali effetti con generatori controllati di tensione e corrente, a dimostrazione che essi dipendono da cause interne al PSFB e non risultano controllabili attraverso il circuito di controllo come, al contrario, può avvenire per  $\hat{m}_d$ .



(a) Modello circuitale di piccolo segnale del convertitore buck [46].



(b) Modello circuitale di piccolo segnale del convertitore PSFB [47].

Figura 3.9: Modelli circuitali di piccolo segnale delle topologie buck/buck-derived.

Il risultato dell'addizione è illustrato in Fig. 3.9b. A riprova di quanto detto, si verifica che, per  $L_k = 0$ , le aliquote  $\hat{m}_{d,i}$  e  $\hat{m}_{d,v}$  risultano nulle e il modello circuitale di piccolo segnale degenera nuovamente in quello del convertitore buck classico.

Svolgendo analiticamente la serie e il parallelo dei generatori controllati, i cui termini sono sostituiti con le espressioni 3.30 e 3.32, si ottiene un valore che ha le dimensioni di una reattanza che può, a rigore di logica, essere identificato come modulo di una impedenza

equivalente del PSFB (escluso il filtro di uscita) ai fini dell'analisi di piccolo segnale.

$$Z_{eq} = 4n^2 L_k f_{sw} \quad (3.35)$$

### 3.2.3 Funzioni di trasferimento del PSFB

Il modello circuitale di piccolo segnale appena mostrato è utilizzato in [47] per definire le funzioni trasferimento del PSFB. Esso tuttavia ignora il contributo delle cadute di tensione in conduzione e le capacità parassite dei dispositivi a semiconduttore, nonché la resistenza equivalente serie (*ESR*) del filtro di uscita. Tali imprecisioni vengono risolte dal modello presentato in [48], che porta ad ottenere funzioni di trasferimento più vicine al comportamento reale del convertitore.

Per i successivi discorsi si preferisce comunque adottare le funzioni indicate in [47], in quanto l'obiettivo di questo lavoro non costituisce un dimensionamento finale, ma una analisi di fattibilità tecnica del caso esposto.

#### Output filter transfer functions

Il circuito in uscita dal PSFB corrisponde ad un filtro *LC* del secondo ordine, la cui funzione di trasferimento ingresso-uscita è data da

$$H_o(s) = \frac{1}{s^2 L_o C_o + s \frac{L_o}{R_o} + 1} \quad (3.36)$$

L'impedenza di ingresso del filtro di uscita è

$$Z_{o,in}(s) = \frac{1}{H_o(s)} \frac{R_o}{1 + s R_o C_o} \quad (3.37)$$

L'impedenza di uscita del filtro di uscita è

$$Z_{o,out}(s) = s L_o H_o(s) \quad (3.38)$$

#### Control-to-output transfer function

La funzione di trasferimento duty-to-output,  $G_{vd}$ , rappresenta la sensibilità della tensione di uscita rispetto alle variazioni dell'indice di modo differenziale effettivo, quando la tensione di ingresso e la corrente di uscita sono costanti ai loro valori di regime stazionario. In [47] è calcolata come

$$G_{vd}(s) = n V_{C_{in}} P(s) H_o(s) = n V_{C_{in}} \frac{Z_{o,in}(s)}{Z_{eq} + Z_{o,in}(s)} H_o(s) \quad (3.39)$$

dove con  $P(s)$  si è indicata la funzione di trasferimento del convertitore PSFB, escludendo il guadagno in ingresso  $n V_{C_{in}}$  e il filtro di uscita, come indicato dai riquadri tratteggiati in Fig. 3.9b. Poiché  $G_{vd}$  deve descrivere il comportamento ingresso-uscita del sistema rispetto alle tensioni,  $P(s)$  si presenta come partitore di tensione nel dominio di Laplace tra le impedenze  $Z_{o,in}$  e  $Z_{eq}$ .

Si sostituiscono le 3.36 e in 3.39. Dopo alcuni semplici calcoli algebrici si ottiene

$$G_{vd}(s) = \frac{nV_{C_{in}}}{s^2 L_o C_o + s \left( \frac{L_o}{R_o} + Z_{eq} C_o \right) + \frac{Z_{eq}}{R_o} + 1} \quad (3.40)$$

Al denominatore del secondo membro compare il termine  $Z_{eq}/R_o$ , ad indicare che il feedback di corrente ‘interno’, introdotto dalla topologia PSFB, comporta una riduzione del guadagno in bassa frequenza di  $G_{vd}$ . Il rapporto  $Z_{eq}/R_o$  può assumere valori compresi nel range  $[0,0.5]$ , in quanto superiormente limitato dalla perdita  $\Delta M_d$  in regime stazionario. Per una analisi qualitativa si può assumere  $Z_{eq}/R_o + 1 \approx 1$ . In questa ipotesi, e applicando opportuni rimaneggiamenti matematici, la 3.40 viene condotta alla forma di sistema del secondo tipo, ovvero a poli complessi coniugati.

$$G_{vd}(s) = \frac{nV_{C_{in}} \omega_n^2}{s^2 + s2\omega_n \xi + \omega_n^2} \quad (3.41a)$$

$$\xi = \frac{1}{2R_o} \sqrt{\frac{L_o}{C_o}} + \frac{Z_{eq}}{2} \sqrt{\frac{C_o}{L_o}} \quad (3.41b)$$

$$\omega_n^2 = \frac{1}{L_o C_o} \quad (3.41c)$$

dove  $\xi$  rappresenta lo smorzamento introdotto dal feedback di corrente ‘interno’ del PSFB, e  $\omega_n$  la pulsazione naturale del sistema.

$G_{vd}$  è legata alla funzione di trasferimento control-to-output,  $G_{vc}$ , attraverso le relazioni

$$G_{vc}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{ctrl}} = G_m G_{vd}(s) \quad (3.42a)$$

$$G_m = \frac{1}{V_{pk}} \quad (3.42b)$$

dove  $\hat{v}_{ctrl}$  è l’errore di tensione rimaneggiato dal controllore  $C(s)$ ,  $G_m$  è il guadagno caratteristico del modulatore che converte  $\hat{v}_{ctrl}$  nello sfasamento  $\phi$ ,  $V_{pk}$  costituisce il valore di picco della rampa del modulatore.

In Fig. 3.10 è mostrato lo schema a blocchi del sistema rispetto alla funzione di trasferimento control-to-output.

### 3.3 Componenti

Nel Par. ?? si è discusso a riguardo della possibilità di aumentare la densità di potenza dei sistemi di conversione incrementando la frequenza di commutazione. Alte frequenze di commutazione determinano, in generale, molta dissipazione in commutazione e problemi di EMI. Le classi di convertitori a risonanza impiegano strategie di soft-switching per ridurre il contributo di perdita in commutazione e dominare le variazioni istantanee delle grandezze elettriche, risultando in efficienti e affidabili strutture di conversione particolarmente adatte per applicazioni SMPS. Come conseguenza, il range di frequenze di commutazione offerto dalle

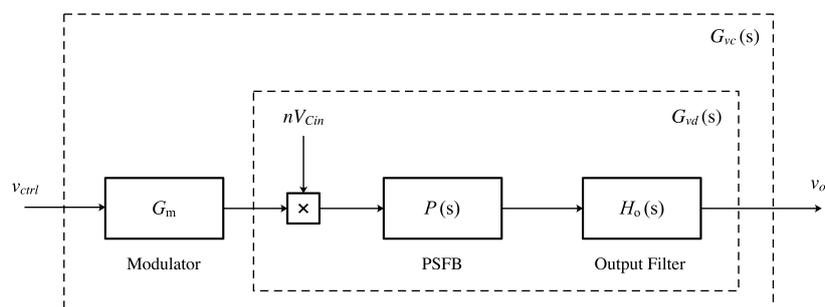


Figura 3.10: Schema a blocchi del sistema.

Proprietà fisiche	4H-SiC	Si	Unit
Struttura cristallina	esagonale	diamante	–
Energia di bandgap	3.23	1.1124	eV
Rigidità dielettrica	2.5	0.25	MVcm <sup>-1</sup>
Conducibilità termica	3.7	1.5	Wcm <sup>-1</sup> K <sup>-1</sup>
Mobilità ideale	1000	1420	cm <sup>2</sup> V <sup>-1</sup> s <sup>-1</sup>
Velocità di saturazione degli elettroni	2 · 10 <sup>7</sup>	1.05 · 10 <sup>7</sup>	cm s <sup>-1</sup>

Tabella 3.2: Confronto delle proprietà fisiche di 4H-SiC e Si.

topologie a risonanza si dimostra più ampio rispetto a quello delle topologie PWM, introducendo possibilità di miniaturizzazione dei componenti passivi e dunque il raggiungimento di alte densità di potenza nella conversione.

Quanto affermato risulta applicabile dal punto di vista teorico, ma non necessariamente da quello pratico. La teoria della conversione di potenza necessita infatti di trovare diretto riscontro con le tecnologie degli elementi costituenti il convertitore, le quali sono sempre soggette a limiti fisici di realizzabilità.

In questo *Paragrafo* si analizzano tecnologie attuali (2019) in grado di soddisfare le principali criticità del PSFB in fatto di componenti, ovvero: i dispositivi a semiconduttore e il trasformatore di isolamento.

### 3.3.1 Semiconduttori di potenza a carburo di silicio (SiC)

Nell'ambito della power electronics sono attualmente (2019) disponibili diverse tecnologie di realizzazione dei componenti a semiconduttore come quelle al silicio (Si), al carburo di silicio (SiC), e al nitruro di gallio (GaN). Fra queste, la struttura a carburo di silicio introduce nuove ed interessanti proprietà particolarmente adatte per l'impiego in strutture di conversione ad alta potenza e alta frequenza di commutazione.

I semiconduttori a carburo di silicio sono composti molecolari formati da atomi di silicio (Si) e carbonio (C) in rapporti fissi e definiti, disposti a formare diverse strutture cristalline

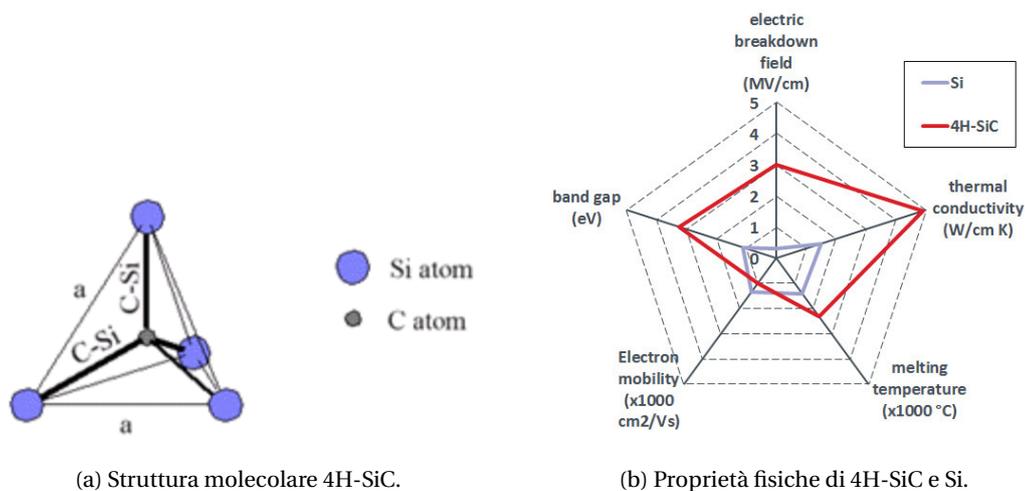


Figura 3.11: Struttura molecolare 4H-SiC.

tridimensionali polimorfe (politipi). Sono noti almeno 250 politipi di cui solo uno presenta proprietà fisiche applicabili nel campo della power electronics, ovvero l'4H-SiC (Fig. 3.11a).

In Fig. 3.11b e Tab. 3.2 sono riassunte le proprietà fisiche del 4H-SiC a confronto con quelle del Si.

La struttura cristallina 4H-SiC possiede intensità di campo dielettrico di breakdown 10 volte superiore a quella del Si. Dunque, i componenti SiC possono essere realizzati con uno strato di deriva elettronica più sottile e/o con concentrazioni di impurità (drogaggio) superiori. Diretta conseguenza di ciò sono: alta tensione di breakdown (superiore a 600V) e bassa resistenza relativa, rispetto ai componenti al Si.

La resistenza in conduzione dei dispositivi a semiconduttore in alta tensione dipende principalmente dalla larghezza dello strato di deriva elettronica. A parità di tensione di breakdown, i SiC riducono la resistenza per unità di superficie di 300 volte rispetto ai Si. Inoltre, le alte tensioni di breakdown rendono la tecnologia SiC ideale per la realizzazione di componenti unipolari, cioè a portatori maggioritari, come MOSFETs (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistors) e SBDs (Schottky Barrier Diodes).

Prima dell'avvento dei SiC, i Si-IGBTs (Insulated Gate Bipolar Transistors) erano conosciuti come gli unici dispositivi in grado di commutare e sostenere alte tensioni ed alte correnti a bassa resistenza. Il loro ridotto comportamento resistivo in conduzione alle alte tensioni è ottenuto per mezzo dell'iniezione di portatori minoritari nella regione di svuotamento. Per lungo tempo, tale strategia ha reso i Si-IGBTs preferibili ai Si-MOSFETs nel campo dell'alta potenza. Tuttavia, al momento del turn-off, i portatori minoritari dei Si-IGBTs sprecano tempo ed energia per ricombinarsi (fenomeno della tail current), degradando le performance in commutazione, ovvero limitando la frequenza di commutazione per evitare eccessiva dissipazione e conseguente riscaldamento. Al contrario, i MOSFETs e i diodi Schottky nascono come dispositivi unipolari e, come tali, non fanno uso di portatori minoritari durante la

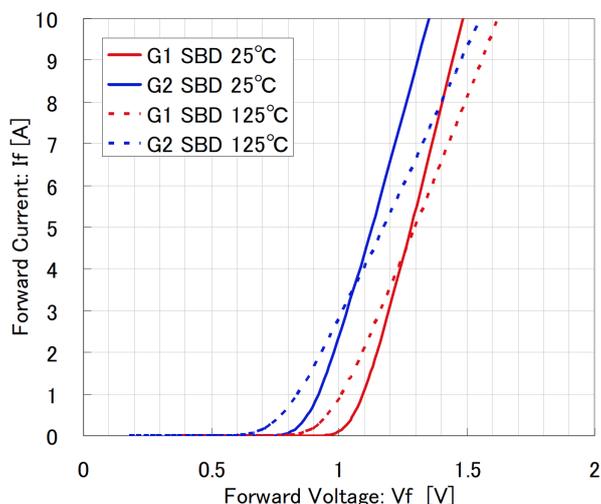


Figura 3.12: Caratteristiche forward di un SiC-SBD per diversi valori di temperatura [49].

conduzione. Questo, combinato con le proprietà offerte dal 4H-SiC, permette di ottenere tutte le idealità di funzionamento richieste ad un semiconduttore di potenza: alta tensione di breakdown, bassa resistenza in conduzione e alta frequenza di commutazione.

L'elevata conducibilità termica e la grande energia di bandgap del 4H-SiC conferiscono inoltre ottime caratteristiche termiche in grado di portare il range operativo dei dispositivi SiC anche a temperature di  $150^\circ\text{C} \div 175^\circ\text{C}$ .

### SiC Schottky Barrier Diodes (SiC-SBDs)

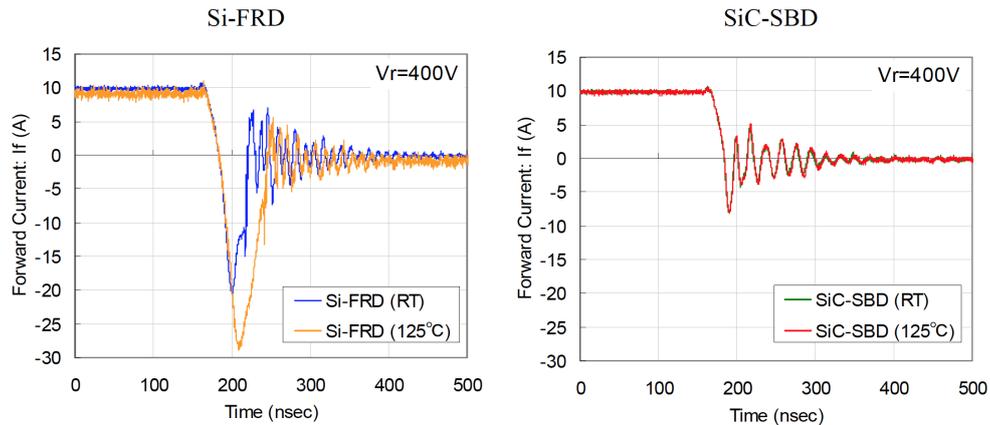
Per i diodi, il confronto tra la tecnologia SiC e Si ha luogo sulla classe a comportamento snappy costituita da: SBD e FRD (Fast Recovery Diodes).

I SBDs sono dispositivi unipolari, cioè a portatori maggioritari, mentre i FRDs sono bipolari, cioè a portatori minoritari. Come componenti unipolari, i SBDs sono gli unici a possedere i requisiti per accedere alla tecnologia SiC (SiC-SBDs).

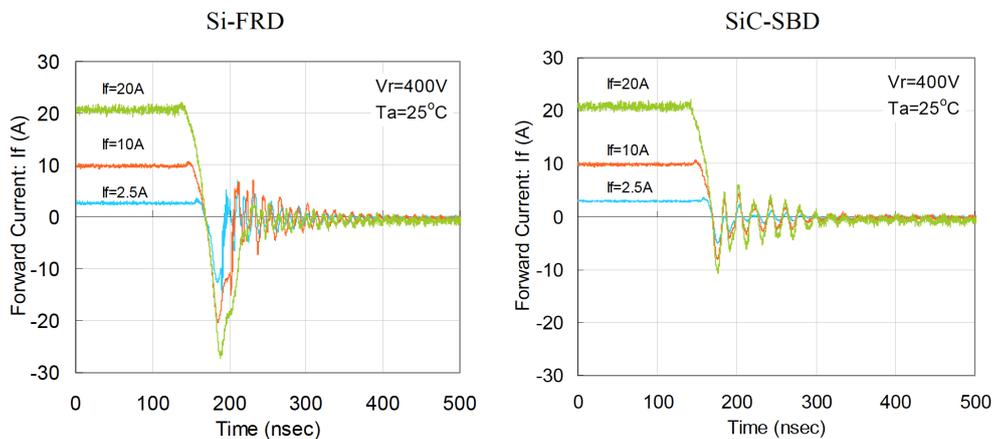
Per ragioni strutturali, le loro caratteristiche differiscono nella fase Forward (FD), mentre la loro condotta in fase Reverse (R) dipende da fenomeni dinamici diversi.

Riguardo la fase FW, nei SiC-SBDs la soglia di conduzione  $V_{th}$  è in proporzione diretta con l'altezza della barriera Schottky. Gli attuali SBDs in commercio possiedono una  $V_{th}$  simile a quella dei Si-FRDs e pari a valori di tensione inferiori a 1V (Fig. 3.12). A differenza dei Si-FRDs, la caduta in conduzione  $V_f$ , e dunque le relative perdite, crescono con la temperatura di funzionamento. Al di là di questo aspetto negativo, i SiC-SBDs possiedono un coefficiente termico positivo che non porta a deriva termica nella connessione in parallelo.

Riguardo la fase RR, in generale entrambe le tipologie di diodi esibiscono un comportamento snappy, ovvero a commutazione istantanea di corrente per mezzo di una vera discontinuità, che tuttavia risulta dominata da fenomeni dinamici diversi: parassitismo capacitivo



(a) Dipendenza dalla temperatura di funzionamento.



(b) Dipendenza dalla corrente condotta in fase forward.

Figura 3.13: Forme d'onda in fase reverse di SiC-SBD e Si-FRD a confronto [49].

nei SiC-SBDs e reverse-recovery (RR) nei Si-FRDs. Come dispositivi bipolari, i Si-FRDs accumulano portatori minoritari nella regione di svuotamento durante lo stato forward. Nell'istante in cui la tensione ai loro capi passa dallo stato forward a quello reverse, alte correnti transitorie si generano per rimuovere la carica accumulata, le quali diventano causa di considerevoli perdite in commutazione e problemi di EMI. Maggiore è la corrente condotta in fase forward, o la temperatura di funzionamento, maggiore sarà la carica da spostare, e più elevati saranno il tempo e la corrente di reverse-recovery. Come dispositivi unipolari, i SiC-SBDs non hanno bisogno di accumulare carica nella regione di svuotamento per condurre corrente. Infatti, il fenomeno dominante la fase di reverse nei SBDs diventa la sola scarica della capacità parassita intrinseca al semiconduttore. I risultati sono tradotti in termini di basse perdite in commutazione e basse EMI rispetto ai Si-SBDs, con una ridotta dipendenza dalla temperatura (3.13a) e dalla corrente condotta in fase forward (3.13b) rispetto ai Si-FRDs.

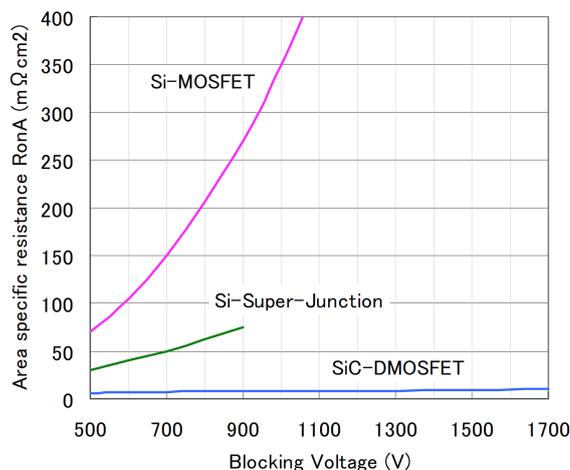


Figura 3.14: Resistenza in conduzione per unità di superficie nelle diverse tecnologie a semiconduttore [49].

### SiC MOSFETs

I SiC-MOSFETs, in quanto dispositivi unipolari, non hanno bisogno di modulare la conducibilità attraverso l'iniezione di portatori minoritari nella regione di svuotamento. A differenza dei Si-IGBTs non risultano pertanto interessati dal fenomeno della tail current. Inoltre, l'alto valore energetico del campo di breakdown conferito dal politipo 4H-SiC permette di ottenere, a parità di tensione di breakdown, valori di resistenza per unità di superficie più bassi dei dispositivi al Si, Si-MOSFETs e Si-IGBTs [49] (Fig. 3.14).

Tali proprietà portano ai seguenti vantaggi nel campo della conversione statica:

- basse perdite in commutazione, in particolare durante il turn-off;
- alta frequenza di commutazione;
- elementi passivi di ridotte dimensioni;
- sistemi di dissipazione di taglia e costo contenuti;
- packages compatti, per via del piccolo ingombro del singolo chip;
- body-diode con eccellenti caratteristiche in recovery.

In generale, nei MOSFETs la resistenza in conduzione  $R_{DS(on)}$  è determinata dai seguenti elementi, tutti dipendenti dalla temperatura [50]: il canale  $p-n^-$ , il transistor intrinseco JFET *source-p-channel-drain*, e la regione di drift (o svuotamento)  $n^-$  (Fig. 3.15). Come anticipato, le proprietà fisiche del politipo 4H-SiC abbattano il contributo della regione di drift alla resistenza in conduzione. Per quanto riguarda le restanti aliquote, il canale del MOSFET possiede coefficiente di temperatura negativo, mentre quello del BJT parassita risulta positivo. Ciò

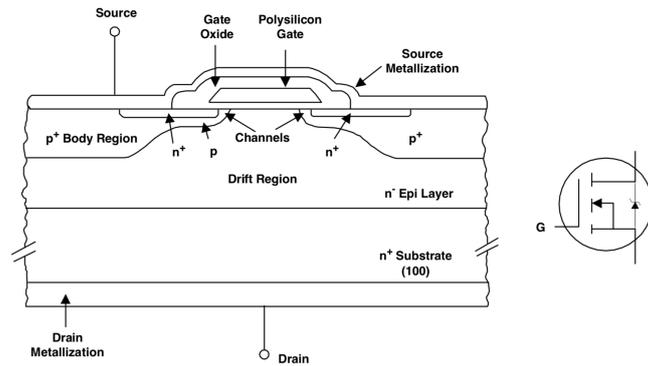


Figura 3.15: Diagramma schematico di un power MOSFET n-channel e simbolo circuitale [51].

nonostante, le consolidate tecniche di realizzazione permettono al BJT di dominare termicamente sul canale, cosicché la  $R_{DS(on)}$  riesce a mostrare coefficiente di temperatura positivo in tutto il range operativo possibile, riducendo le problematiche di connessione in parallelo. Oltremodo, la dipendenza diretta tra temperatura e resistenza in conduzione costituisce un limite “naturale” alle correnti di cortocircuito.

La massima tensione bloccata dal MOSFET corrisponde alla tensione di breakdown della giunzione  $p - n^-$  dove, anche in questo caso, le proprietà del 4H-SiC risultano vantaggiose. Attualmente (2019) si possono trovare in commercio SiC-MOSFETs discreti in grado di sostenere tensioni di breakdown intorno ai 1700V mantenendo, al contempo, una bassa resistenza in conduzione. Tale valore risulta già circa il doppio del limite di breakdown concesso dai Si-MOSFETs (900V), e gli sviluppi futuri della tecnologia SiC prevedono di incrementare ancor di più il divario.

I SiC-MOSFETs sono dispositivi voltage-controlled. Come mostrato in Tab. 3.2, la mobilità dei portatori di carica negativa del 4H-SiC è inferiore a quella del Si. Dunque, alti valori relativi della tensione di gate  $V_{GS}$  ( $> 13V$ ) sono di norma necessari per ridurre il tendenziale aumento della resistenza ed evitare problemi termici.

La velocità in commutazione di turn-on dei SiC-MOSFETs è molto simile a quella delle controparti Si-MOSFETs (decine di ns). Il body-diode dei SiC-MOSFETs presenta ottime caratteristiche di reverse che vanno a vantaggio delle perdite causate dalle correnti di ricircolo durante turn-on induttivi. Le percentuali di energia dissipata scendono di qualche decina di unità. Tuttavia, a causa delle sue elevate cadute in conduzione, il diodo parassitico non è comunque adatto a condurre per lungo tempo le correnti nominali, e dunque a sostituire del tutto il diodo in anti-parallelo.

Durante il turn-off dei SiC-MOSFETs la dissipazione è ridotta di circa il 90% rispetto ai Si-IGBTs. Il motivo di ciò risiede, come precedentemente indicato, dalla presenza del fenomeno di tail current nei Si-IGBTs, i cui effetti energetici diventano particolarmente importanti all'aumentare della temperatura e della frequenza di commutazione. Questa è la ragione per cui il range di frequenze operative dei Si-IGBTs è tipicamente limitato ai 20kHz. Al contrario, le caratteristiche in commutazione dei SiC-MOSFETs mostrano una blanda dipendenza dalla temperatura e sono prive fenomeni di perdita addizionali, consentendo il raggiungimento di

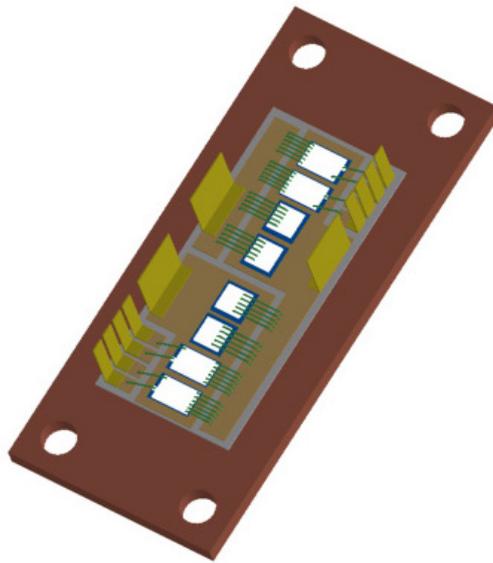


Figura 3.16: SiC-MOSFETs power module [55].

frequenze di commutazione superiori ai 50 kHz.

### SiC power modules

Assecondando il trend crescente di applicazioni in alta potenza, multipli di SiC-MOSFETs e SiC-SBD sono stati integrati a formare dei moduli compatti.

In modo non dissimile dai moduli di potenza a Si-IGBTs, l'obiettivo principale dell'integrazione consiste nell'aumentare complessivamente la densità di corrente condotta, realizzando paralleli multipli di bare dies sullo stesso case, come mostrato in Fig. 3.16.

Dal punto di vista della compatibilità alle connessioni, i SiC-MOSFETs possono essere efficacemente messi in parallelo grazie alla positività del coefficiente termico, il quale attiva spontaneamente un processo di equalizzazione delle correnti condotte dai singoli bare dies.

Sul mercato attuale (2019) sono disponibili power modules a SiC-MOSFETs per tensioni dell'ordine di pochi migliaia di volt e un centinaio di ampere, in varie configurazioni possibili: half-bridge, full-bridge, six-pack, *etc.* Range più ampi di tensioni e correnti saranno presto raggiunti e disponibili all'acquisto.

L'aggregazione, seppur fattibile, porta dietro con se una serie di problematiche, specialmente dal punto di vista dei parassitismi, i quali sono quasi sempre causa di risonanze indesiderate, sovratensioni e sovracorrenti, e pertanto di importanti marginature.

All'interno di un modulo di potenza le connessioni elettriche (bond wires, board traces, *etc.*) costituiscono elementi parassitici induttivi distribuiti [52]. L'entità del comportamento induttivo dipende dall'ottimizzazione del layout interno e, in quanto proprietà di maglia, esso è osservabile soltanto ad avvenuta chiusura con il link [53]. Pochi nano-Henry di induttanza parassita possono diventare la problematica dominante nel design di convertitori ad alta potenza. Vista l'importanza, il suo valore è quasi sempre indicato nei datasheets forniti dai costruttori, sotto forma di parametro concentrato  $L_{\text{stray}}$ .

Gli accoppiamenti capacitivi interni al modulo possono essere di varia natura e in generale vengono distinti a seconda che essi dipendano dal layout o dalle giunzioni a semiconduttore. Un buon layout concorre a minimizzare il contributo dei primi, ma non dei secondi, essendo, questi ultimi, rappresentativi di un comportamento intrinseco e non eliminabile delle celle a commutazione. Nei convertitori a risonanza risulta di particolare interesse definire la capacità effettiva tra i terminali drain-source dei MOSFETs ( $C_{oss,eff}$ ), sia in termini equivalenti energetici ( $C_{oss(er)}$ ) che di tempo di carica ( $C_{oss(tr)}$ ) [45, 54]. Questi valori non si trovano comunemente espressi nei datasheets.

Per concludere, i principali antagonisti alla rapida diffusione della tecnologia SiC sono rappresentati dal costo e dallo spessore e purezza dei wafer disponibili. Futuri consolidamenti delle tecniche di produzione e l'aumento dei produttori di 4H-SiC sintetico, porteranno il prezzo di acquisto dei SiC a raggiungere livelli ragionevoli e perseguibili in tutti i contesti applicativi.

### 3.3.2 Trasformatore planare ad alta frequenza

Il trasformatore di isolamento costituisce uno degli elementi più critici nel design del phase-shifted full-bridge. Ad esso vengono imputati molteplici compiti: trasferimento efficiente di potenza, riserva di energia induttiva per ZVS e isolamento galvanico tra sorgente e utilizzatore. Specifiche, queste, che corrispondono a proprietà fisiche del trasformatore di norma contrastanti tra loro.

Come menzionato all'inizio di questo di questo lavoro, il trend attuale dei grandi sistemi di conversione punta a massimizzare la densità di potenza attraverso l'adozione di una alta frequenza di commutazione che, nel caso particolare del PSFB, coincide con la frequenza fondamentale della forma d'onda alternata gestita dal trasformatore. Tipicamente, questo processo di miniaturizzazione riscontra dei limiti nelle classiche strutture magnetiche a nucleo avvolto:

- il funzionamento in alta frequenza eccita classi di parassitismi ininfluenti alle basse frequenze, che rendono difficile riprodurre il comportamento “normale” del trasformatore;
- le difettosità di lavorazione, causate dalle comuni tecniche di sintesi dei nuclei e degli avvolgimenti, comportano una ampia variabilità parametrica complicando, o rendendo quasi del tutto impossibile, il dominio dei parassitismi in alta frequenza;
- l'efficienza risulta compromessa dalle aliquote di perdita causate dall'effetto pelle e di prossimità, particolarmente accentuate al di sopra dei 100 kHz;
- sistemi di conversione compatti possiedono superfici di scambio termico ridotte o vincolate ad una particolare forma (ad esempio flack-pack), normalmente non sufficienti a garantire una adeguata conduzione termica dei nuclei tradizionali.

Come soluzione alle succitate problematiche, a partire dagli anni 90, la tecnica si è spinta verso strutture magnetiche planari. L'approccio consiste nell'integrare gli avvolgimenti come piste di un circuito stampato multistrato (ML-PCB) [56]. Il circuito magnetico è poi completato chiudendo il ML-PCB all'interno di due semi-nuclei realizzati con ferriti e privi di traferri.

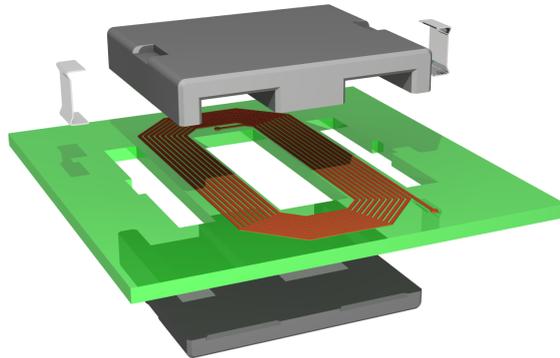


Figura 3.17: Vista esplosa di un trasformatore planare HF.

Come illustrato in Fig. 3.17, in un trasformatore planare (PT) il circuito multistrato è composto da un insieme di schede stampate su entrambi i lati, verticalmente impilate. Gli avvolgimenti di primario e secondario sono distribuiti sui vari strati e separati da resina epossidica. Ogni sezione di avvolgimento sullo stesso strato è formata da più circondamenti intorno al nucleo magnetico e connessa in serie o in parallelo con le restanti sezioni per mezzo di fori realizzati sugli strati. Gli interstrati di resina epossidica occupano uno spazio verticale non trascurabile che vincola il parametro di utilizzazione della finestra, in modo simile a quanto accade per l'isolamento degli avvolgimenti nei classici trasformatori. La configurazione piatta ammette diverse forme dei semi-nuclei, nell'esempio di Fig. 3.17 è mostrato un E-I core.

Nel complesso i trasformatori planari offrono vantaggi unici.

- Alta efficienza di trasformazione in volumi e pesi ridotti.
- Eccellente ripetibilità parametrica dovuta alle consolidate tecniche di realizzazione delle PCB.
- Profilo piatto ad elevato grado di integrazione e compatibilità con il circuito di raffreddamento dei sistemi di conversione flat-pack ad alta densità di potenza.

Nel seguito si rivolgerà l'attenzione nel descrivere alcuni dei parametri direttamente correlati alle dimensioni fisiche dei trasformatori planari. Per concludere, verranno indicate una serie di regole di dimensionamento da utilizzare per il tradeoff parametrico nell'impiego dei PT in convertitori PSFB.

### Perdite negli avvolgimenti

In generale, nel funzionamento ad alta frequenza dei trasformatori, le perdite negli avvolgimenti risultano incrementate a causa delle eddy currents. Queste ultime sono generate principalmente da due fenomeni elettromagnetici: l'effetto pelle e l'effetto di prossimità.

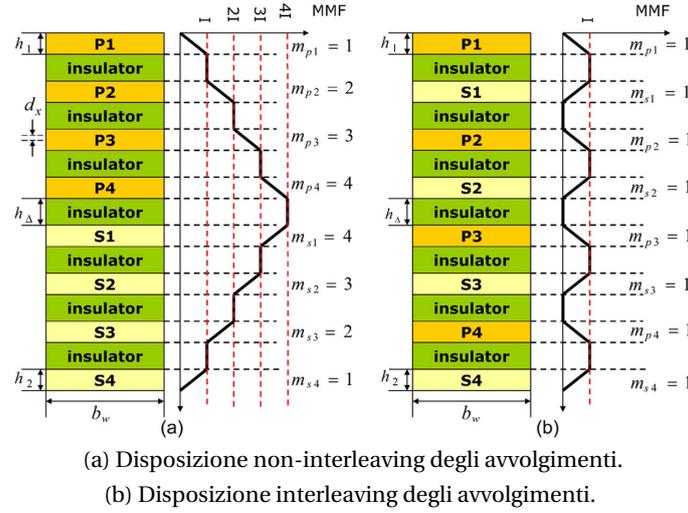


Figura 3.18: Distribuzione di fmm negli avvolgimenti di trasformatore planare [58].

L'effetto pelle riguarda le correnti alternative nate per compensare magneticamente il campo alternativo interno ad un conduttore. Mentre, l'effetto di prossimità comprende le correnti generate per compensare la variazione di campo indotta dal flusso di cariche negative circolante nei conduttori adiacenti.

Entrambi i fenomeni producono disomogeneità nella distribuzione spaziale della densità di corrente nel conduttore, che ha come conseguenza l'aumento della resistenza ac effettiva. Con riferimento alla Fig. 3.18 e basandosi sulle soluzioni di Dowell per la distribuzione di densità di corrente in un singolo foglio indefinitamente lungo di materiale conduttore [57], si deriva l'espressione della resistenza ac effettiva del generico  $m$ -strato dell'avvolgimento [58]

$$R_{ac,m} = R_{dc,m} \frac{\xi}{2} \left[ \frac{\sinh \xi + \sin \xi}{\cosh \xi - \cos \xi} + (2m-1)^2 \cdot \frac{\sinh \xi - \sin \xi}{\cosh \xi + \cos \xi} \right] \quad (3.43)$$

con

$$\xi = \frac{h}{\delta} = h \sqrt{\pi \mu \sigma f} \quad (3.44a)$$

$$m = \frac{F(h)}{F(h) - F(0)} \quad (3.44b)$$

dove  $h$  è lo spessore dello strato- $m$ ,  $m$  una funzione che dipende dai valori assunti dalla distribuzione di forza magnetomotrice agli estremi dello strato ( $F(h)$  e  $F(0)$ ), e infine  $\mu$  e  $\sigma$  rispettivamente la permeabilità assoluta e la conducibilità del conduttore.

Il primo e il terzo termine a secondo membro della 3.43 indicano, rispettivamente, il fattore dell'effetto pelle e quello di prossimità sulla resistenza effettiva  $r_{ac}$ .

A causa della struttura ML-PCB, l'effetto di prossimità può contribuire in modo maggiore sull'aumento delle perdite rispetto all'effetto pelle, specialmente per alti valori di  $m$ . In [58] si propone l'interleaving degli strati di avvolgimento e la riduzione dello spessore  $h$  per mantenere basso il valore di  $r_{ac}$ , a scapito tuttavia di un incremento di  $r_{dc}$ .

Un'ulteriore aliquota di perdita può derivare dalla non esatta redistribuzione delle correnti all'interno dei paralleli di avvolgimento, causati, come i precedenti, da particolari comportamenti in alta frequenza.

### Perdite nel nucleo magnetico

Esistono diversi metodi per prevedere le perdite all'interno di un nucleo magnetico: attraverso modelli a isteresi, per separazione delle perdite, ed empirici.

I metodi empirici fanno uso di relazioni note che accettano come ingressi i parametri forniti dal costruttore del materiale. L'equazione di Steinmertz costituisce uno dei metodi empirici più immediati e semplici per il calcolo delle perdite magnetiche.

$$P_{\text{loss},\mu} = K \cdot f^\alpha \cdot \left(\frac{\Delta B}{2}\right)^\beta \quad (3.45)$$

dove  $K$ ,  $\alpha$ , e  $\beta$  rappresentano coefficienti forniti direttamente dal costruttore, e  $\Delta B$  la variazione picco-picco della densità di flusso magnetico.

Tuttavia, essendo la 3.45 valida solo per forme d'onda perfettamente sinusoidali, essa perde precisione quando applicata ai PT, a causa della presenza di ingenti contributi di perdita non sinusoidali ad alta frequenza.

In [58] si fondono i concetti di PWL (Piecewise Linear Model) e la relazione IGSE (Improved Generalized Steinmertz Expression) per giungere ad una espressione di perdita particolarmente adatta al caso dei PT in convertitori SMPS, ovvero

$$P_{\text{loss},\mu} = 2^{2\alpha-1} \cdot K \cdot f^\alpha \cdot B_{\text{sqm}}^\beta \cdot D^{\beta-\alpha+1} \quad (3.46)$$

dove  $D$  indica il duty-cycle del convertitore, e  $B_{\text{sqm}}$  il picco della densità di flusso magnetico quando l'onda quadra del forzamento è al 50% del duty-cycle.

Poichè  $B_{\text{sqm}}$  risulta inversamente proporzionale alla frequenza e tipicamente  $\beta > \alpha$ , le perdite del nucleo magnetico  $P_{\text{loss},\mu}$  beneficiano del funzionamento in alta frequenza. Dunque, in merito all'efficienza di trasformazione, sussiste un tradeoff di frequenza operativa tra perdite magnetiche nel nucleo e Joule negli avvolgimenti.

### Induttanza dispersa

L'induttanza dispersa è un parametro concentrato utilizzato per descrivere l'incompleto concatenamento del flusso magnetico tra avvolgimento primario e secondario del trasformatore. Il suo valore viene dedotto da considerazioni energetiche derivate dall'analisi della distribuzione di forza magnetomotrice [58].

In termini stazionari, l'energia dovuta al flusso al flusso magnetico disperso può essere espressa come sommatoria dell'energia contenuta in ogni singolo strato conduttore.

$$E_{\mu,k} = \frac{1}{2} L_k I_p^2 = \frac{\mu_0}{2} \sum \int_0^h H^2 \cdot l_w b_w dx \quad (3.47)$$

dove  $l_w$  è la lunghezza di ogni circondamento intorno al nucleo,  $b_w$  la larghezza di ogni circondamento,  $h$  lo spessore di ogni strato. Tutte le grandezze sono definite come in Fig. 3.18.

L'intensità del campo magnetico  $H$  dipende dal numero di amperspire concatenate lungo l'intero percorso del flusso magnetico. Trascurando la riluttanza del circuito magnetico, poichè largamente inferiore a quella degli avvolgimenti, il percorso del flusso viene a coincidere dimensionalmente con la larghezza dei circondamenti  $b_{textupw}$ . Con questa assunzione e svolgendo l'integrale in 3.48 per ogni strato nella disposizione non-interleaving della Fig. 3.18, si giunge alla relazione seguente

$$E_{\mu,k} = \frac{\mu_0}{2} \cdot \frac{l_w}{b_w} \left[ \frac{46(h_1 + h_2)}{3} + 44h_\Delta \right] \cdot I_p^2 \quad (3.48)$$

dove  $h_1$  e  $h_2$  rappresentano gli spessori degli strati di avvolgimento primario e secondario, e  $h_\Delta$  lo spessore dello strato isolante.

Infine, sfruttando l'uguaglianza in 3.48, si ricava il valore dell'induttanza dispersa cercato

$$L_k = \mu_0 \cdot \frac{l_w}{b_w} \cdot 4 \left[ \frac{h_1 + h_2}{3} + h_\Delta \right] \cdot I_p^2 \quad (3.49)$$

$L_k$  dipende dunque dalla geometria del PT e, a motivo di ciò, essa può essere modificata agendo su una o più dimensioni fisiche. Inoltre, la disposizione interleaving degli avvolgimenti può essere adottata come ulteriore strategia di riduzione dell'induttanza dispersa, in quanto modifica il valore degli integrali presenti nella 3.48. È opportuno fare presente che la descrizione a parametri concentrati del parassitismo induttivo tende a perdere efficacia alle alte frequenze.

### Induttanza di magnetizzazione

L'induttanza di magnetizzazione  $L_\mu$  dipende dal tipo di materiale magnetico del nucleo e dal numero di avvolgimenti di primario, cioè gli strati di PCB primari, come indicato dalla seguente

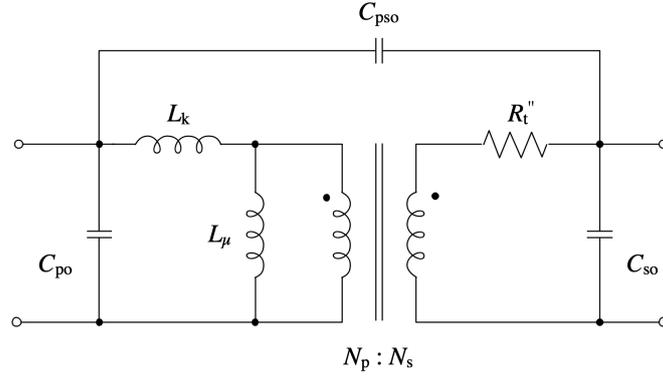
$$L_\mu = \frac{\mu_0 \mu_r S_{\text{eff}} N_p^2}{l_{\text{eff}}} \quad (3.50)$$

dove  $\mu_0$  e  $\mu_r$  rappresentano rispettivamente la permeabilità magnetica dell'aria e quella relativa del nucleo di ferrite,  $S_{\text{eff}}$  la sezione effettiva del nucleo, e infine  $l_{\text{eff}}$  il perimetro effettivo del percorso magnetico.

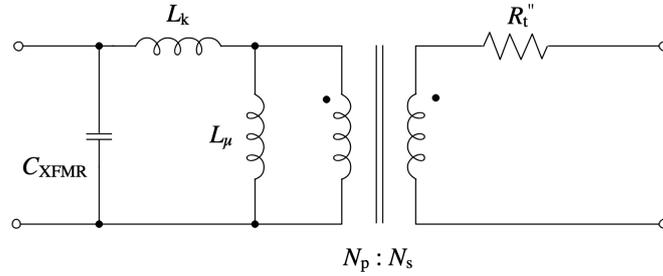
### Capacità parassite

Nei PT le capacità parassite sono dovute a differenze di potenziale elevate in spazi assai ridotti tra circondamenti dello stesso avvolgimento, avvolgimenti di primario e secondario, e avvolgimenti e nucleo magnetico. Come conseguenza, esse assumono valori importanti e influiscono sul comportamento in alta frequenza, distorcendo le forme d'onda al primario e abbassando l'efficienza complessiva. Oltremodo, le sovratensioni in esse generate sono causa di correnti disperse e, pertanto, di problemi di compatibilità elettromagnetica.

Il circuito equivalente del PT in Fig. 3.19a risulta particolarmente utile quando si intende effettuare misure dirette per determinare tutti gli effetti parassitici capacitivi caratteristici. Le



(a) Circuito equivalente del PT con auto e mutui effetti parassitici capacitivi.



(b) Circuito equivalente del PT con una singola capacità parassita concentrata al primario.

Figura 3.19: Circuiti equivalenti del PT.

capacità  $C_{po}$  e  $C_{so}$  descrivono fenomeni di auto-accoppiamento capacitivo degli avvolgimenti, mentre  $C_{pso}$  il mutuo accoppiamento tra gli avvolgimenti di primario e secondario. Le misure possono essere ricondotte ad un unico parametro capacitivo al primario del trasformatore attraverso le seguenti trasformazioni [59]

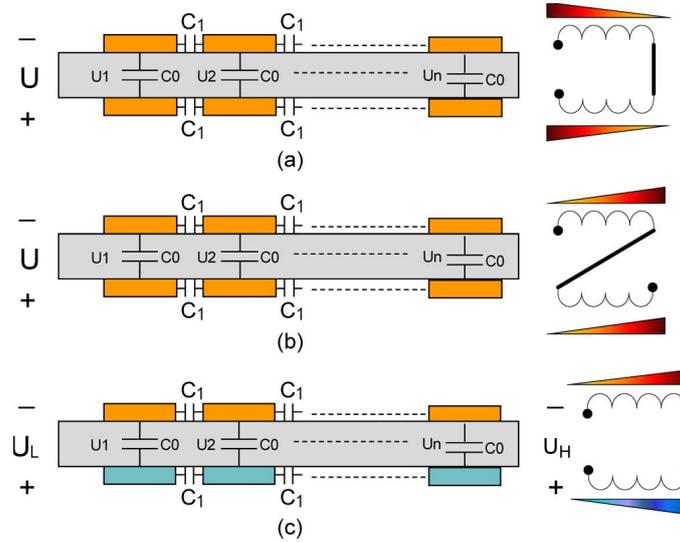
$$C_p = C_{po} + (1 - n) \cdot C_{pso} \quad (3.51a)$$

$$C_s = n^2 \cdot C_{so} - n \cdot (n - 1) \cdot C_{pso} \quad (3.51b)$$

$$C_{XFMR} \approx C_p + C_s \quad (3.51c)$$

dove  $n = N_s/N_p$  è l'inverso del rapporto spire.

Per la definizione di massima del design del PSFB risulta vantaggioso predire il valore di  $C_{XFMR}$  senza dover ricorrere a misure dirette. Dal punto di vista stazionario e sulla base delle



(a) Distribuzione interna di potenziale tra due facce dello stesso avvolgimento con direzioni opposte.  
 (b) Distribuzione interna di potenziale tra due facce dello stesso avvolgimento con la stessa direzione.  
 (c) Distribuzione interna di potenziale tra due facce di avvolgimenti diversi.

Figura 3.20: Distribuzione equivalente dei potenziali in un PT [58].

considerazioni energetiche e di distribuzione dei potenziali descritte in [58], Ouyang *et al.* sono giunti ad una formulazione analitica di  $C_{XFMR}$ , ivi di seguito riportata.

$$C_{XFMR} = \frac{2E_C}{U^2} = \frac{kU_L + \frac{k(2k-1)}{6(k-1)}\Delta U^2 + kU_L\Delta U}{U^2} C_0 \quad (3.52)$$

dove  $E_C$  è l'energia totale associata al campo elettrico tra gli strati del PT,  $k$  il numero di circondamenti (spire) in ogni strato,  $U$  la ddp (differenza di potenziale) tra due terminali dell'avvolgimento,  $U_L$  il potenziale sul lato di bassa tensione, e infine  $\Delta U = U_H - U_L$  la ddp tra i potenziali del lato di alta e bassa tensione. Inoltre, con  $C_0$  si è indicata la capacità statica del singolo strato bi-stampato, definita con la formula classica della capacità tra due piani conduttori paralleli

$$C_0 = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \frac{S_{ovl}}{h_\Delta}$$

Tutte le grandezze citate sono deducibili dalla Fig. 3.20.

Al fine di ridurre gli accoppiamenti capacitivi si può agire incrementando lo spessore dello strato PCB, ridurre il numero di spire o incrementare il numero di strati, oppure scegliere una disposizione degli avvolgimenti che minimizzi l'energia associata al campo elettrico.

### Considerazioni per il design di PT in convertitori dc-dc PSFB

- **Induttanza dispersa  $L_\mu$ .** L'energia accumulata nell'induttanza dispersa è tipicamente responsabile di sovratensioni durante il turn-off degli interruttori a semiconduttore. Tuttavia, nella topologia PSFB tale parassitismo è utilizzato come riserva di energia

induttiva per le ZVSs e, per conseguenza, un alto valore è normalmente richiesto.

- **Capacità parassita  $C_{XFMR}$ .** Alti valori della capacità parassita  $C_{XFMR}$  richiedono maggiore energia dalla riserva induttiva per ottenere ZVSs. La minimizzazione di tale parametro diventa essenziale in un PT usato all'interno di un PSFB.
- **Prodotto  $L_{\mu}C_{XFMR}$ .** Questo parametro può essere inteso come fattore di merito dei trasformatori PT. Un alto valore comporta l'abbassamento della frequenza di taglio del sistema e la riduzione delle performance in alta frequenza. Per l'applicazione in PSFB è opportuno mantenere un basso prodotto con prevalenza del parametro induttivo. L'entità dei parassitismi induttivi e capacitivi nei PT è legata da una relazione di tipo inverso, ovvero aumentando l'uno, l'altro si riduce. Incrementare lo spessore degli strati PCB può determinare alta induttanza dispersa, bassa capacità parassita interstrato e buone proprietà di isolamento galvanico.
- **Numero di avvolgimenti  $N_x$ .** Il numero di avvolgimenti determina l'entità delle perdite Joule complessive. A parità di prestazione, numeri ridotti  $N_x$  abbassano le perdite negli avvolgimenti, comportando, tuttavia, alte perdite nel nucleo magnetico a causa del maggiore sfruttamento del materiale in termini di picco del flusso magnetico. Il design dipende da un tradeoff tra le due criticità.
- **Frequenza di eccitazione  $f_{AC}$ .** Forme d'onda ad alta frequenza abbattano l'induttanza dispersa e le perdite nel nucleo magnetico, ma causano un incremento consistente della resistenza equivalente ac degli avvolgimenti. Poiché nel PSFB la frequenza  $f_{AC}$  coincide con la frequenza di commutazione  $f_{sw}$ , il design deve tenere anche conto del limite tecnologico della tecnologia a semiconduttore adottata per gli interruttori statici.

## 3.4 Dimensionamento

Come traccia per il dimensionamento di massima del modulo PSFB si segue quanto indicato in [43, 45, 47, 48] in aggiunta a considerazioni sui componenti impiegati. Questo modo di operare risulta particolarmente adatto quando i parassitismi del trasformatore di isolamento vengono definiti in funzione del range di asservimento alle commutazioni ZVS.

### 3.4.1 Specifiche

Al fine di commutare certi livelli di tensione e corrente con il minimo numero di componenti, si richiede la completa esplorazione della SOA degli elementi a semiconduttore. In tal senso la conversione risulta vincolata dai limiti fisici della power electronics e occorre pertanto definire i contorni della tecnologia impiegata.

Analizzando le migliori offerte di vari produttori, il power module scelto per il ponte in ingresso è il *CREE CAS300M17BM2*. Esso consiste in una gamba di inverter (half-bridge) *All-SiC* ottenuta con due interruttori di potenza MOSFETs e due diodi in antiparallelo

La SOA impone un limite di tensione di breakdown pari a 1 kV a cui tuttavia corrisponde una limitazione della massima corrente condotta e del tempo di commutazione. Con margine di prestazione, la massima tensione commutabile dal modulo viene fissata a 900V. Per ragioni

che saranno chiarite nel successivo *Capitolo*, si assume una variazione di 100V del picco della tensione in ingresso, di cui 900V rappresenta il valore massimo.

Il PSFB è tenuto ad alimentare un carico di 100kW. La massima corrente assorbita dal convertitore viene richiesta in condizioni di massimo carico e nel momento in cui la tensione in ingresso è al suo minimo,  $V_{C_{in,min}}=800V$ . Considerando il rendimento del trasformatore e l'efficienza di conversione unitari, il calcolo del massimo valor medio di corrente assorbita dal ponte in ingresso è immediato.

$$I_{in,max} = \frac{V_{C_{in,min}}^2}{P_{in,max}} \simeq \frac{V_o^2}{P_{o,max}} = 125A \quad (3.53)$$

Tale dato è ovviamente una approssimazione di quello reale, ma fornisce un punto di partenza per la caratterizzazione parametrica dei moduli nell'intorno di un preciso punto di funzionamento.

Sull'uscita si ammettono variazioni picco-picco (ripple ac) di tensione del 1% e di corrente del 20%.

Il parametro chiave da cui dipende la densità di potenza del sistema di conversione è la frequenza di commutazione e risulta strategicamente importante prefissare un valore di riferimento:  $f_{sw} = 100kHz$  rappresenta un buon compromesso tra le prestazioni dei power modules scelti e il potenziale contributo alla riduzione delle dimensioni degli elementi induttivi e capacitivi.

I segnali di controllo del ponte in ingresso determinano la forma d'onda delle grandezze elettriche al primario del trasformatore, nonché la regolazione della tensione di uscita del PSFB. Come menzionato nel Par. ??, i duty-cycles degli interruttori sono fissati al 50% e il modo differenziale medio comandato assume significato nella regolazione quando valutato nel semiperiodo di commutazione, dove, viene a dipendere dallo sfasamento introdotto tra i comandi delle due gambe del ponte. Il limite teorico superiore di tale modo differenziale comandato è pari all'unità che corrisponde ad un disallineamento nullo. Tuttavia, l'esigenza di avere una fase di ricircolo attivo per realizzare ZVSs nella leading leg, combinata a ritardi temporali nel trasferimento di segnali di feedback e di attuazione, abbassa il limite superiore del modo differenziale medio comandato fisicamente realizzabile. Considerando una minima durata di ricircolo attivo di 250 ns,

$$M_{d,max} = \frac{\frac{T_{sw}}{2} - 250\text{ ns}}{\frac{T_{sw}}{2}} = 0.9 \quad (3.54)$$

il campo di variazione del modo differenziale comandato e quello del relativo disallineamento diventano

$$0 \leq |M_d(\phi)| \leq 0.9 \quad (3.55a)$$

$$\frac{\pi}{10} \leq \phi \leq \pi \quad (3.55b)$$

Si tiene di nuovo a far presente che tale range non corrisponde al campo di regolazione effettivo della struttura, in quanto soggetto ad un contributo di perdita direttamente proporzionale all'induttanza dispersa del trasformatore come dichiarato dalle 3.23 e 3.24.

In Tab. 3.3 vengono riassunte le specifiche di dimensionamento.

Specifica	Simbolo	Valore			Unità
		min	nom	max	
Tensione ingresso	$V_{C_{in}}$	800	850	900	V
Tensione uscita	$V_o$	-	800	-	V
Potenza trasmessa	$P_o$	-	-	100	kW
Corrente ingresso	$I_{in}$	-	-	125	A
Frequenza di commutazione	$f_{sw}$	-	100	-	kHz
Modo diff. comandato	$M_d$	-	-	0.9	-
Ripple pk-pk di tensione	$\Delta V_o$	-	-	8	V
Ripple pk-pk di corrente	$\Delta I_o$	-	-	25	A

Tabella 3.3: Specifiche di dimensionamento del PSFB.

### 3.4.2 Parametri nell'intorno del punto di lavoro

Il punto di lavoro selezionato per dimensionare il PSFB corrisponde ai worst cases (WCs): di tensione e corrente in ingresso  $V_{C_{in},min}$  e  $I_{in,max}$ , e di temperatura di giunzione  $\theta_J = 150^\circ\text{C}$ .

Entrando nel datasheet del modulo con il valore di corrente calcolato in 3.53 si ricava la resistenza in conduzione dei MOSFETs nelle peggiori condizioni di temperatura di giunzione.

$$R_{DS,on} = 15\text{ m}\Omega$$

La caduta in conduzione di ogni singolo MOSFETs del ponte in condizioni di massimo carico e massimo stress termico è

$$V_{DS,on} = R_{DS,on} I_{D,max} = 1.875\text{ V}$$

Lo stesso può essere fatto per il funzionamento nel terzo quadrante, cioè quando è attiva la conduzione del body-diode

$$R_{Q3,on} = 2.4\text{ m}\Omega \quad (3.56a)$$

$$V_{Q3,on} = R_{Q3,on} I_{D,max} = 1.2\text{ V} \quad (3.56b)$$

e per il diodo in antiparallelo.

$$R_{SD,on} = 5.2\text{ m}\Omega \quad (3.57a)$$

$$V_{SD,on} = R_{SD,on} I_{D,max} = 1.4\text{ V} \quad (3.57b)$$

La capacità di uscita dei MOSFETs  $C_{oss}$  dipende in modo non lineare dalla tensione drain-source  $V_{DS}$ . Tipicamente i datasheets forniscono un valore in un punto di lavoro convenzionale, ad esempio  $C_{oss}(V_{DS} = 25\text{ V})$ . Nei convertitori resonant-transition la condizione di ZVS necessita di una accurata valutazione della capacità parassita dei MOSFETs. Un solo valore di essa, tra l'altro, in un punto di funzionamento non rappresentativo, non è sufficiente ad ottenere il grado di accuratezza richiesta. Oltremodo, il valore di capacità deve essere correlato

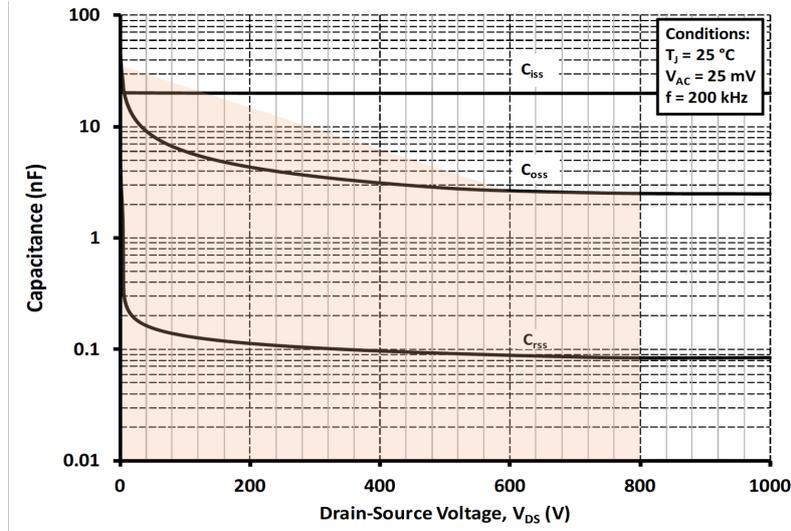


Figura 3.21: Curva  $C_{oss} - V_{DS}$  del modulo CREE CAS300M17BM2.

allo specifico fenomeno di interesse, che può essere, nel caso delle ZVSs, di tipo energetico o temporale. Tale approccio porta a scindere il singolo parametro capacitivo non lineare in due capacità effettive nell'intorno di un punto di lavoro preferenziale, ovvero

Capacità effettiva *time-related*  $C_{oss(tr)}$  — capacità che impiega lo stesso tempo di carica di  $C_{oss}$  mentre la tensione drain-source cresce da 0 all'80% della tensione di breakdown  $BV_{DSS}$  con tensione gate-source nulla.

Capacità effettiva *energy-related*  $C_{oss(er)}$  — capacità che dà lo stesso contributo energetico di  $C_{oss}$  mentre la tensione drain-source cresce da 0 all'80% della tensione di breakdown  $BV_{DSS}$  con tensione gate-source nulla.

Sfruttando il concetto di quantità di carica accumulata è possibile calcolare integralmente tali valori dalle curve  $C_{oss} - V_{DS}$  del datasheet. La quantità di carica accumulata durante la variazione di  $V_{DS}$  da zero all'80% di  $BV_{DSS}$  è definita come

$$Q_{oss} = \int_0^{0.8BV_{DSS}} C(V) dV = C_{oss(er)} \cdot 0.8BV_{DSS} \quad (3.58)$$

dove  $C(V)$  è una funzione di capacità non lineare con la tensione drain-source.

In assenza della descrizione analitica di  $C(V)$ , l'integrare può, in via approssimativa, essere calcolato come descritto in Fig. 3.21, ovvero per mezzo della suddivisione in aree di figure geometriche note. Il risultato di tale semplificazione è

$$Q_{oss} = 2.5 \text{ nF} \cdot 800 \text{ V} + 0.5(13 \text{ nF} - 2.5 \text{ nF})600 \text{ V} = 5.15 \mu\text{C} \quad (3.59)$$

Invertendo la 3.58 si ottiene la capacità effettiva time-related

$$C_{oss(er)} = \frac{Q_{oss}}{0.8BV_{DSS}} = 6.44 \text{ nF} \quad (3.60)$$

Parametro	Simbolo	Valore	Unità
Resistenza in conduzione	$R_{DS,on}$	15	mΩ
Caduta in conduzione FET	$V_{DS,on}$	1.875	V
Resistenza in conduzione Q3	$V_{Q3,on}$	2.4	mΩ
Caduta in conduzione Q3	$V_{Q3,on}$	1.2	V
Resistenza in conduzione SD	$V_{SD,on}$	5.2	mΩ
Caduta in conduzione SD	$V_{SD,on}$	1.4	V
Carica accumulata	$Q_{oss}$	5.15	μC
Energia accumulata	$E_{oss}$	0.975	mJ
Capacità parassita eff. time-related	$C_{oss(tr)}$	3.08	nF
Capacità parassita eff. energy-related	$C_{oss(er)}$	6.44	nF

Tabella 3.4: Parametri dei MOSFETs del ponte in ingresso nelle WCs.

Per il calcolo della capacità energy-related si può ricorrere all'integrale

$$C_{oss(er)} = \frac{2}{0.8BV_{DSS}^2} \int_0^{0.8BV_{DSS}} V \cdot C(V) dV \quad (3.61)$$

Come si osserva, la dipendenza quadratica dalla tensione impedisce di applicare la medesima semplificazione utilizzata per  $C_{oss(tr)}$ . Ci sono due modi alternativi di procedere senza ricorrere a misure dirette: correggendo il valore di  $C_{oss}$  con il fattore empirico 4/3, oppure, se disponibile, ricorrere alla curva  $E_{oss} - V_{DS}$  fornita con il datasheet. Nel caso in esame il produttore fornisce tale elemento e il valore di energia accumulata per la tensione drain-source che cresce da 0 all'80% della tensione di breakdown risulta pari a 0.975 mJ.

Dunque, invertendo la formula dell'energia capacitiva si ottiene il valore di capacità effettiva energy-related cercato

$$C_{oss(er)} = 2 \frac{E_{oss}}{0.8BV_{DSS}^2} = 3.08 \text{ nF} \quad (3.62)$$

A titolo di confronto, l'impiego del fattore correttivo fornisce come risultato 3.33 nF. I parametri determinati sono elencati in Tab. 3.4.

### 3.4.3 Fasi del processo iterativo

Di seguito si riassumono gli steps del processo iterativo per il dimensionamento del PSFB come indicato in [43].

1. *Scelta del  $M_{d,max}$*  — tenendo conto anche del limite di fisica realizzabilità, è opportuno scegliere un  $M_{d,max}$  il più elevato possibile. Questo permette di massimizzare il rapporto di trasformazione,  $1/n = N_p/N_s$ , e dunque ridurre le perdite sul ponte in ingresso.
2. *Scelta di  $V_s$*  — un alto valore della tensione al secondario evita la presenza di stress eccessivi sul ponte rettificatore di uscita e contribuisce a massimizzare il rapporto di trasformazione  $1/n$ . Tuttavia, incrementando  $1/n$  si riduce la corrente al primario e questo comporta

dover realizzare il trasformatore con alti valori di  $L_k$  per raggiungere l'energia richiesta per le ZVSs in un certo range di carico. In ogni caso il valore di primo tentativo per  $V_s$  deve soddisfare la disequaglianza

$$V_s \geq \frac{V_o}{M_{d,\max}} \quad (3.63)$$

3. *Calcolo di  $N_p/N_s$*
4. *Calcolo di  $M_{d,\text{eff}}$  — secondo la 3.21.*
5. *Calcolo di  $\Delta M_d$  — secondo la 3.22.*
6. *Scelta del range ZVS — in termini percentuali della corrente di carico e di corrente critica al primario  $I_{p,4(\text{crit})}$  secondo la 3.18. Riguardo quest'ultima, nella prima iterazione non è possibile portare a termine un conto preciso in quanto non è noto il modo differenziale comandato  $M_d$  al carico parziale limite di ZVS. Si confonde pertanto la  $I_{p,4(\text{crit})}$  della prima iterazione con la corrente di carico al bordo inferiore di ZVS riportata al primario.*

$$I_{p,4(\text{crit}),k=1} = nI_{o,ZVS} = nxI_{o,\max} \quad (3.64)$$

dove  $x$  rappresenta la percentuale del range ZVS desiderato rispetto al campo di variazione del carico da circuito aperto a pieno carico. Al termine della prima iterazione sarà possibile calcolare con esattezza  $I_{p,4(\text{crit})}$  secondo la 3.18 e inserirla nello step (6) della seconda iterazione.

7. *Calcolo di  $L_k$  — per inversione della 3.17. Si richiede la conoscenza della capacità parassita effettiva energy-related dei MOSFETs e una stima di quella del trasformatore  $C_{XFMR}$ .*
8. *Calcolo di  $f_{sw}$  — secondo la seguente*

$$f_{sw} = \frac{\frac{M_{d,\max}}{M_{d,\text{eff}}} - 1}{\frac{4L_k}{n^2 R_o}} - 2L_k \Delta I_o \frac{1 - M_{d,\max}}{n^2 V_o (1 - M_{d,\text{eff}})} \quad (3.65)$$

che deriva dalla inversione della 3.25 previa sostituzione della 3.24.

Fatta eccezione della prima e della seconda iterazione, quest'ultima spesa solo per inserire il valore di  $I_{p,4(\text{crit})}$  esatto, dalle successive è possibile verificare che i parametri di frequenza di commutazione e di induttanza di dispersione ottenuti siano vicini a quelli desiderati. Se così non fosse si può intervenire nei seguenti modi:

- Se la frequenza di commutazione è troppo bassa: aumentare il valore di  $V_s$  nello step (2) oppure ridurre il range di ZVS nello step (6).
- Se la frequenza di commutazione è eccessiva: ridurre il valore di  $V_s$  nello step (2) oppure incrementare il range di ZVS nello step (6).
- Se l'induttanza dispersa è troppo piccola: ridurre il valore di  $V_s$  nello step (2) oppure incrementare il range di ZVS nello step (6).

Iterazione		1	...	5	
Parametro	Simbolo	Valore			Unità
Modo diff. comandato	$M_d$	0.9	...	0.9	–
Tensione al secondario	$V_s$	900	...	960	V
Rapporto di trasformazione inverso	$n$	1.125	...	1.2	–
Modo diff. effettivo	$M_{d,eff}$	0.889	...	0.833	–
Perdita di modo diff.	$\Delta M_d$	0.011	...	0.067	–
Frequenza di commutazione	$f_{sw}$	14	...	102	kHz
Frequenza di uscita	$f_o$	28	...	204	kHz
Capacità parassita trasformatore	$C_{XFMR}$	100	...	100	pF
Induttanza dispersa	$L_k$	1.2	...	0.96	$\mu H$
Induttanza filtro di uscita	$L_o$	122.9	...	26.2	$\mu H$
Capacità filtro di uscita	$C_o$	13.5	...	1.9	$\mu F$
Resistenza eq. di carico	$R_o$	6.4	...	6.4	$\Omega$
Energia capacitiva ZVS	$E_{C,min}$	2	...	2	mJ
	$E_{C,max}$	2.5	...	2.5	mJ
Energia induttiva ZVS	$E_{L,max}$	10	...	10	mJ
	$E_{L,min}$	2	...	2	mJ
Dead time ZVS	$\delta_t$	139	...	123	ns
Resistenza eq. di carico limite ZVS	$R_o$	12.8	...	12.8	$\Omega$
Ampiezza corrente primaria $t_2$	$I_{p,2}$	155	...	165	A
Ampiezza corrente primaria $t_4$	$I_{p,4}$	130	...	147	A
Ampiezza corrente primaria $t_4$ critica	$I_{p,4} (crit)$	58	...	65	A

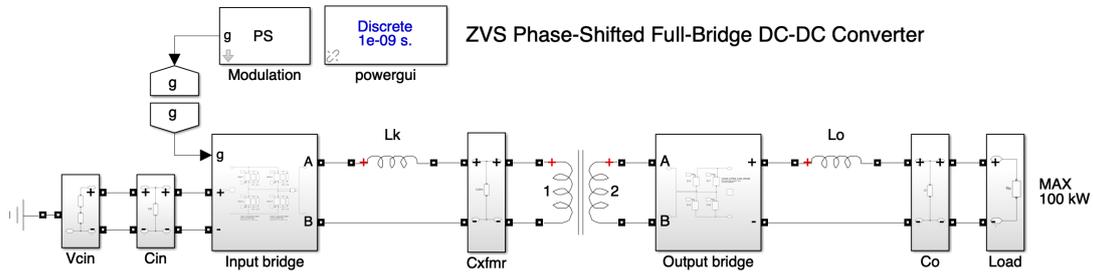
Tabella 3.5: Risultati delle iterazioni del codice MATLAB per il dimensionamento del PSFB nelle WCs.

- Se l'induttanza dispersa è troppo grande: aumentare il valore di  $V_s$  nello step (2) oppure ridurre il range di ZVS nello step (6).

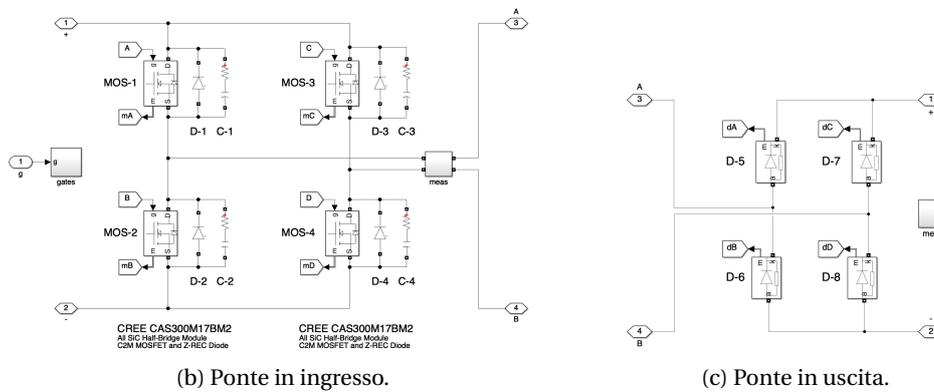
Gli steps appena descritti sono stati implementati in uno script Matlab, riportato in *Appendice A*, per velocizzare la procedura di calcolo. Sotto le semplificazioni di trascurare le cadute di tensione del circuito e il contributo dell'induttanza di magnetizzazione, e inserendo le condizioni di WCs, dopo cinque iterazioni si è ottenuta una buona corrispondenza tra design e specifiche. I risultati della prima e ultima iterazione, e quindi i parametri del dimensionamento finale del PSFB, sono riportati in Tab. 3.5.

Si fa notare che lo stadio di conversione ac-dc a ponte intero in uscita, cioè il raddrizzatore a doppia semionda, raddoppia la frequenza di uscita  $f_o$  rispetto a quella di commutazione o, equivalentemente, di forma d'onda ac. I benefici si manifestano con una ulteriore riduzione della capacità e dell'induttanza di filtro.

L'energia induttiva disponibile per le ZVSs può variare da un massimo di 10 mJ a pieno carico a un minimo di 2 mJ a mezzo carico. L'energia capacitiva da compensare per avere ZVSs può crescere da 2 mJ alla tensione di ingresso minima a 2.5 mJ alla tensione massima di ingresso. Per quello che si evince dal design ottenuto, la peggiore condizione di conseguimento ZVS



(a) Modello Matlab Simulink SimPowerSystems del PSFB.



(b) Ponte in ingresso.

(c) Ponte in uscita.

Figura 3.22: Modello Matlab Simulink SimPowerSystems del PSFB.

avviene a mezzo carico e tensione massima di ingresso. Questa ed altre condizioni operative saranno analizzate nel successivo *Paragrafo*.

### 3.4.4 Modello MATLAB Simulink SimPowerSystems del PSFB

Il comportamento del PSFB viene verificato in ambiente MATLAB Simulink attraverso il block-set SimPowerSystems. Il modello è presentato in Fig. 3.22a insieme al contenuto dei vari subsystems (Fig. 3.22b e 3.22c).

La capacità del condensatore in ingresso, cioè il DC-link del PSFB, dipende da caratteristiche del circuito di alimentazione e viene fornita come dato di progetto,  $C_{in} = 160 \mu\text{F}$ . Essa è ottenuta come parallelo di quattro condensatori in film polipropilene ICARLNK – P2X – 40 – 145.

Ciascun power module (gamba di inverter) del ponte in ingresso è modellizzato con due blocchi, superiore e inferiore, di interruttori MOSFETs comprensivi di body-diode, e con ulteriori diodi in antiparallelo per la conduzione di grandi correnti. Questo comporta trascurare il parallelo dei singoli dies che compongono il modulo. Per non complicare lo schema di comando, la fase di ricircolo attivo sarà realizzata dai diodi in antiparallelo, diversamente da

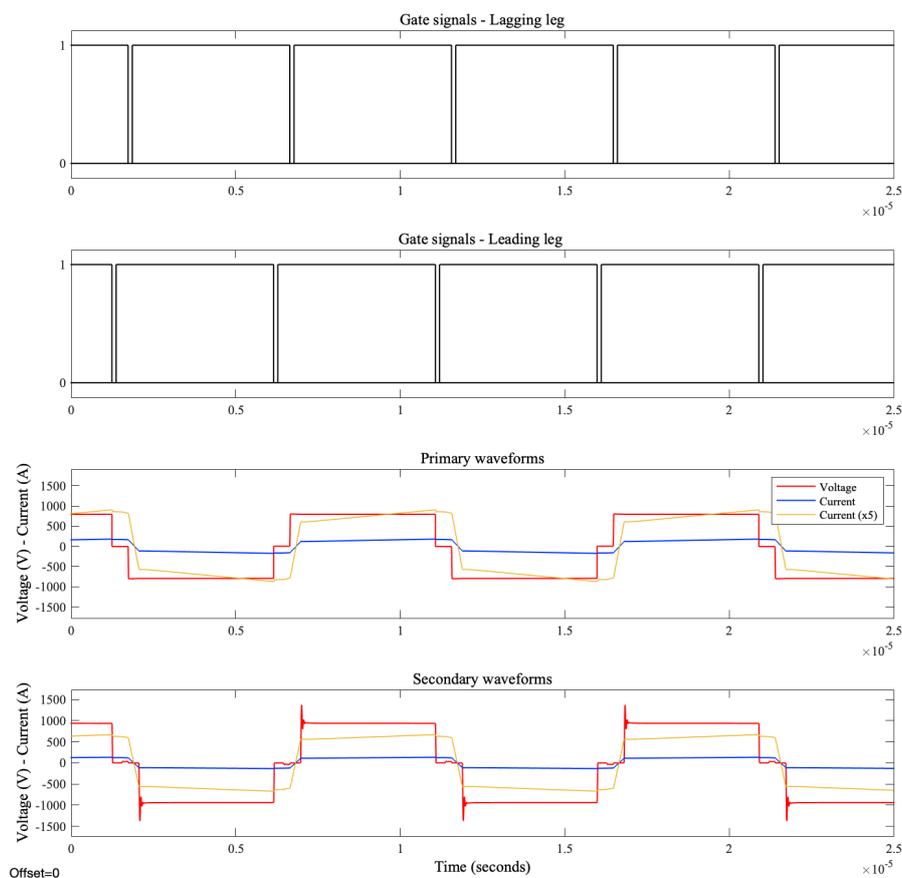


Figura 3.23: Forme d'onda di tensione e corrente al primario a secondario del trasformatore.

quanto indicato nel Par. 3.1.2 in cui si prevede un funzionamento da synchronous rectifier dei MOSFETs nell'intervallo  $t_3 \div t_4$ .

Per la modellizzazione del rettificatore di uscita a ponte intero si utilizza un modello generale del diodo con resistenza e caduta di conduzione di  $R_{D,on} = 5.3 \text{ m}\Omega$  e  $V_F = 1.4$  a  $I_F = 125 \text{ A}$ , rispettivamente.

La prima simulazione viene condotta con i dati di worst case di tensione minima in ingresso e carico massimo,  $V_{Cin,min} = 800 \text{ V}$ ,  $P_{o,max} = 100 \text{ kW}$ , utilizzando un modo differenziale comandato pari a  $M_{d,max} = 0.9$ .

Come si osserva dalla Fig. 3.23, a regime di funzionamento le forme d'onda delle tensioni al primario e secondario sono direttamente confrontabili con quelle derivanti dall'analisi circuitale. La perdita di modo differenziale medio è visibile dalla loro sovrapposizione.

Durante le fasi di crescita del modulo della tensione istantanea al secondario del trasformatore ha luogo un transitorio di carattere oscillante. Come mostrato in Fig. 3.24, tale variazione si trasmette sul fronte di salita della tensione in uscita dal ponte rettificatore ed è dovuta alla risonanza della capacità parassita del trasformatore, combinata con quella di giunzione dei diodi, e della induttanza dispersa. La sovratensione produce un picco di tensione di circa

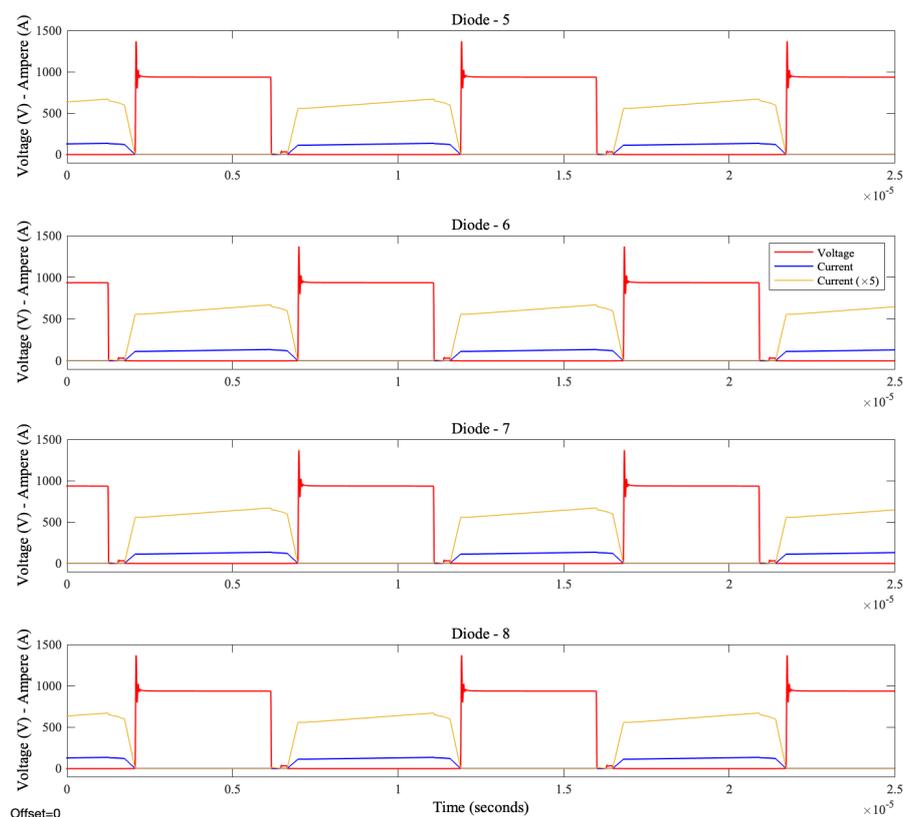


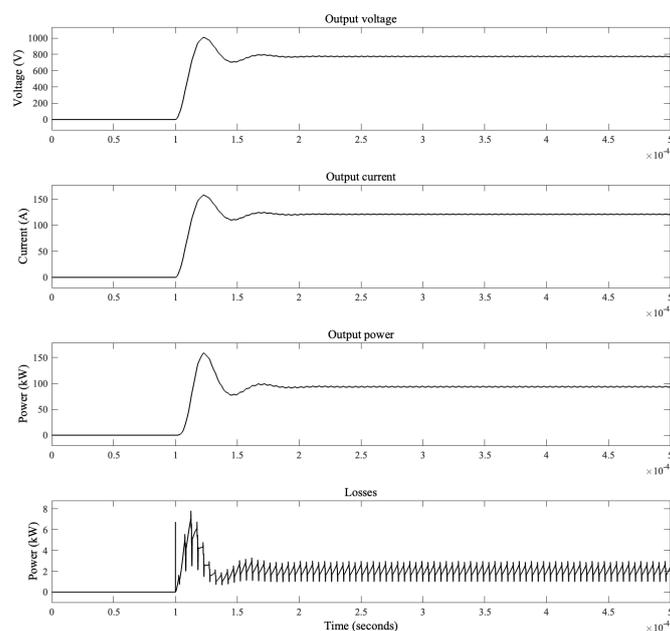
Figura 3.24: Forme d'onda di tensione e corrente sul ponte rettificatore.

1450V, ovvero il 145% dell'ampiezza nominale della forma d'onda di tensione al secondario. Eventi di questo tipo obbligano a prendere marginature importanti sui componenti del rettificatore e/o alla necessità di uno snubber in parallelo che inevitabilmente riduce l'efficienza globale.

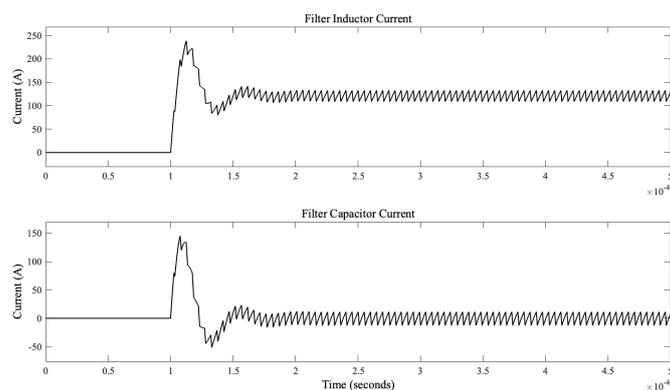
A regime, il picco di corrente al primario raggiunto in simulazione è di 178A, contro i 165A calcolati. Tale differenza risiede nell'aver dimensionato il PSFB trascurando le cadute di tensione del circuito, ovvero le cadute sui semiconduttori e sugli elementi longitudinali, come l'induttanza dispersa.

Tali cadute si ripercuotono anche sul valore di tensione regolato in uscita, e dunque sulla potenza trasmessa al carico che, come mostrato dalla Fig. 3.25, si scosta dal valore di progetto dei 100kW per un termine direttamente proporzionale ad esse. Dal punto di vista energetico, le perdite sono calcolate con misure dirette sui semiconduttori del circuito, MOSFETs e diodi.

Per verificare la rispondenza del dimensionamento agli obiettivi proposti di commutazioni risonanti idealmente lossless (ZVS), si confronta il caso appena esposto con una seconda simulazione al 40% del carico e a parità delle restanti condizioni. Si fa notare che quest'ultima situazione di carico considerata corrisponde a valori di corrente inferiori al limite di ZVS per cui si è dimensionato il PSFB, ed è dunque lecito aspettarsi un ritorno comportamentale alle hard-switchings. I particolari delle forme d'onda nei due casi di carico sono osservabili dalla



(a) (dall'alto) tensione, corrente, e potenza di uscita, potenza dissipata dai componenti a semiconduttore.



(b) (dall'alto) correnti nell'induttanza e nella capacità del filtro di uscita.

Figura 3.25: Risposta al gradino di ampiezza 800V della tensione regolata  $V_o$ .

Fig. 3.26.

- A pieno carico, il dead-time impostato e l'ampiezza di corrente al primario sono sufficienti per scaricare in tempo la capacità parassita del MOSFET (e a caricare quella del suo complementare sulla gamba) e dunque a portare la tensione a zero prima che esso inizi a condurre corrente. Durante il lasso di tempo rimanente al turn-on comandato del MOSFET, la corrente è di entità tale da continuare a bypassarlo attraverso il diodo in antiparallelo. Nell'istante di turn-on il MOSFET può chiudere con una tensione nulla

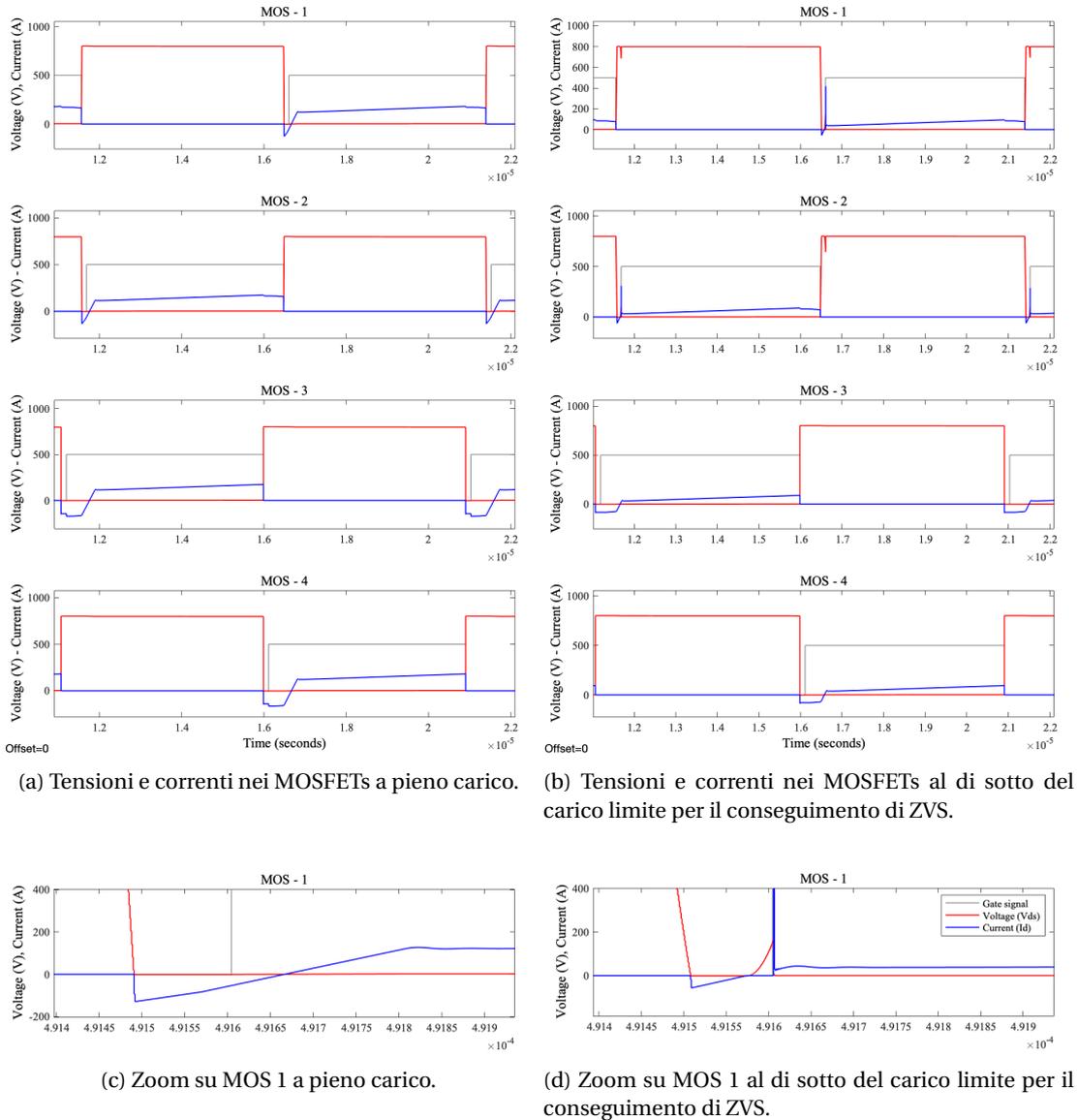


Figura 3.26: Verifica di soft-switchings.

ai suoi capi ed attendere che la corrente fluisca senza discontinuità dal diodo in anti-parallelo al canale di conduzione. La commutazione avviene in modo soft e idealmente lossless. Questa situazione vale per tutti gli interruttori ed è espressa dalla Fig. 3.26a e 3.26c.

- Al di sotto del limite range di ZVS dimensionato e nella lagging leg, *i.e.*  $MOS_1$  e  $MOS_2$ , il dead-time impostato e l'ampiezza di corrente al primario sono sufficienti per scaricare in tempo la capacità parassita del MOSFET (e a caricare quella del suo complementare

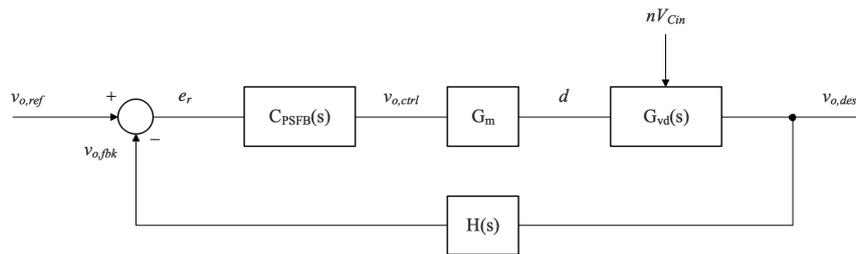


Figura 3.27: Anello della tensione regolata.

sulla gamba) e dunque a portare la tensione a zero prima che esso inizi a condurre corrente. Tuttavia, durante il lasso di tempo rimanente al turn-on comandato del MOSFET, la corrente non è di entità tale da continuare a bypassarlo attraverso il diodo in antiparallelo, e si annulla prima della sua accensione. Come conseguenza, la corrente ricarica la capacità parassita e il MOSFET riprende tensione. Nell'istante di turn-on il MOSFET chiude con una tensione non nulla ai suoi capi e sulla corrente del canale si verifica una discontinuità importante. La commutazione sulla lagging leg avviene in modo hard, dunque con perdite e con variazioni elevate causa di EMI. Al contrario, sulla leading leg, *i.e.*  $MOS_3$  e  $MOS_4$ , la tensione rimane nulla e la corrente inizia a circolare nel canale di conduzione dopo l'accensione del MOSFET. La commutazione sulla leading leg avviene in modo soft e idealmente lossless. Questa situazione è espressa dalle Fig. 3.26b e 3.26d.

## 3.5 Sintesi del controllore del PSFB

La Fig. 3.25 evidenzia le caratteristiche in transitorio del sistema costituito dal PSFB e dal modulatore di phase-shift, ovvero di quella che in termini controllistici viene definita *catena diretta*. Al fine di soddisfare specifiche di precisione, risposta dinamica e di stabilità si procede a chiudere una retroazione negativa della tensione di uscita. L'obiettivo di questo *Paragrafo* sarà sintetizzare le caratteristiche del controllore dell'anello di tensione regolata  $V_o$  (Fig. 3.27). Si tiene far presente che quest'ultimo costituisce solo l'anello esterno al reale sistema di controllo, il quale dovrà prevedere anche un anello interno di corrente con caratteristiche di risposta dinamica superiori.

### 3.5.1 Specifiche nel dominio della variabile di Laplace e della frequenza

Mentre la comprensione delle qualità comportamentali del sistema avviene in maniera naturale e intuitiva nel dominio del tempo, i metodi di analisi e sintesi dei controllori operano nel dominio della variabile di Laplace e in quello della frequenza.

Si assume un errore relativo nullo a regime per un riferimento a gradino della tensione regolata, una frequenza di crossover pari a 10kHz e infine un margine di fase uguale o superiore a  $60^\circ$ . Le specifiche sono riassunte in Tab. 3.6 e necessitano di controverifica nel dominio del tempo al termine della sintesi del controllore.

Specifica	Simbolo	Valore	Unità	Commento
Err. relativo a regime	$e_\infty$	0	V	ingresso $\delta_{-1}(t)$
Frequenza di crossover	$f_c$	10	kHz	
Pulsazione di crossover	$\omega_c$	62832	rad s <sup>-1</sup>	
Margine di fase	$m_\varphi$	$\geq 60$	deg	

Tabella 3.6: Specifiche dell'anello di tensione regolata del PSFB.

### 3.5.2 Progetto del controllore dell'anello di tensione regolata

La funzione di trasferimento duty-to-output del PSFB è espressa dalle 3.41, mentre quella del modulatore phase-shift dalla 3.42b.

Quest'ultima ha la forma di un guadagno statico. Il suo valore deve essere tale da scalare la grandezza controllata  $v_{ctrl}$  in segnali modulanti compresi nel range [0,1]. Si sceglie pertanto  $V_{pk} = 900V$ .

Sostituendo i parametri del design del PSFB in 3.41 e moltiplicando per la 3.42b, si ottiene la funzione di trasferimento numerica control-to-output, ovvero la catena diretta del sistema nel dominio della variabile di Laplace.

$$G_{vc}(s) = G_m G_{vd}(s) = \frac{2.143 \cdot 10^{13}}{(s + 3.368 \cdot 10^9)(s + 5964)} \quad (3.66)$$

$G_{vc}(s)$  possiede due poli a parte reale negativa,  $p_1 = -3.368 \cdot 10^9$  e  $p_2 = -5964$ , frequenza naturale  $f_n = 767$  kHz, e fattore di smorzamento  $\xi = 376$ .

La condizione di trasduttore algebrico può ritenersi valida per un ampio range di frequenze. Dunque, volendo trascurare la dinamica, la sua funzione di trasferimento coincide con un semplice guadagno in retroazione. Scegliendo un guadagno unitario, il feedback viene confrontato direttamente con il riferimento senza scaling delle grandezze.

$$H(s) = H = \frac{1}{k_d} = 1 \quad (3.67)$$

Osservando la 3.66 e dato l'ingresso a gradino

$$v_{o,ref}(t) = 800 \delta_{-1}(t) V \quad (3.68)$$

per avere errore nullo a regime occorre un controllore con almeno un polo nell'origine. La struttura minima richiesta per il controllore è

$$C_{PSFB,0}(s) = \frac{k_c}{s} \quad (3.69)$$

con  $k_c$  non vincolato da specifiche di precisione a regime. Per raggiungere le specifiche di risposta dinamica si analizza la funzione di trasferimento ad anello aperto di primo tentativo nel dominio della frequenza sulla carta di Nichols (Fig. 3.28).

$$F_0(s) = C_{PSFB,0}(s) G_{vc}(s) H = \frac{k_c 2.143 \cdot 10^{13}}{s(s + 3.368 \cdot 10^9)(s + 5964)} \quad (3.70)$$

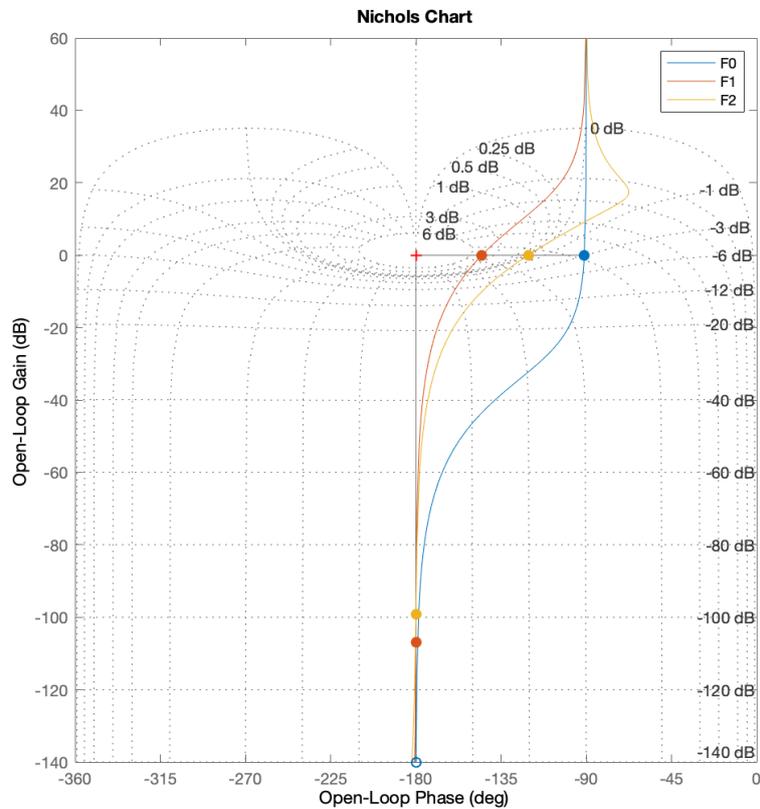


Figura 3.28: Diagrammi di Nichols delle funzioni di trasferimento ad anello aperto  $F(s)$ .

Come osservato in dalla Fig. 3.28, si richiede una amplificazione di  $\Delta m_{dB} = 64.5321$  dB e un anticipo di fase pari a  $\Delta\varphi = 49.25^\circ$  in corrispondenza della pulsazione di crossover fornita da specifica. Occorre pertanto correggere la risposta armonica progettando una rete amplificatrice-anticipatrice.

Tuttavia, le reti correttive possiedono dei limiti di guadagno e variazione di fase stabiliti. Volendo utilizzare una singola rete è opportuno introdurre un guadagno statico in anello aperto, cioè nel controllore, positivo e maggiore dell'unità. Questa modifica comporta una traslazione rigida verso l'alto della  $F(s)$ , vantaggi di precisione a regime, e un miglioramento generale della risposta dinamica. D'altro canto, se non definita opportunamente, essa potrebbe andare ad intaccare l'asintotica stabilità del sistema. Per tale ragione, si studia previamente il tipo di stabilità a ciclo chiuso con il diagramma di Nyquist.

Essendo il sistema di tipo  $j = 1$ , il diagramma di Nyquist si chiude all'infinito. Poichè il numero di circondamenti del punto critico è uguale al numero di poli a parte reale positiva di  $F(s)$ ,  $N_{1+F} = P_p = 0$ , il criterio di Nyquist è verificato e il sistema di controllo risulta asintoticamente stabile. Le curve del diagramma intersecano una sola volta il semiasse reale negativo e

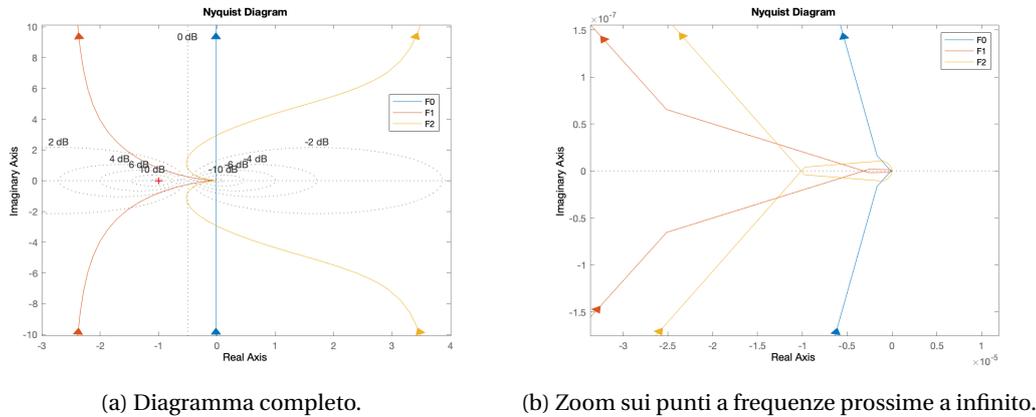


Figura 3.29: Diagrammi di Nyquist di  $F(s)$  per lo studio della stabilità a ciclo chiuso.

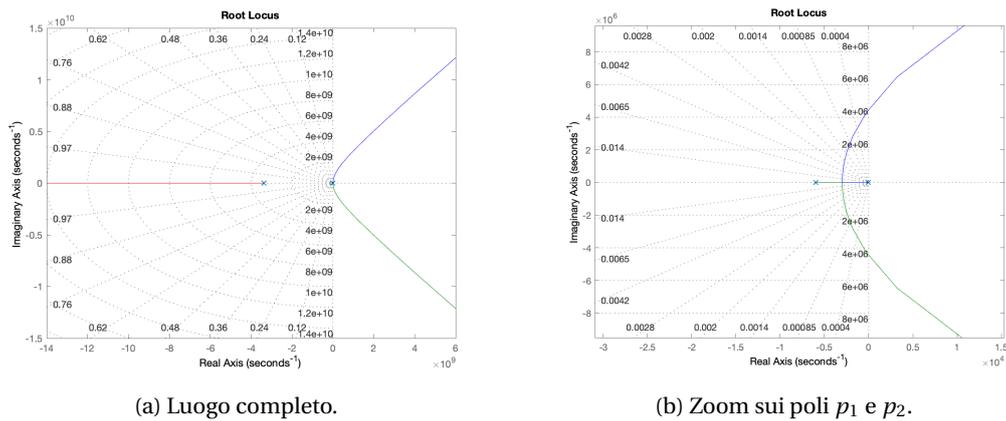


Figura 3.30: Luogo delle radici della funzione di trasferimento a ciclo chiuso  $W(s)$ .

questo implica una stabilità di tipo *regolare*. Pertanto, il sistema a ciclo chiuso risulta stabile per valori positivi del guadagno di anello aperto limitati superiormente. Il reciproco cambiato di segno della coordinata di intersezione con il semiasse reale negativo fornisce il valore del guadagno critico superiore  $k_{crit} = 33.96 \cdot 10^6$ , oltre il quale i poli a ciclo chiuso si spostano nel semipiano positivo.

$$1 \leq k_c \leq k_{crit} = 33.69 \cdot 10^6 \quad (3.71)$$

Questa situazione, insieme al computo del valore critico del guadagno in anello aperto, è osservabile anche dal diagramma del luogo delle radici in Fig. 3.30.

Analizzando l'amplificazione richiesta, i limiti delle reti corretttrici e la relazione 3.71, si sceglie un guadagno statico del controllore uguale a  $k_c = 13908.2$ . Si ottiene una nuova forma della funzione di trasferimento ad anello aperto.

$$F_1(s) = C_{\text{PSFB},1}(s) G_{\text{vc}}(s) H = \frac{3.0123 \cdot 10^{17}}{s(s + 3.368 \cdot 10^9)(s + 5964)} \quad (3.72)$$

Il nuovo termine di amplificazione richiesta è  $\Delta m_{\text{dB}} = 21.0103$  dB. L'anticipo di fase da ottenere non risulta variato in quanto si è operata soltanto una variazione del guadagno statico. La rete corretttrice viene sintetizzata nel dominio della frequenza e possiede la seguente forma

$$R(j\omega) = \frac{1 + j\omega\tau}{1 + j\alpha\omega\tau} \quad (3.73)$$

Con l'ausilio di abachi per la sintesi delle reti corretttrici, si determinano alla pulsazione di crossover voluta, *i.e.*  $\omega_c = 62832 \text{ rad s}^{-1}$ , i parametri  $\alpha = 0.0541$  e  $\tau = 4.4882 \cdot 10^{-4}$ .

Nel seguito, si riepilogano le funzioni di trasferimento finali del sistema di controllo: rete corretttrice, controllore, ciclo aperto, e ciclo chiuso.

$$R(s) = \frac{4.488 \cdot 10^{-4} s + 1}{2.426 \cdot 10^{-5} s + 1} \quad (3.74a)$$

$$C_{\text{PSFB},2} = \frac{k_c}{s} R(s) = 2.6008 \cdot 10^5 \frac{s + 2228}{s(s + 4.122 \cdot 10^4)} \quad (3.74b)$$

$$F_2(s) = C_{\text{PSFB},2}(s) G_{\text{vc}}(s) H = 5.5728 \cdot 10^{18} \frac{s + 2228}{s(s + 4.122 \cdot 10^4)(s + 5964)(s + 3.368 \cdot 10^9)} \quad (3.74c)$$

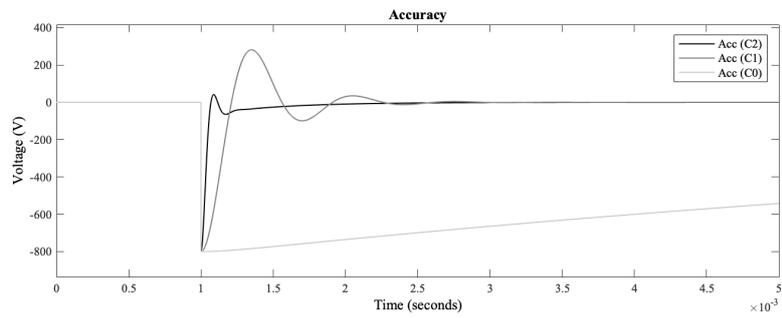
$$W_2(s) = \frac{C_{\text{PSFB},2}(s) G_{\text{vc}}(s)}{1 + F_2(s)} = 5.5728 \cdot 10^{18} \frac{s + 2228}{(s + 3.368 \cdot 10^9)(s + 2039)(s^2 + 4.514 \cdot 10^4 s + 1.808 \cdot 10^9)} \quad (3.74d)$$

### 3.5.3 Verifica delle prestazioni nel dominio del tempo

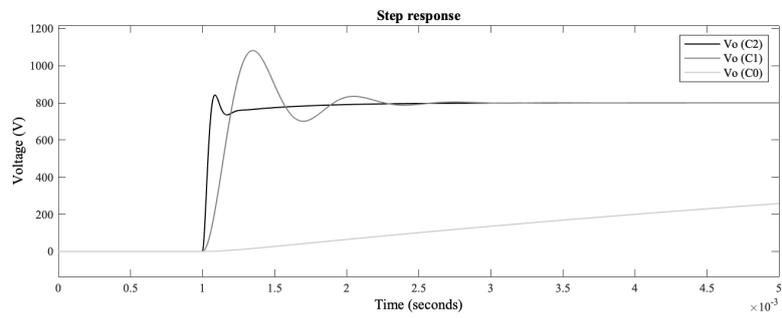
Si verificano adesso le prestazioni nel dominio del tempo del sistema di controllo progettato. La simulazione viene condotta implementando le funzioni di trasferimento in ambiente Matlab Simulink. A titolo di confronto sono simulate le risposte dei sistemi: con controllori parziali  $C_{\text{PSFB},0}$  e  $C_{\text{PSFB},1}$ , e con controllore definitivo  $C_{\text{PSFB},2}$ .

Osservando le Fig. 3.31a e 3.31b: in tutti i casi il sistema a ciclo chiuso esibisce un comportamento di tipo  $j = 1$  a fronte un ingresso a gradino di tensione pari a 800V, ovvero con errore relativo nullo a regime. Nello specifico, la sola azione integrativa  $C_{\text{PSFB},0}$  è sufficiente ad ottenere errore nullo a regime, ma in tempi molto lunghi, il diagramma viene troncato per esigenze grafiche; introducendo un guadagno statico di anello aperto in  $C_{\text{PSFB},1}$ , l'accuratezza è risolta in tempi brevi ma il transitorio presenta una sovralongazione eccessiva; la rete corretttrice aggiunta in  $C_{\text{PSFB},2}$  permette un miglioramento generale della risposta dinamica che risolve il problema della sovratensione portandola ad un valore contenuto.

In conclusione, per il sistema a ciclo chiuso definitivo si determinano: sovralongazione del 5% rispetto al valore di regime, prontezza misurata con un tempo di salita all'emivalore di  $33 \mu\text{s}$ , e tempo di assestamento valutato con una tolleranza del  $\pm 5\%$  del termine di regime pari a 2 ms.



(a) Accuratezza.



(b) Tensione regolata desiderata.

Figura 3.31: Risposta dell'anello di tensione regolata ad un ingresso a gradino di 800V.



## Capitolo 4

# Convertitore Input-Series – Output-Parallel

Sebbene la tecnologia a carburo di silicio preveda di ampliare ulteriormente gli orizzonti della conversione statica, tuttora essa presenta range di affidabilità insufficienti a soddisfare obiettivi di conversione in alta potenza con strutture semplici. Le connessioni serie-parallelo di intere topologie circuitali costituiscono l'unica alternativa valida ed efficace per estendere i limiti di tensione e corrente delle singole. L'impiego di simili architetture trasla il problema sulla stabilità delle connessioni, ovvero sulla equa ripartizione delle grandezze condivise.

### 4.1 Dimensionamento

Dal punto di vista prettamente elettrotecnico, una precisa combinazione di collegamenti in serie e/o parallelo di singoli componenti a range applicativi vincolati può servire al raggiungimento di specifiche proprietà di sostentamento della tensione e di conduzione della corrente. Nel Par. 2.4 si è discusso circa le problematiche e le difficoltà di risoluzione delle connessioni serie-parallelo di singoli interruttori di potenza a semiconduttore. Diversamente, tale pratica meglio si applica ad intere strutture di conversione, dove le cause di disallineamento possono essere efficacemente compensate con un accurato controllo del sistema.

Per merito delle caratteristiche anzitempo citate nel Cap. 3, il Phase-Shifted Full-Bridge ZVS può annoverarsi a pieno titolo come topologia ripetibile di architetture serie-parallelo nello scenario applicativo della conversione dc-dc in media tensione ed alta potenza. Ad esso si farà riferimento con il termine di *modulo del sistema*, senza che sia confuso con i *moduli di potenza* che costituiscono i suoi ponti.

#### 4.1.1 Specifiche

Le specifiche esatte del case study sono protette da segreto aziendale. Questo non vieta tuttavia di portare a termine una analisi volta a dimostrare la fattibilità del progetto, nonché l'adeguatezza strutturale e componentistica, utilizzando valori con carattere di riferimento piuttosto che nel senso stretto di specifica progettuale.

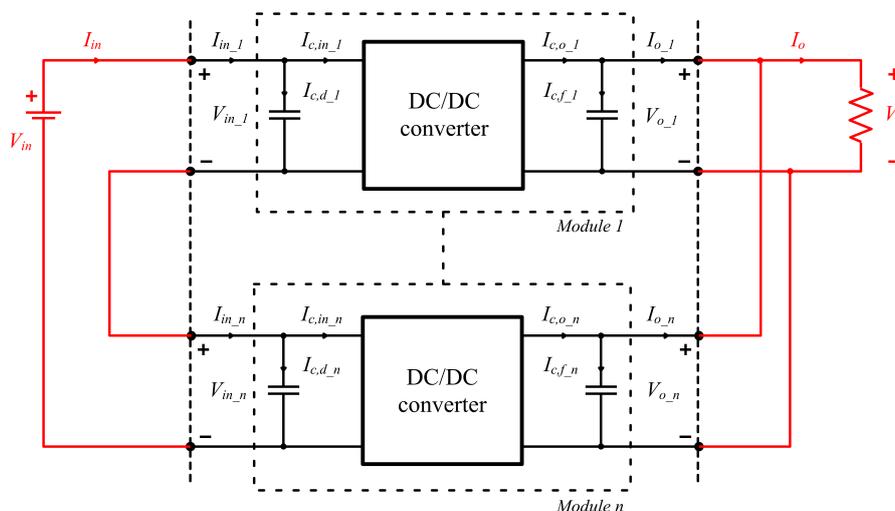


Figura 4.1: Schema del sistema di conversione Input-Series-Output-Parallel.

Come riferimento della tensione portata a bordo del pod dal sistema di pickup (Par. 1.3.2) si assume un valore dc variabile nel range  $6.0 \div 6.8$  kV. Sul lato dc-bus del pod, si idealizzano circa 3 MW di potenza massima che il sistema di conversione sarà tenuto ad erogare ai sistemi di bordo.

#### 4.1.2 Struttura e parametri

Tra tutte le architetture serie-parallelo descritte nel Par. 2.4, la combinazione Input-Series-Output-Parallel (ISOP) di moduli PSFB è quella che meglio si adatta al problema studiato. Come mostrato in Fig. 4.1, la connessione serie in ingresso permette di partizionare sui singoli moduli elevate tensioni di alimentazione, mentre il collegamento in parallelo dei terminali di uscita moltiplica la corrente erogata e, dunque, la potenza.

Considerando il dimensionamento del PSFB a moduli SiC *CREE CAS300M17BM2* realizzato nel Par. 3.4.1, la massima tensione ammissibile in SOA è pari a 900 kV. La matematica suggerisce l'impiego di  $m = 8$  moduli PSFB, la cui connessione in serie all'ingresso permette complessivamente di sostenere una tensione massima di 7.2 kV. Poiché ciascun modulo eroga circa 100 kW a meno delle perdite, la potenza totale in uscita dall'ISOP si ottiene banalmente dalla moltiplicazione per il numero di collegamenti in parallelo all'uscita, la quale fornisce come risultato 800 kW. Dal punto di vista ingegneristico, incrementare il numero di moduli PSFB per raggiungere potenze superiori implica ridurre lo sfruttamento della componentistica scelta, ed aggrava i problemi di bilanciamento delle grandezze. Per raggiungere i 3 MW richiesti è dunque preferibile un sistema costituito da quattro convertitori ISOP in parallelo, per un totale di 3.2 MW.

Le soft-switchings sui singoli PSFB permettono una frequenza di commutazione di 102 kHz. La struttura del ponte di uscita raddoppia la frequenza a 204 kHz. Questo limite può essere

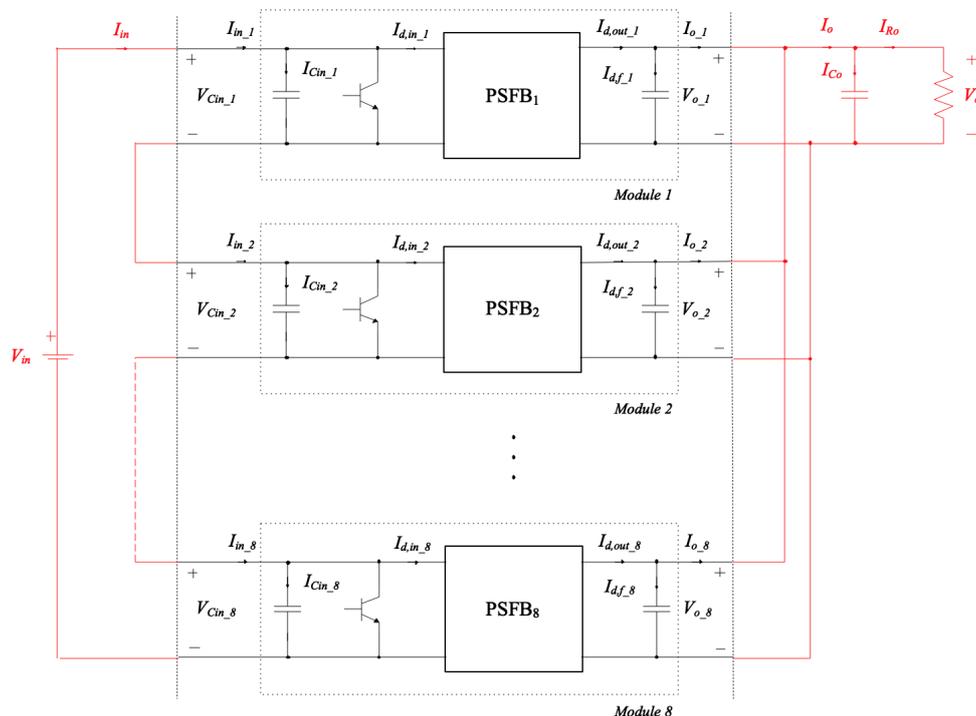


Figura 4.2: Schema del sistema di conversione Input-Series-Output-Parallel proposto per TransPod Hyperloop.

ulteriormente elevato operando i PSFB in interleaving. Un perfetto interleaving degli otto moduli PSFB conduce ad una frequenza di uscita dell'ordine del megahertz.

La condivisione delle tensioni in uscita dai singoli PSFB acconsente l'utilizzo di un solo condensatore per soddisfare le esigenze di filtraggio, cioè di ripple della tensione di uscita. L'interleaving dei moduli PSFB genera una frequenza  $m$ -volte superiore a quella del singolo e ciò comporta un valore di capacità risultante di filtro  $m$ -volte inferiore. Una minima capacità sui terminali di uscita di ciascun modulo è comunque necessaria per mantenere le singole tensioni.

In Fig. 4.2 viene mostrato lo schema circuitale di uno dei quattro convertitori ISOP a PSFB proposto come soluzione per TransPod Hyperloop.

### 4.1.3 Densità di potenza

In parallelo a questo lavoro di tesi viene studiato il design avanzato della struttura, dal quale vengono ricavate informazioni sulla densità di potenza prevista. In Tab. 4.1 si contano i componenti della struttura ISOP, associando dati o stime di peso.

Assumendo un incremento del 20% per il sistema di raffreddamento, il peso complessivo del convertitore ISOP è stimato con buona approssimazione a kg, per un totale di kg dell'intero convertitore di bordo di TransPod Hyperloop. La densità di potenza gravimetrica è di  $16.92 \text{ kW kg}^{-1}$ .

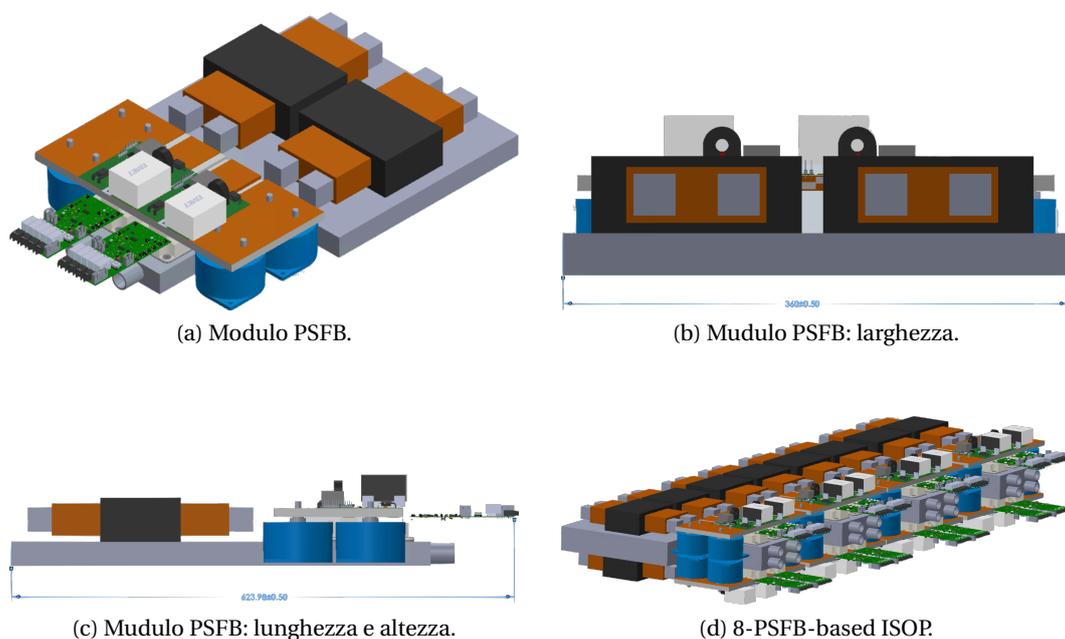


Figura 4.3: CAD 3D del modulo PSFB e del convertitore ISOP.

Componenti	PSFB		ISOP		Unità	Commento
	no.	Peso	no.	Peso		
Power modules	2	0.6	16	4.8	kg	CREE CAS300M17BM2
Diodi	4	0.06	32	0.48	kg	Stadio ac-dc full-bridge
Trasformatori	1	1.8	8	14.1	kg	$1 \times 100\text{kW} = 2 \times 50\text{kW}$
Condensatori	4	1.8	32	14.8	kg	DC-link ICAR-LNK-P2X-40-145
	1	0.45*	8	3.6*	kg	Filtro di uscita
Induttori	1	1.2*	8	9.6*	kg	Filtro di uscita
<b>Elementi tot.</b>	13		104		kg	
<b>Peso tot.</b>		5.91		47.28	kg	

Tabella 4.1: Conteggio e peso dei componenti per modulo PSFB e per struttura ISOP, stime asteriscate.

In Fig. 4.3 sono mostrate anteprime di CAD 3D del modulo PSFB e del convertitore ISOP concettualizzati (lo stadio ac-dc e il filtro in uscita non sono inclusi nelle rappresentazioni).

Con dimensioni  $0.9\text{m} \times 0.36\text{m} \times 0.3\text{m}$  ( $L \times W \times H$ ) l'ISOP presenta, come da specifica richiesta, un profilo piatto consono alla forma dello spazio disponibile nel vano inferiore del pod, dove è previsto il suo posizionamento. La densità di potenza volumetrica ottenuta è stimata intorno agli  $8231\text{kWm}^{-3}$ .

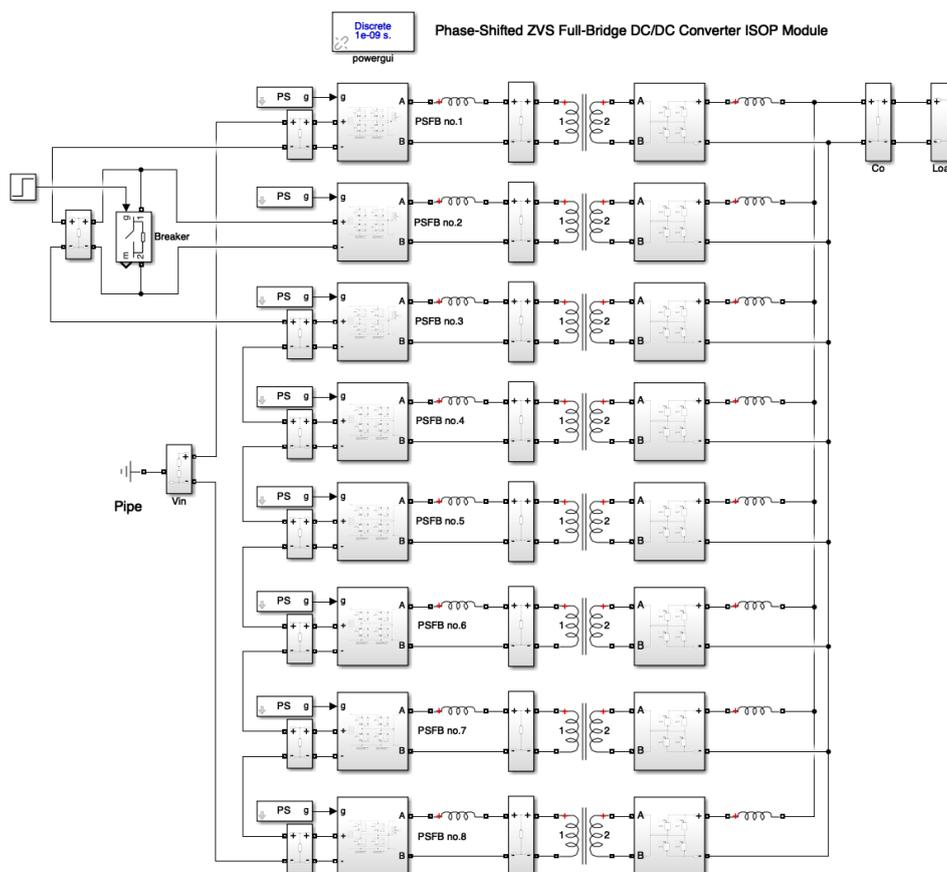


Figura 4.4: Modello MATLAB Simulink SimPowerSystems del convertitore ISOP.

#### 4.1.4 Modello MATLAB Simulink SimPowerSystems

Alla stregua di quanto fatto per il singolo modulo PSFB, si realizza un modello MATLAB Simulink per verificare la prestazione e le forme d'onda del convertitore ISOP (Fig. 4.4). Per ottenere il funzionamento in interleaving degli  $m$  moduli, ciascun treno di impulsi di gate è sfasato di un angolo  $\psi = \pi/m$  in ritardo sul modulo che lo precede e in anticipo su quello che lo segue. I parametri dei PSFB coincidono con quelli definiti nel Par. 3.4.3 in Tab. 3.5 alla colonna  $k = 5$ , fatta eccezione per la capacità del filtro di uscita, la quale, per effetto dell'incremento della frequenza di uscita in operazione interleaving, è ricalcolata come segue

$$C_{o,ISOP} = \frac{C_{o,PSFB}}{m} = 240 \text{ nF} \quad (4.1)$$

Per ottenere il funzionamento in interleaving degli  $m$  moduli, ciascun treno di impulsi di gate è sfasato di un angolo

$$\psi = \frac{\pi}{m} = 0.395 \text{ rad} = 22.5^\circ \quad (4.2)$$

in anticipo sul modulo che lo precede e in ritardo su quello che lo segue.

Come si osserva dalla Fig 4.5a le forme d'onda di tensione-corrente al primario e al secondario del trasformatore sono identiche a quanto visto per il singolo modulo PSFB. Dalla medesima illustrazione si apprezza lo sfasamento tra i moduli *PSFB no.1* e *PSFB no.2*.

Di particolare interesse risultano le forme d'onda di tensione-corrente dei dc-links dei singoli moduli (Fig 4.5b). A regime periodico di commutazione, la componente alternativa possiede nel complesso valor medio nullo. I ripple sono affetti da contributi in frequenza 16 volte superiori a quella di commutazione, come diretta conseguenza dei raddrizzatori a doppia semionda in uscita e del funzionamento in interleaving.

La risposta al gradino di 800V della tensione regolata dal sistema ISOP privo di controllo si presenta sufficientemente smorzata (Fig 4.6) per via dell'aumentato numero degli elementi induttivi rispetto al singolo modulo PSFB. Per concludere, la potenza di uscita corrisponde, come da dimensionamento, a 800kW a meno delle perdite.

## 4.2 Stabilità

Uno degli obiettivi a cui deve aspirare il controllo del convertitore ISOP è quello di garantire la stabilità tra i moduli costituenti. Per stabilità si intendono le proprietà di risposta del sistema a fronte di variazioni di specifiche grandezze elettriche determinate dalle connessioni.

Per il sistema ISOP si rivela necessario garantire sia l'equa ripartizione delle tensioni in ingresso, Input-Voltage-Sharing (IVS), che quella delle correnti in uscita, Output-Current-Sharing (OCS). Ciò pone dinanzi l'esigenza di definire il legame tra i duplici propositi di IVS e OCS.

Per condurre questa analisi si assumono i vari moduli PSFB identici dal punto di vista parametrico. Si focalizza l'attenzione sulle grandezze elettriche indicate nello schema della Fig. 4.2: per l'*i*-esimo modulo,  $V_{C_{in\_i}}$  e  $I_{in\_i}$  rappresentano la tensione e la corrente in ingresso, rispettivamente;  $I_{C_{in\_i}}$  e  $I_{d,f\_i}$  indicano le correnti nei condensatori in ingresso e in uscita, rispettivamente;  $I_{d,in\_i}$  e  $I_{d,out\_i}$  equivalgono alle correnti in ingresso e in uscita dal modulo epurate dalle componenti nelle capacità, rispettivamente; infine,  $V_{o\_i}$  e  $I_{o\_i}$  costituiscono la tensione e la corrente in uscita, rispettivamente.

A regime stazionario le componenti di corrente nelle capacità in parallelo sono nulle,

$$I_{C_{in\_i}}, I_{d,f\_i} = 0 \quad \text{per } i = 1, \dots, m \quad (4.3)$$

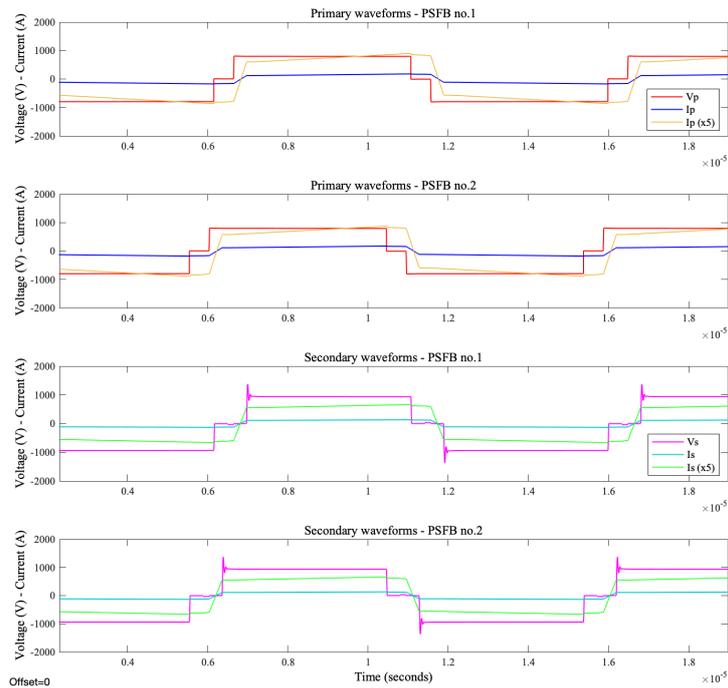
ovvero

$$I_{in\_i} = I_{d,in\_i} \quad (4.4a)$$

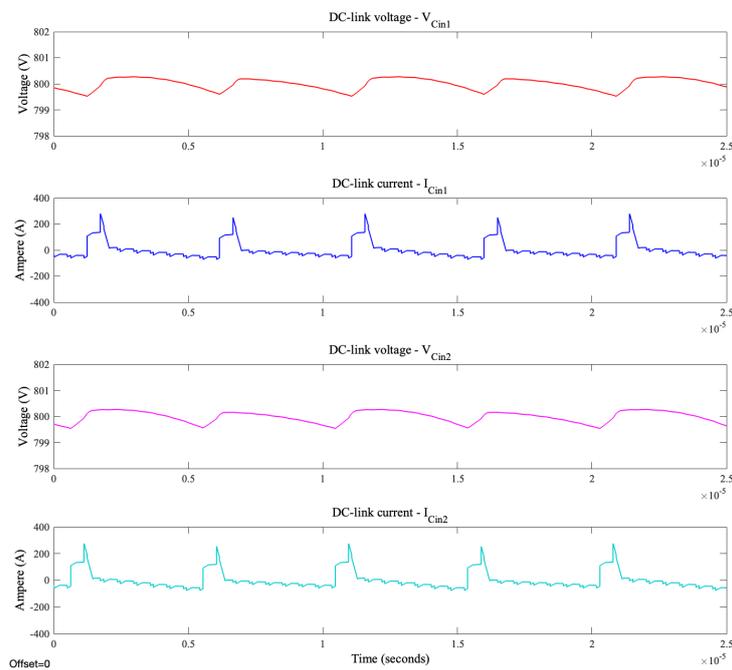
$$I_{o\_i} = I_{d,out\_i} \quad (4.4b)$$

Per la conservazione delle potenze valgono le seguenti

$$\begin{cases} V_{C_{in\_1}} I_{in\_1} \eta_1 = V_{o\_1} I_{o\_1} \\ \vdots \\ V_{C_{in\_m}} I_{in\_m} \eta_1 = V_{o\_m} I_{o\_m} \end{cases} \quad (4.5)$$



(a) Forme d'onda di tensione-corrente al primario e secondario del trasformatore nei moduli *PSFB no.1* e *PSFB no.2* del convertitore ISOP.



(b) Forme d'onda di tensione-corrente nei dc-link dei moduli *PSFB no.1* e *PSFB no.2* del convertitore ISOP.

Figura 4.5: Simulazione del modello MATLAB Simulink SimPowerSystem del convertitore ISOP.

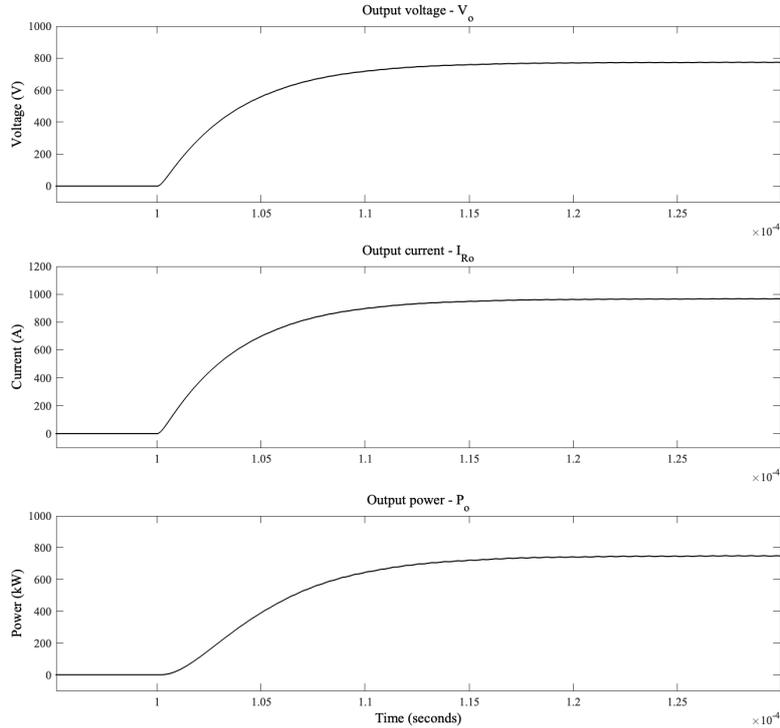


Figura 4.6: Risposta al gradino di 800V della tensione regolata dal sistema ISOP privo di controllo.

dove  $\eta_1, \dots, \eta_m$  indicano le efficienze di conversione dei singoli moduli, i cui valori possono differire tra loro a causa di variabilità nelle caratteristiche statiche dei componenti a semiconduttore che, come noto, dipendono da molteplici fattori, come ad esempio la temperatura di giunzione. Nei sistema ISOP, i singoli moduli condividono la stessa corrente in ingresso e la stessa tensione in uscita. Per la 4.5, quanto affermato equivale a scrivere

$$V_{C_{in\_1}}\eta_1 : \dots : V_{C_{in\_m}}\eta_m = I_{o\_1} : \dots : I_{o\_m} \quad (4.6)$$

Dunque, per l'architettura ISOP, se le tensioni dei moduli  $V_{C_{in\_i}}$  risultano identiche, le correnti in uscita dai moduli  $I_{o\_i}$  risulteranno approssimativamente uguali, e *vice versa*. Questo implica che se garantita la condizione di IVS, l'OCS è quasi perfettamente raggiunta, e *vice versa*. In altre parole, dal punto di vista teorico, l'equa condivisione delle grandezze elettriche può essere ottenuta puntando ad un controllo di IVS *oppure* di OCS [34, 42]. Considerazioni sulla stabilità a fronte di perturbazioni delle specifiche grandezze di interesse determinano la scelta dell'uno o dell'altro modo di operare.

Abbandonando il regime stazionario e assumendo tensione e corrente di alimentazione,  $V_{in}$  e  $I_{in}$ , tensione e corrente erogata dal sistema,  $V_o$  e  $I_o$ , costanti durante le perturbazioni, si analizza la stabilità dei controlli sul lato dell'ingresso e su quello dell'uscita del sistema.

**Input-Voltage-Sharing (IVS)** — quando la condizione di IVS è ottenuta, ciascun modulo del sistema ISOP, osservato dal lato del carico, diventa una sorgente di potenza costante dal

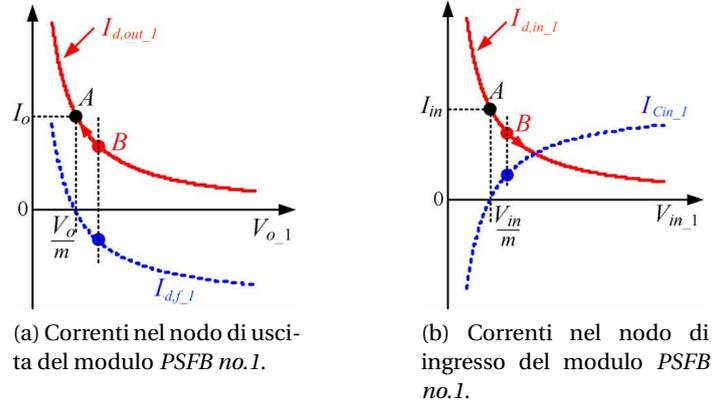


Figura 4.7: Stabilità alle perturbazioni di IVS e OCS [34].

punto di vista elettrotecnico, e le potenze assorbite dai singoli risultano uguali, cioè

$$V_{o_i} I_{d,out_i} = P_{in_i} = \text{cost} \quad \text{per } i = 1, \dots, m \quad (4.7)$$

La legge di Kirchhoff alle correnti fornisce la relazione tra le correnti sul nodo di uscita

$$I_{d,f_i} = I_{d,out_i} - I_{o_i} \quad \text{per } i = 1, \dots, m \quad (4.8)$$

Si prendono in considerazione variazioni delle tensioni in uscita dai moduli  $V_{o_i}$ , ad esempio, un innalzamento della tensione  $V_{o_1}$  del modulo *PSFB no.1* e un abbassamento della tensione  $V_{o_2}$  del modulo *PSFB no.2* (Fig. 4.7a), mentre le tensioni in uscita dei restanti moduli rimangono inalterate. Per il modulo *PSFB no.1*, le correnti  $I_{d,out_1}$  e  $I_{d,f_1}$  si modificano mentre la corrente  $I_{o_1}$  resta costante al valore  $I_o$ , secondo quanto indicato dalle relazioni 4.7 e 4.8. A partire dalla condizione di equilibrio definita dal punto *A*, quando  $V_{o_1}$  aumenta per effetto della perturbazione, il punto di funzionamento si sposta in *B*. Al punto *B*,  $V_{o_1}$  è più grande del termine di equalizzazione  $V_o/m$ , e  $I_{d,out_1}$  risulta inferiore a  $I_o$ . Dalla 4.8, la corrente nel condensatore  $I_{d,f_i}$  diventa negativa, ovvero il condensatore si scarica per sopperire alla riduzione di corrente. Come risultato, la tensione  $V_{o_1}$  tende a diminuire e a portarsi nuovamente nel punto di equilibrio iniziale *A*. Per il modulo *PSFB no.2*, quando  $V_{o_2}$  diminuisce per effetto della perturbazione,  $I_{d,out_2}$  cresce e diventa maggiore di  $I_o$ , caricando il condensatore e costringendo la tensione  $V_{o_2}$  ad alzarsi e portarsi nuovamente nel punto di equilibrio. Da quanto analizzato, una qualunque strategia di controllo volta ad ottenere IVS nel sistema ISOP risulta intrinsecamente stabile per lo schema ISOP.

**Output-Current-Sharing (OCS)** — quando la condizione di OCS è ottenuta, ciascun modulo del sistema ISOP, osservato dal lato dell'alimentazione, diventa un carico a potenza costante dal punto di vista elettrotecnico, e le potenze erogate dai singoli risultano uguali,

cioè

$$V_{C_{in\_i}} I_{in\_i} = P_{o\_i} = \text{cost} \quad \text{per } i = 1, \dots, m \quad (4.9)$$

La legge di Kirchhoff alle correnti fornisce la relazione tra le correnti sul nodo di ingresso

$$I_{C_{in\_i}} = I_{in\_i} - I_{d,in\_i} \quad \text{per } i = 1, \dots, m \quad (4.10)$$

Si prendono in considerazione variazioni delle tensioni in ingresso ai moduli  $V_{C_{in\_i}}$ , ad esempio, un innalzamento della tensione  $V_{C_{in\_1}}$  del modulo *PSFB no.1* e un abbassamento della tensione  $V_{C_{in\_2}}$  del modulo *PSFB no.2* (Fig. 4.7b), mentre le tensioni in ingresso dei restanti moduli rimangono inalterate. Per il modulo *PSFB no.1*, le correnti  $I_{C_{in\_1}}$  e  $I_{d,in\_1}$  si modificano mentre la corrente  $I_{in\_1}$  resta costante al valore  $I_{in}$ , secondo quanto indicato dalle relazioni 4.9 e 4.10. A partire dalla condizione di equilibrio definita dal punto *A*, quando  $V_{C_{in\_1}}$  aumenta per effetto della perturbazione, il punto di funzionamento si sposta in *B*. Al punto *B*,  $I_{C_{in\_1}}$  risulta inferiore a  $I_{in}$ . Dalla 4.10, la corrente nella condensatore  $I_{C_{in\_1}}$  diventa positiva, ovvero il condensatore si carica. Come risultato, la tensione  $V_{C_{in\_1}}$  riceve un feedback positivo che la porta a crescere indefinitamente e in punti sempre più lontani dall'equilibrio iniziale *A*. Per il modulo *PSFB no.2*, quando  $V_{C_{in\_2}}$  diminuisce per effetto della perturbazione,  $I_{C_{in\_2}}$  cresce e diventa maggiore di  $I_{in}$ , scaricando il condensatore e costringendo la tensione  $V_{C_{in\_2}}$  ad abbassarsi allontanandosi dal punto di equilibrio. Da quanto analizzato, una qualunque strategia di controllo volta ad ottenere OCS risulta intrinsecamente instabile per lo schema ISOP.

In conclusione, per il sistema ISOP, sintetizzare un controllo mirato al conseguimento di una qualsiasi delle due condizioni di equalizzazione, IVS o OCS, comporta l'automatico raggiungimento dell'altra. Tuttavia, dall'analisi di stabilità, solo il controllo delle tensioni in ingresso risulta intrinsecamente stabile.

### 4.3 Strategia di controllo e analisi di piccolo segnale

La condizione di IVS è definita da tensioni costanti equamente ripartite sui moduli e, pertanto, da componente dc di corrente nulla nei condensatori dei dc-links. Ne segue che le correnti in ingresso ai vari moduli risultano uguali tra loro, come anche le potenze assorbite. Se è possibile ritenere differenze parametriche trascurabili, le potenze di uscita sono identiche e dunque anche le rispettive correnti di uscita, sinonimo di OCS.

Diverse strategie di controllo del sistema ISOP sono reperibili in letteratura [38, 40, 41, 34, 42]. In [42] si propone un modello costituito da  $(m - 1)$  anelli di IVS indipendenti e uno comune di tensione regolata di uscita (OVR). Questo modello si basa sulla seguente concezione: mantenendo costante la tensione di alimentazione del sistema, la somma di tutte le perturbazioni delle tensioni in ingresso ai singoli moduli deve essere nulla.

$$\sum_{i=1}^m \Delta V_{C_{in\_i}} = 0 \quad (4.11)$$

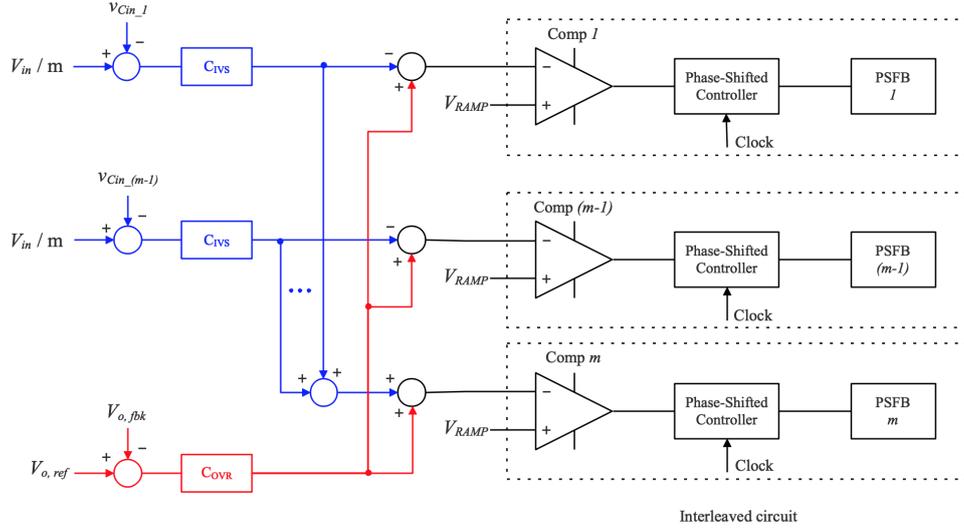


Figura 4.8: Strategia di controllo del sistema ISOP proposta in [42].

Se la tensione di uscita è regolata dall'anello OVR, quindi  $\Delta V_o = 0$ , qualunque variazione dei modi differenziali comandati non deve influenzare la tensione  $V_o$ , e la sommatoria delle variazioni delle correnti in uscita dai singoli moduli deve essere nulla.

$$\sum_{i=1}^m \Delta I_{o\_i} = 0 \quad (4.12)$$

Pertanto, le variazioni dei modi differenziali comandati, nate per contrastare le perturbazioni di tensione in ingresso ai moduli, devono soddisfare la seguente

$$\sum_{i=1}^m \Delta M_{d\_i} = 0 \quad (4.13)$$

Se la 4.14 è verificata, l'anello IVS risulta indipendente da quello OVR.

Come illustrato dallo schema a blocchi in Fig 4.8, la strategia di controllo in esame prevede un anello comune della tensione regolata  $V_o$  con controllore  $C_{OVR}$ , e  $(m - 1)$  anelli di equalizzazione delle tensioni in ingresso  $V_{Cin\_i}$  con controllori  $C_{IVS}$ . L'anello comune OVR prevede il modo differenziale comandato principale ad ogni modulo. Per i primi  $(m - 1)$  moduli, il modo differenziale comandato risultante deriva dai rispettivi anelli di IVS; per il modulo  $m$ , invece esso viene ottenuto dalla sommatoria degli  $(m - 1)$  segnali controllati dagli anelli IVS precedenti, come suggerito dalla 4.14

$$M_{d\_m} = - \sum_{i=1}^{m-1} \Delta M_{d\_i} \quad (4.14)$$

Il principio di funzionamento può essere descritto con il seguente esempio:

- quando in uno dei primi  $(m - 1)$  moduli la tensione sul dc-link diventa minore (maggiore) del valore di equalizzazione  $V_{in}/m$ , il relativo anello IVS produce in risposta un

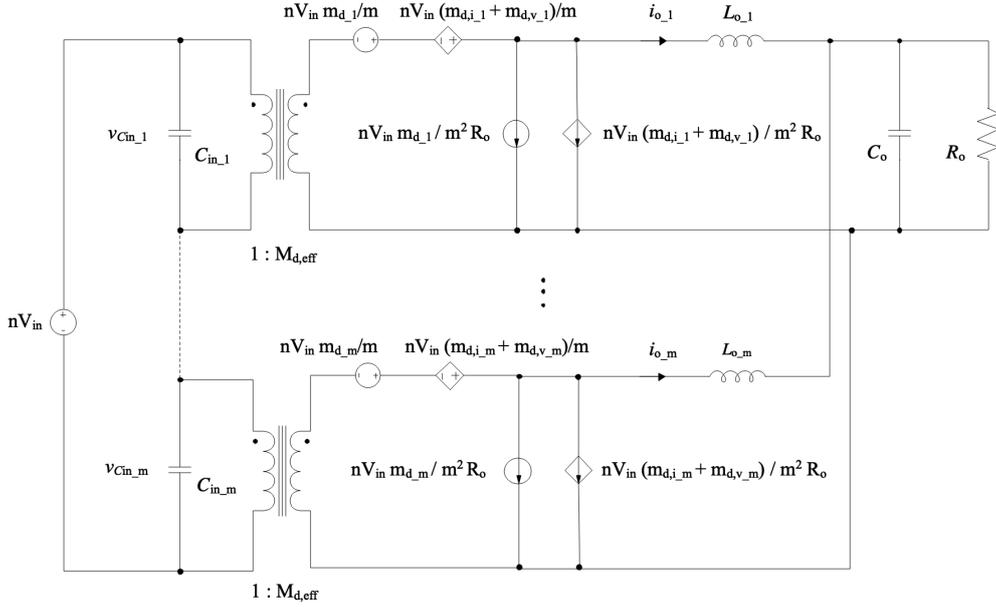


Figura 4.9: Modello circuitale per l'analisi di piccolo segnale del sistema ISOP a PSFB.

segnale crescente (decrescente) che riduce (aumenta) il modo differenziale comandato del modulo, determinando una riduzione (incremento) della tensione e della corrente da esso erogate. Dunque, quando il condensatore del dc-link riacquista (perde) la differenza di carica, la tensione in ingresso del modulo si riporta al valore  $V_{in}/m$ ;

- quando nell'ultimo modulo  $m$  la tensione sul dc-link diventa minore (maggiore) del valore di equalizzazione  $V_{in}/m$ , la somma delle tensioni sui dc-links dei primi  $(m-1)$  moduli diventa maggiore (inferiore) del termine  $(m-1)V_{in}/m$ , e la sommatoria dei relativi  $(m-1)$  segnali di controllo IVS decresce (cresce). Poichè l'errore relativo prodotto nel modulo  $m$  deriva da una operazione di addizione, il modo differenziale comandato su di esso viene ridotto (incrementato) e la tensione sul condensatore in ingresso è forzata ad alzarsi (abbassarsi).

Per il modello di piccolo segnale del convertitore ISOP si fa uso dei risultati ottenuti nei Par. 3.2.1 e 3.2.2, assumendo l'indistinguibilità dei moduli PSFB dal punto di vista parametrico. Le 3.30 3.32 e 3.35 vanno riscritte sostituendo il termine  $V_{C_{in}}$  con  $V_{in}/m$ , dunque

$$\hat{m}_{d,i_i} = -\frac{4nL_k f_{sw}}{V_{in}} \hat{i}_{o_i} = -m \frac{Z_{eq}}{V_{in}} \hat{i}_{o_i} \quad \text{per } i = 1, \dots, m \quad (4.15)$$

$$\hat{m}_{d,v_i} = \frac{4n^2 L_k f_{sw} M_{d,eff}}{V_{in} R_o} \hat{v}_{C_{in-i}} = n \frac{Z_{eq} M_{d,eff}}{V_{in} R_o} \hat{v}_{C_{in-i}} \quad \text{per } i = 1, \dots, m \quad (4.16)$$

Il circuito equivalente, mostrato in Fig. 4.9, è costruito ripetendo  $m$ -volte il circuito di Fig. 3.9b. Dalle leggi di Kirchhoff alle tensioni e correnti si ricavano le equazioni alle variazioni del sistema ISOP.

$$\begin{cases} nM_{d,\text{eff}}v_{C_{in-1}} + \frac{nV_{in}}{m}(\hat{m}_{d-1} + \hat{m}_{d,i-1} + \hat{m}_{d,v-1}) = sL_o\hat{i}_{o-1} + \hat{v}_o \\ nM_{d,\text{eff}}v_{C_{in-2}} + \frac{nV_{in}}{m}(\hat{m}_{d-2} + \hat{m}_{d,i-2} + \hat{m}_{d,v-2}) = sL_o\hat{i}_{o-2} + \hat{v}_o \\ \vdots \\ nM_{d,\text{eff}}v_{C_{in-m}} + \frac{nV_{in}}{m}(\hat{m}_{d-m} + \hat{m}_{d,i-m} + \hat{m}_{d,v-m}) = sL_o\hat{i}_{o-m} + \hat{v}_o \end{cases} \quad (4.17)$$

$$\begin{cases} \frac{1}{nM_{d,\text{eff}}}(\hat{i}_{in} - sC_{in}\hat{v}_{C_{in-1}}) = \frac{nV_{in}}{m^2R_o}(\hat{m}_{d-1} + \hat{m}_{d,i-1} + \hat{m}_{d,v-1}) + \hat{i}_{o-1} \\ \frac{1}{nM_{d,\text{eff}}}(\hat{i}_{in} - sC_{in}\hat{v}_{C_{in-2}}) = \frac{nV_{in}}{m^2R_o}(\hat{m}_{d-2} + \hat{m}_{d,i-2} + \hat{m}_{d,v-2}) + \hat{i}_{o-2} \\ \vdots \\ \frac{1}{nM_{d,\text{eff}}}(\hat{i}_{in} - sC_{in}\hat{v}_{C_{in-m}}) = \frac{nV_{in}}{m^2R_o}(\hat{m}_{d-m} + \hat{m}_{d,i-m} + \hat{m}_{d,v-m}) + \hat{i}_{o-m} \end{cases} \quad (4.18)$$

Inoltre, sono valide le seguenti

$$\sum_{i=1}^m \hat{v}_{C_{in-i}} = \hat{v}_{in} \quad \text{per } i = 1, \dots, m \quad (4.19)$$

$$\sum_{i=1}^m \hat{i}_{o-i} = \frac{\hat{v}_{in}}{\left(1 + \frac{1}{sC_o}\right) // R_o} \quad \text{per } i = 1, \dots, m \quad (4.20)$$

Si elencano le funzioni di trasferimento del sistema ISOP basato su moduli PSFB.

#### Duty-to-Output transfer function.

$$G_{vd-i}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{m}_{d-i}} \right|_{\substack{\hat{v}_{in}=0 \\ \hat{m}_{d-k}=0}} = \frac{\frac{nV_{in}}{m}(1 + sC_o)}{s^2L_oC_o\left(1 + \frac{1}{R_o}\right) + s\left[\frac{L_o}{R_o} + Z_{eq}\left(1 + \frac{1}{R_o}\right) + mC_o\right] + \frac{Z_{eq}}{R_o} + m} \quad (4.21)$$

con  $i = 1, \dots, m$ ,  $k = 1, \dots, m$ ,  $k \neq i$ .

Si conclude, per l'uguaglianza dei moduli,  $G_{vd-i}(s) \triangleq G_{vd}(s)$ .

#### Control-to-Module Input transfer function.

$$A(s) = \frac{\hat{v}_{C_{in-(i+1)}} - \hat{v}_{C_{in-1}}}{\hat{m}_{d-(i+1)} - \hat{m}_{d-1}} = -\frac{M_{d,\text{eff}}(mR_o^2V_{in} + sL_oR_oV_{in})}{m^2M_{d,\text{eff}}^2R_o^2 + sM_{d,\text{eff}}^2L_oZ_{eq} + \frac{m^2}{n^2}C_{in}R_o^2(sZ_{eq} + s^2L_o)} \quad (4.22)$$

da cui

$$\hat{v}_{C_{in-i}} \Big|_{\hat{v}_{in}=0} = A(s)\hat{m}_{d-i} - \frac{A(s)}{m} \sum_{i=1}^m m_{d-i} \quad \text{per } i = 1, \dots, m \quad (4.23)$$

**Audio susceptibility.**

$$G_{\text{vg}}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{\text{in}}} \right|_{\hat{m}_{d,i}=0} = \frac{nM_{d,\text{eff}} \left(1 + \frac{Z_{\text{eq}}}{mR_o}\right) (1 + sC_o)}{s^2 L_o C_o \left(1 + \frac{1}{R_o}\right) + s \left[\frac{L_o}{R_o} + Z_{\text{eq}} \left(1 + \frac{1}{R_o}\right) + mC_o\right] + \frac{Z_{\text{eq}}}{R_o} + m} \quad (4.24)$$

con  $i = 1, \dots, m$ .

**Converter Input-to-Module Input transfer function.** Poichè tutti i moduli del sistema ISOP sono considerati identici dal punto di vista parametrico, le capacità dei dc-links risultano uguali. Perturbazioni della tensione di alimentazione,  $\hat{v}_{\text{in}}$ , tendono spontaneamente a distribuirsi in modo equo sugli ingressi degli  $m$ -moduli, *i.e.*

$$\hat{v}_{C_{\text{in},i}} \triangleq \hat{v}_{C_{\text{in}}} \quad \text{per } i = 1, \dots, m \quad (4.25)$$

$$G_{\text{veg}}(s) = \left. \frac{\hat{v}_{C_{\text{in},i}}}{\hat{v}_{\text{in}}} \right|_{\hat{m}_{d,i}=0} = \frac{1}{m} \quad (4.26)$$

con  $i = 1, \dots, m$ .

**Output Impedance.**

$$Z_{\text{out}}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_o} \right|_{\substack{\hat{v}_{\text{in}}=0 \\ \hat{m}_{d,i}=0}} = \frac{(sL_o + Z_{\text{eq}}) (1 + sC_o)}{s^2 L_o C_o \left(1 + \frac{1}{R_o}\right) + s \left[\frac{L_o}{R_o} + Z_{\text{eq}} \left(1 + \frac{1}{R_o}\right) + mC_o\right] + \frac{Z_{\text{eq}}}{R_o} + m} \quad (4.27)$$

con  $i = 1, \dots, m$ .

Creando un sistema per le 4.23 ed applicando la 4.19 sul termine  $i = m$ , si ottiene la seguente descrizione del convertitore

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_{C_{\text{in},1}} \\ \hat{v}_{C_{\text{in},2}} \\ \vdots \\ \hat{v}_{C_{\text{in},(m-1)}} \\ \hat{v}_o \end{bmatrix} = \mathbf{H} \begin{bmatrix} \hat{m}_{d,1} \\ \hat{m}_{d,2} \\ \vdots \\ \hat{m}_{d,(m-1)} \\ \hat{m}_{d,m} \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

con

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \frac{A(s)(m-1)}{m} & -\frac{A(s)}{m} & \cdots & -\frac{A(s)}{m} & -\frac{A(s)}{m} \\ -\frac{A(s)}{m} & \frac{A(s)(m-1)}{m} & \cdots & -\frac{A(s)}{m} & -\frac{A(s)}{m} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ -\frac{A(s)}{m} & -\frac{A(s)}{m} & \cdots & \frac{A(s)(m-1)}{m} & -\frac{A(s)}{m} \\ G_{\text{vd}}(s) & G_{\text{vd}}(s) & \cdots & G_{\text{vd}}(s) & G_{\text{vd}}(s) \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

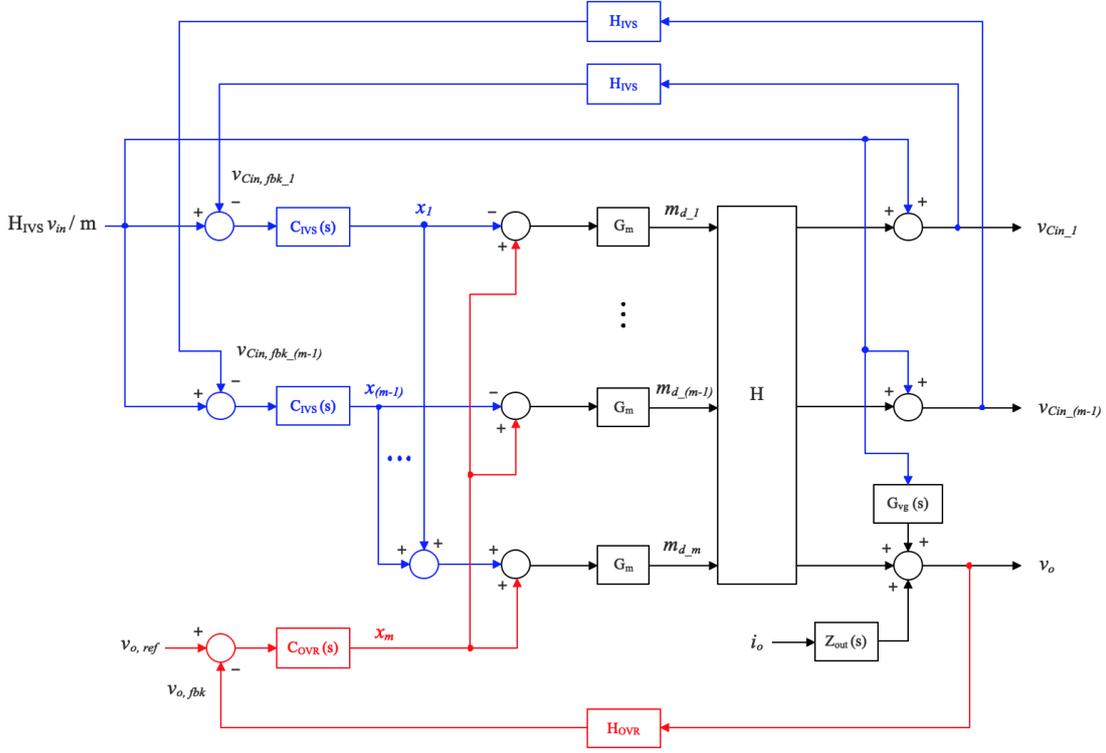


Figura 4.10: Strategia di controllo del sistema ISOP proposta in [42].

La 4.28 trova rappresentazione nello schema a blocchi in Fig. 4.10 e mostra che tutte le grandezze controllate, ovvero la tensione di uscita  $\hat{v}_o$  e le  $(m - 1)$  tensioni in ingresso  $\hat{v}_{Cin\_i}$ , dipendono da diverse combinazioni lineari di tutte le variabili controllate,  $\hat{m}_{d\_i}$ , risultando in un sistema MIMO (Multiple Input Multiple Output). Per trasformare quest'ultimo in un sistema SISO (Single Input Single Output), si introduce un cambio di variabili tale da sostituire ciascuna combinazione lineare dei  $\hat{m}_{d\_i}$  in delle nuove variabili fittizie  $\hat{x}_i$  [42].

$$\begin{bmatrix} \hat{m}_{d\_1} \\ \hat{m}_{d\_2} \\ \vdots \\ \hat{m}_{d\_(m-1)} \\ \hat{m}_{d\_m} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ 0 & -1 & \dots & 0 & 1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \\ \vdots \\ \hat{x}_{(m-1)} \\ \hat{x}_m \end{bmatrix} \quad (4.30)$$

Si giunge pertanto ad una nuova descrizione SISO del sistema, dove ciascuna grandezza

Specifica	Simbolo	OVR	IVS	Unità	Commento
		Valore	Valore		
Err. relativo a regime	$e_\infty$	0	0	V	ingresso $\delta_{-1}(t)$
Frequenza di crossover	$f_c$	10	5	kHz	
Pulsazione di crossover	$\omega_c$	62832	31416	rad s <sup>-1</sup>	
Margine di fase	$m_\varphi$	≥ 60	≥ 60	deg	

Tabella 4.2: Specifiche degli anelli OVR e IVS del sistema ISOP.

controllata dipende da una singola variabile di controllo.

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_{C_{in-1}} \\ \hat{v}_{C_{in-2}} \\ \vdots \\ \hat{v}_{C_{in-(m-1)}} \\ \hat{v}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -A(s) & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -A(s) & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & -A(s) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & mG_{vd}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \\ \vdots \\ \hat{x}_{(m-1)} \\ \hat{x}_m \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

In conclusione, le [4.30](#) [4.31](#) permettono di implementare un sistema di controllo ad m-anelli indipendenti per controllare la tensione di uscita  $\hat{v}_o$  e le  $(m - 1)$  tensioni in ingresso  $\hat{v}_{C_{in-i}}$ .

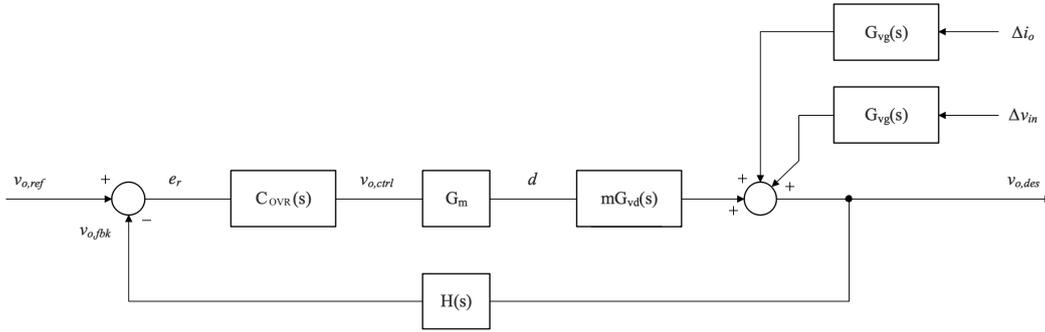
## 4.4 Sintesi dei controllori

L'obiettivo di questo *Paragrafo* sarà sintetizzare le caratteristiche del controllore dell'anello di tensione regolata OVR e quelle degli  $(m - 1)$  anelli di tensione in ingresso IVS, i cui rispettivi schemi a blocchi sono mostrati in [Fig. 4.11](#).

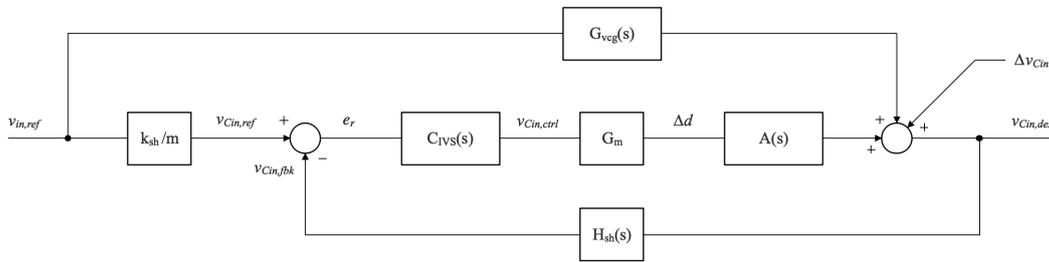
### 4.4.1 Specifiche nel dominio della variabile di Laplace e della frequenza

In virtù di quanto consentito dalla strategia di controllo sviluppata in [\[42\]](#), le due tipologie di anelli di controllo risultano disaccoppiate sia dal punto di vista realizzativo che da quello delle specifiche. Nel dominio del tempo, questo equivale ad affermare che la precisione a regime, la prontezza di risposta e in generale la dinamica di uno non dipende da quella dell'altro; cosa che si traduce, nel dominio della variabile di Laplace e della frequenza, in richieste di guadagno statico, poli nell'origine, bande passanti e guadagni di anello aperto non necessariamente legati da un vincolo di uguaglianza tra i due sistemi.

Per entrambi i sistemi di controllo si assume un errore relativo nullo a regime per un riferimento a gradino della tensione regolata o in ingresso. La frequenza di crossover dell'anello OVR viene scelta per essere pari a 10kHz, mentre quella dell'anello IVS per essere uguale a 5kHz. La buona pratica di sintesi impone per entrambi un margine di fase uguale o superiore a 60°. Le specifiche sono riassunte in [Tab. 4.2](#) e necessitano di controverifica nel dominio del tempo al termine della sintesi dei controllori.



(a) Anello di controllo della tensione regolata di uscita OVR.



(b) Anello di controllo della tensione in ingresso IVS.

Figura 4.11: Sistemi di controllo del convertitore ISOP.

#### 4.4.2 Progetto del controllore dell'anello di tensione regolata OVR

Si studia la funzione di trasferimento control-to-output del sistema ISOP

$$G_{vc}(s) = mG_m G_{vd}(s) = \frac{1.448 \cdot 10^5 (s + 4.167 \cdot 10^6)}{(s + 2.191 \cdot 10^6) (s + 2.801 \cdot 10^5)} \quad (4.32)$$

con  $G_m = 1/V_{pk} = 1/900$ .

$G_{vc}(s)$  possiede uno zero a parte reale negativa,  $z_1 = -4.167 \cdot 10^6$ , e due poli a parte reale negativa,  $p_1 = -2.191 \cdot 10^6$  e  $p_2 = -2.801 \cdot 10^5$ .

Si trascura la dinamica del trasduttore e si raggiunge un accordo parametrico a guadagno unitario per confrontare il feedback direttamente con il riferimento senza scaling delle grandezze.

$$H(s) = H = \frac{1}{k_d} = 1 \quad (4.33)$$

Osservando la 4.32 e dato l'ingresso a gradino

$$v_{o,ref}(t) = 800 \delta_{-1}(t) \text{ V} \quad (4.34)$$

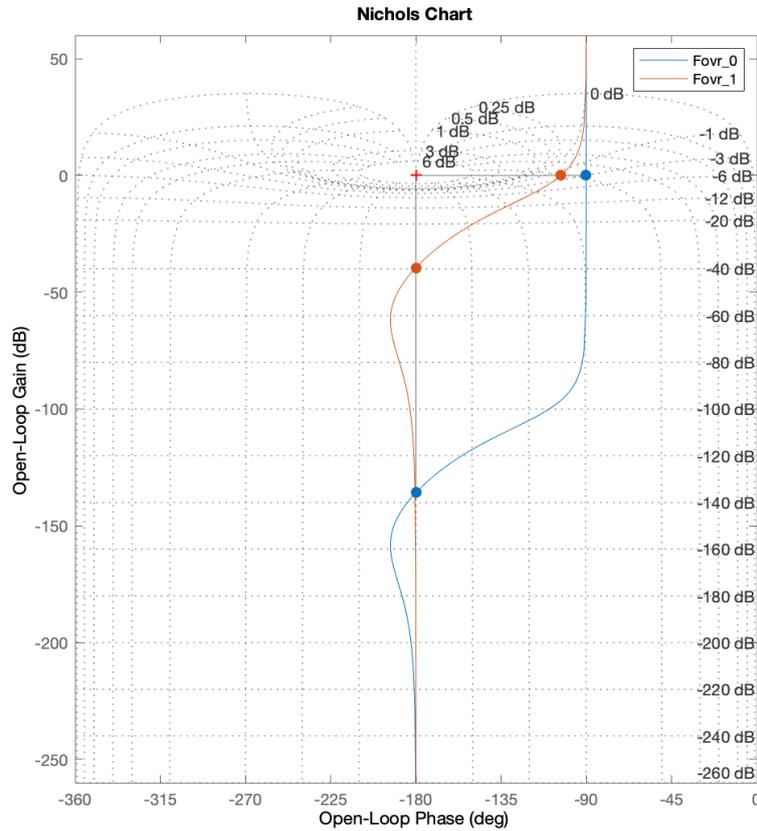


Figura 4.12: Diagrammi di Nichols delle funzioni di trasferimento ad anello aperto  $F_{OVR}(s)$ .

per avere errore nullo a regime occorre un controllore con almeno un polo nell'origine. La struttura minima richiesta per il controllore è

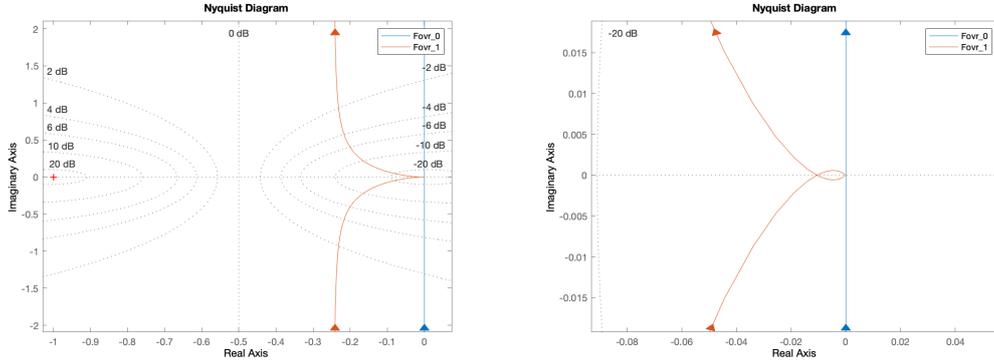
$$C_{OVR,0}(s) = \frac{k_{OVR}}{s} \quad (4.35)$$

con  $k_{OVR}$  non vincolato da specifiche di precisione a regime.

Per raggiungere le specifiche di risposta dinamica si analizza la funzione di trasferimento ad anello aperto di primo tentativo nel dominio della frequenza sulla carta di Nichols (Fig. 4.12).

$$F_{OVR,0}(s) = C_{OVR,0}(s) G_{vc}(s) H = \frac{k_{OVR} 1.158 \cdot 10^6 (s + 4.167 \cdot 10^6)}{s (s + 2.191 \cdot 10^6) (s + 2.80110^5)} \quad (4.36)$$

Come si può dedurre dalla Fig. 4.12, viene richiesta una amplificazione di  $\Delta m_{dB} = 96.3304$  dB e nessuna variazione di fase, in quanto alla pulsazione di crossover fornita da specifica si ha



(a) Diagramma completo.

(b) Zoom sui punti a frequenze prossime a infinito.

 Figura 4.13: Diagrammi di Nyquist di  $F_{OVR}(s)$  per lo studio della stabilità a ciclo chiuso.

già un margine di fase superiore a  $60^\circ$ . L'amplificazione è attuata modificando il guadagno in anello aperto, previa una necessaria verifica della stabilità.

Dall'osservazione dei diagrammi di Nyquist in Fig. 4.13, essendo il sistema di tipo  $j = 1$ , il diagramma di Nyquist si chiude all'infinito. Poichè il numero di circondamenti del punto critico è uguale al numero di poli a parte reale positiva di  $F(s)$ ,  $N_{1+F} = P_p = 0$ , il criterio di Nyquist è verificato e il sistema di controllo risulta asintoticamente stabile. Le curve del diagramma intersecano una sola volta il semiasse reale negativo e questo implica una stabilità di tipo *regolare*. Pertanto, il sistema a ciclo chiuso risulta stabile per valori positivi del guadagno di anello aperto limitati superiormente. Il reciproco cambiato di segno della coordinata di intersezione con il semiasse reale negativo fornisce il valore del guadagno critico superiore  $k_{crit} = 7.72 \cdot 10^5$ , oltre il quale i poli a ciclo chiuso si spostano nel semipiano positivo.

$$1 \leq k_{OVR} \leq k_{crit} = 7.72 \cdot 10^5 \quad (4.37)$$

L'amplificazione richiesta si traduce in un guadagno statico di  $k_{OVR} = 6.554 \cdot 10^4$  che risulta inferiore a  $k_{crit}$ , e dunque tale da non comportare la perdita della stabilità a ciclo chiuso. Il luogo delle radici a ciclo chiuso è mostrato in Fig. 4.14.

Si riassumono le funzioni di trasferimento finali del sistema di controllo: controllore, ciclo aperto, e ciclo chiuso.

$$C_{OVR,1} = \frac{k_{OVR}}{s} = \frac{6.554 \cdot 10^4}{s} \quad (4.38a)$$

$$F_{OVR,1}(s) = C_{OVR,1}(s) G_{vc}(s) H = 9.488 \cdot 10^9 \frac{s + 4.167 \cdot 10^6}{s(s + 2.191 \cdot 10^6)(s + 2.801 \cdot 10^5)} \quad (4.38b)$$

$$W_{OVR,1}(s) = \frac{C_{OVR,1}(s) G_{vc}(s)}{1 + F_{OVR,1}(s)} = 9.488 \cdot 10^9 \frac{s + 4.167 \cdot 10^6}{(s + 2.196 \cdot 10^6)(s + 1.693 \cdot 10^5)(s + 1.064 \cdot 10^5)} \quad (4.38c)$$

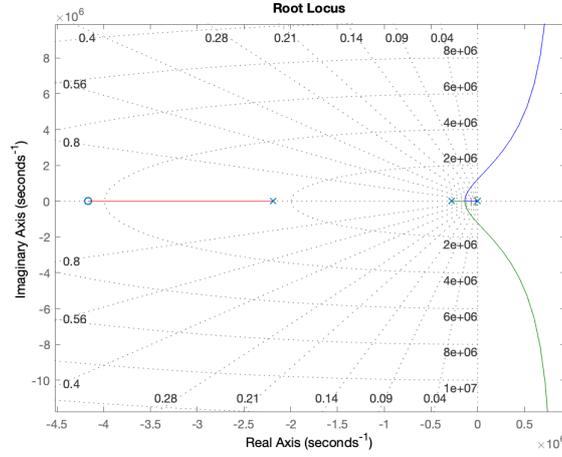


Figura 4.14: Luogo delle radici della funzione di trasferimento a ciclo chiuso  $W_{OVR}(s)$ .

### 4.4.3 Progetto del controllore dell'anello di tensione in ingresso IVS

Si ritengono opportune alcune considerazioni sulla funzione di trasferimento di anello aperto del controllo IVS. Applicando l'algebra dei sistemi a blocchi allo schema in Fig. 4.11b si ricava

$$F_{IVS}(s) \triangleq G_{vcg} C_{IVS}(s) A(s) H_{sh} = \frac{1}{m} C_{IVS}(s) A(s) H_{sh} \quad (4.39)$$

Secondo la 4.26,  $G_{vcg} = 1/m$ , implicando che il controllo IVS, cioè il controllore  $C_{IVS}(s)$ , potrebbe non essere necessario quando tutti i moduli sono identici. Ovviamente, una simile condizione risulta difficile da ottenere in senso stretto, date le inevitabili tolleranze parametriche realizzative dei componenti. Oltremodo, devono essere prese in considerazione particolari condizioni operative fonti di perturbazione e sbilanciamento del partitore di tensione sui dc-links in serie. Questo giustifica l'esigenza del controllo IVS anche a seguito delle approssimazioni fatte.

La funzione di trasferimento  $A(s)$  descrive il comportamento del sistema ISOP, a seguito di perturbazioni delle tensioni in ingresso, in termini di variazione dei modi differenziali comandati tra due diversi moduli. A livello del singolo modulo la variazione complessiva del modo differenziale comandato dipende da una combinazione lineare delle variazioni, e dunque con ricorrenza  $m$ -volte la funzione  $A(s)$ . La strategia di *decoupling* vista nel Par. 4.3 permette la realizzazione del singolo anello IVS come funzione di una sola ricorrenza di  $A(s)$ . Per il controllo IVS, la funzione di trasferimento del sistema da considerare risulta dunque

$$G_{sh}(s) = G_m A(s) = -1041.6 \frac{s + 2.443 \cdot 10^5}{s^2 + s 2.094 \cdot 10^4 + 2.385 \cdot 10^8} \quad (4.40)$$

con  $G_m = 1/V_{pk} = 1/900$ .

$G_{sh}(s)$  possiede uno zero a parte reale negativa,  $z_1 = -2.443 \cdot 10^5$ , e due poli complessi coniugati a parte reale negativa,  $p_{1,2} = -1.047 \cdot 10^4 \pm j 1.355 \cdot 10^4$ . Il segno negativo del guadagno deriva dalla definizione di  $A(s)$  che, a sua volta, prescinde da considerazioni sulla stabilità del

sistema di controllo mostrato in Fig. 4.10. Valutare i singoli anelli IVS in modo indipendente implica un controllore a guadagno statico negativo per compensare la negatività di  $A(s)$  e ottenere asintotica stabilità a ciclo chiuso.

Trascurando la dinamica e lo scaling del trasduttore anche in questa sintesi,

$$H_{\text{sh}}(s) = H_{\text{sh}} = \frac{1}{k_{\text{sh}}} = 1 \quad (4.41)$$

dato l'ingresso a gradino,

$$v_{\text{in,ref}}(t) = 800 \delta_{-1}(t) \text{ V} \quad (4.42)$$

e infine osservando la 4.40, si deriva la struttura minima richiesta per il controllore dell'anello IVS

$$C_{\text{IVS},0}(s) = -\frac{k_{\text{IVS}}}{s} \quad (4.43)$$

con  $k_{\text{IVS}}$  non vincolato da specifiche di precisione a regime.

Per raggiungere le specifiche di risposta dinamica si analizza la funzione di trasferimento ad anello aperto di primo tentativo nel dominio della frequenza sulla carta di Nichols (Fig. 4.15).

$$F_{\text{IVS},0}(s) = C_{\text{IVS},0}(s) G_{\text{sh}}(s) H_{\text{sh}} = 130.1 \frac{s + 2.443 \cdot 10^5}{s(s^2 + s 2.094 \cdot 10^4 + 2.385 \cdot 10^8)} \quad (4.44)$$

Come osservato in dalla Fig. 4.15, si richiede una amplificazione di  $\Delta m_{\text{dB}} = 101.7287 \text{ dB}$  e un anticipo di fase pari a  $\Delta \varphi = 101.36^\circ$  in corrispondenza della pulsazione di crossover fornita da specifica. Occorre pertanto correggere la risposta armonica progettando una rete amplificatrice-anticipatrice. I limiti in amplificazione e anticipo di una rete correttiva sono rispettivamente circa 21 dB con sfasamento  $55^\circ$ . Occorre dunque introdurre una pre-amplificazione attraverso una azione proporzionale semplice. Per tale ragione, si studia previamente il tipo di stabilità a ciclo chiuso con il diagramma di Nyquist.

Essendo il sistema di tipo  $j = 1$ , il diagramma di Nyquist si chiude all'infinito. Poichè il numero di circondamenti del punto critico è uguale al numero di poli a parte reale positiva di  $F_{\text{IVS}}(s)$ ,  $N_{\text{I+F}} = P_{\text{p}} = 0$ , il criterio di Nyquist è verificato e il sistema di controllo risulta asintoticamente stabile. Le curve del diagramma intersecano una sola volta il semiasse reale negativo e questo implica una stabilità di tipo *regolare*. Pertanto, il sistema a ciclo chiuso risulta stabile per valori del guadagno di anello aperto limitati superiormente. Il reciproco cambiato di segno della coordinata di intersezione con il semiasse reale negativo fornisce il valore del guadagno critico superiore  $k_{\text{crit}} = 33.96 \cdot 10^6$ , oltre il quale i poli a ciclo chiuso si spostano nel semipiano positivo.

$$1 \leq |k_{\text{IVS}}| \leq k_{\text{crit}} = 1.72 \cdot 10^5 \quad (4.45)$$

Questa situazione, insieme al computo del valore critico del guadagno in anello aperto, è osservabile anche dal diagramma del luogo delle radici in Fig. 4.17.

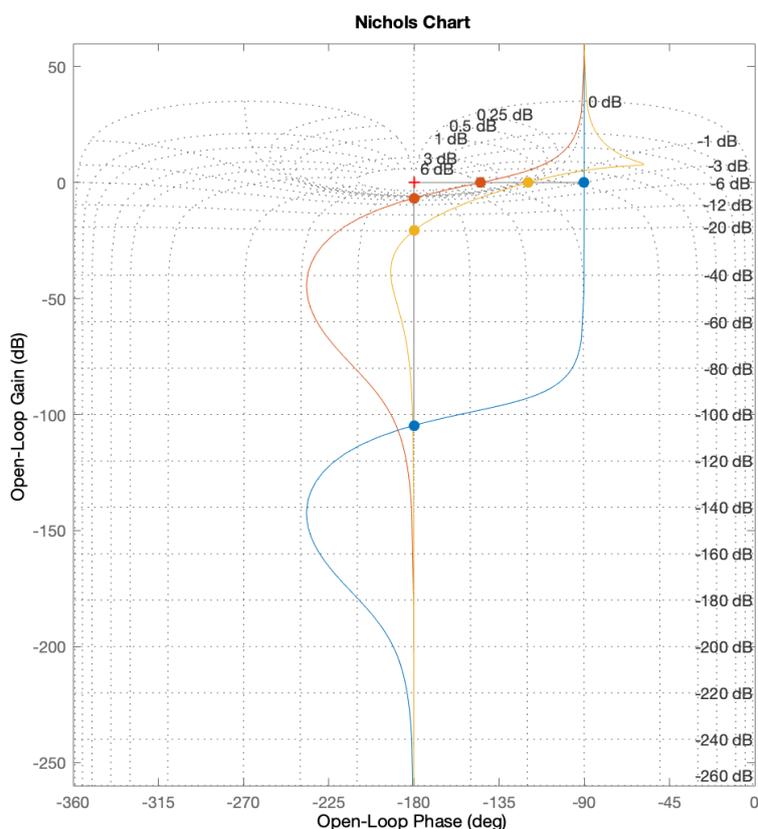


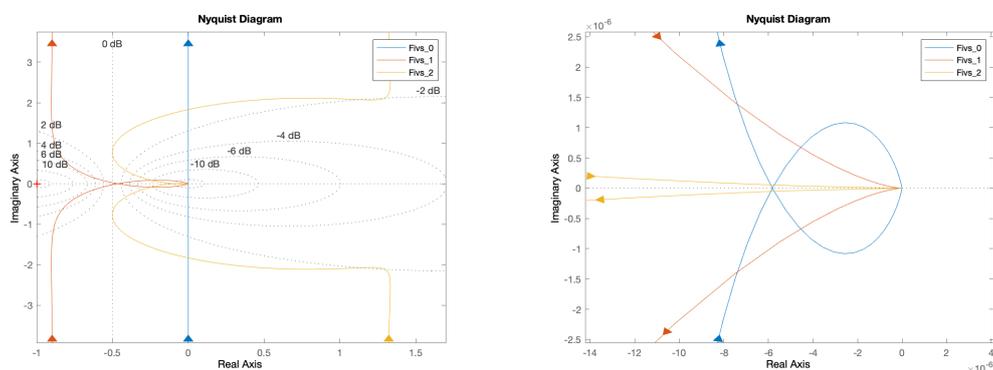
Figura 4.15: Diagrammi di Nichols delle funzioni di trasferimento ad anello aperto  $F_{IVS}(s)$ .

Analizzando l'amplificazione richiesta, i limiti delle reti correttrici e la relazione 4.45, si sceglie un guadagno statico del controllore uguale a  $k_{IVS} = 8 \cdot 10^4$ . Si ottiene una nuova forma della funzione di trasferimento ad anello aperto.

$$F_{IVS,1}(s) = C_{IVS,1}(s) G_{sh}(s) H_{sh} = 1.042 \cdot 10^7 \frac{s + 2.443 \cdot 10^5}{s(s^2 + s 2.094 \cdot 10^4 + 2.385 \cdot 10^8)} \quad (4.46)$$

Il nuovo termine di amplificazione richiesta è  $\Delta m_{dB} = 21.7287$  dB. L'anticipo di fase da ottenere non risulta variato in quanto si è operata soltanto una variazione del guadagno statico. La rete corretttrice viene sintetizzata nel dominio della frequenza con due azioni amplificatrici-anticipatrici identiche e possiede la seguente forma

$$R(j\omega) = \frac{(1 + j\omega\tau)^2}{(1 + j\alpha\omega\tau)^2} \quad (4.47)$$



(a) Diagramma completo.

(b) Zoom sui punti a frequenze prossime a infinito.

Figura 4.16: Diagrammi di Nyquist di  $F_{IVS}(s)$  per lo studio della stabilità a ciclo chiuso.

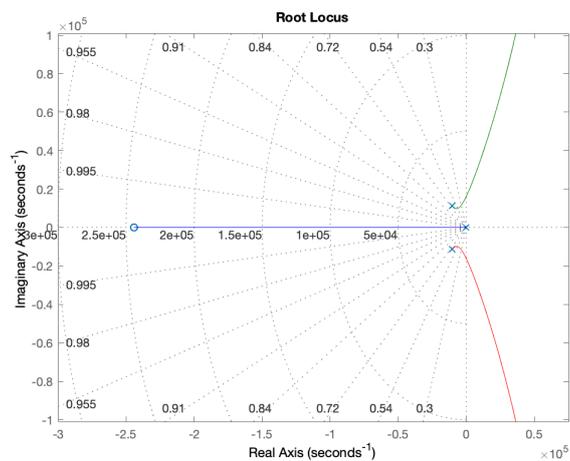


Figura 4.17: Luogo delle radici della funzione di trasferimento a ciclo chiuso  $W_{IVS}(s)$ .

Con l'ausilio di abachi per la sintesi delle reti correttrici, si determinano alla pulsazione di crossover voluta, *i.e.*  $\omega_c = 31416 \text{ rad s}^{-1}$ , i parametri  $\alpha = 0.122$  e  $\tau = 1.175 \cdot 10^{-9}$ .

Nel seguito, si riepilogano le funzioni di traferimento finali del sistema di controllo: rete

correttrice, controllore, ciclo aperto, e ciclo chiuso.

$$R(s) = 67.651 \frac{s + 8514}{s + 7.003 \cdot 10^4} \quad (4.48a)$$

$$C_{IVS,2} = -\frac{k_{IVS}}{s} R(s) = -5.412 \cdot 10^6 \frac{(s + 8514)^2}{s(s + 7.003 \cdot 10^4)^2} \quad (4.48b)$$

$$F_{IVS,2}(s) = C_{IVS,2}(s) G_{sh}(s) H_{sh} = 7.047 \cdot 10^7 \frac{(s + 2.443 \cdot 10^5)(s + 8514)^2}{s(s^2 + s 2.094 \cdot 10^4 + 2.385 \cdot 10^8)(s + 7.003 \cdot 10^4)^2} \quad (4.48c)$$

$$W_{IVS,2}(s) = \frac{C_{IVS,2}(s) G_{sh}(s)}{1 + F_{IVS,2}(s)} = \frac{5.637 \cdot 10^9 (s + 2.443 \cdot 10^5)(s + 8514)^2}{s(s + 1.499 \cdot 10^4)(s + 1.018 \cdot 10^5)(s + 4246)(s^2 + s 3.990 \cdot 10^4 + 1.924 \cdot 10^9)} \quad (4.48d)$$

#### 4.4.4 Verifica delle prestazioni nel dominio del tempo

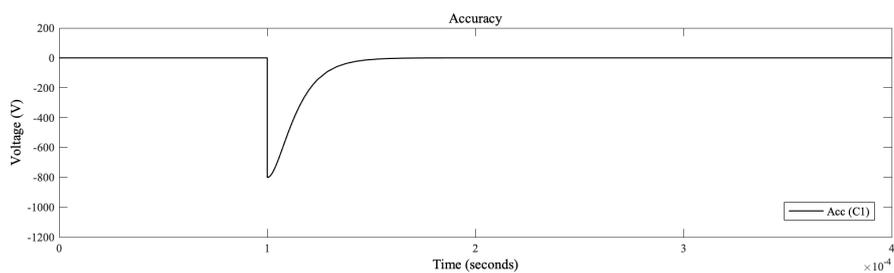
Si verificano adesso le prestazioni nel dominio del tempo del sistema di controllo progettato. Le simulazioni vengono condotte implementando le funzioni di trasferimento in ambiente Matlab Simulink.

Per il sistema di controllo OVR sono simulate, a titolo di confronto, le risposte dei sistemi: con controllore parziale  $C_{OVR,0}$ , e con controllore definitivo  $C_{OVR,1}$ . Osservando le Fig. 4.18a e 4.18b: in tutti i casi il sistema a ciclo chiuso esibisce un comportamento di tipo  $j = 1$  a fronte di un riferimento a gradino di tensione pari a 800V, ovvero con errore relativo nullo a regime. Nello specifico, la sola azione integrativa  $C_{OVR,0}$  è sufficiente ad ottenere errore nullo a regime, ma in tempi talmente lunghi da impedirne una significativa rappresentazione di confronto; introducendo un guadagno statico di anello aperto in  $C_{OVR,1}$ , l'accuratezza è risolta in tempi brevi e la risposta dinamica risulta quasi ideale.

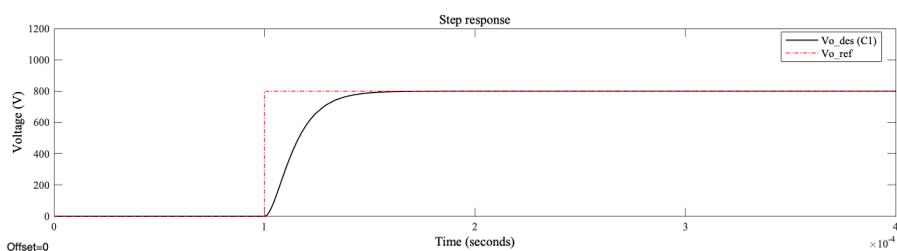
Per il sistema di controllo OVR a ciclo chiuso definitivo si determinano: sovraelongazione inferiore all'1% del valore di regime, prontezza misurata con un tempo di salita all'emivalore di 12.8  $\mu s$ , e tempo di assestamento valutato con una tolleranza del  $\pm 5\%$  del termine di regime pari a 60.5  $\mu s$ .

Si considerano inoltre due eventi di disturbo significativi per l'anello OVR: perturbazioni a gradino della tensione di alimentazione di  $\hat{v}_{in} = \pm 400V$ , al fine di esplorare tutto range di variazione di  $V_{in}$  indicato nel Par. 4.1.1 (6.0 ÷ 6.8kV); e perturbazione di carico del 50% in discesa, *i.e.*  $\hat{i}_o = -500A$ , limite del range dimensionato per la ZVS dei moduli PSFB. Il primo caso risulta bene compensato dal controllore  $C_{OVR,1}$  con modifiche del modo differenziale comandato. Nel secondo caso si osserva la mancanza dell'anello interno di corrente ai singoli moduli PSFB.

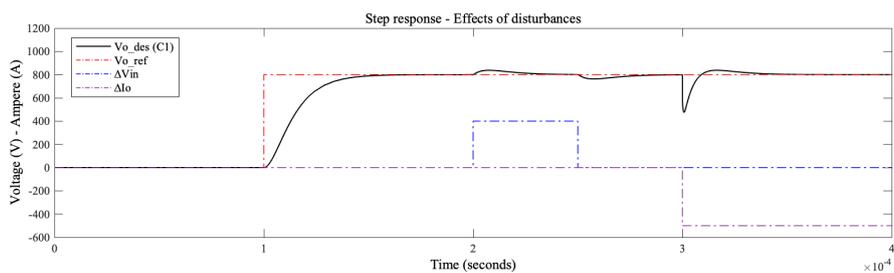
Per il sistema di controllo IVS sono simulate, a titolo di confronto, le risposte dei sistemi: con controllori parziali  $C_{IVS,0}$  e  $C_{IVS,1}$ , e con controllore definitivo  $C_{IVS,2}$ . Come esempio significativo si considera una variazione a gradino di 6.4kV della tensione di alimentazione, con l'intento di simulare l'accensione del convertitore di bordo di TransPod Hyperloop. Osservando la Fig. 4.19: come anticipato in testa al Par. 4.4.1, nel caso di uguaglianza parametrica dei moduli, il controllore  $C_{IVS}$  riceve in ingresso un errore nullo e la catena diretta dell'anello IVS viene bypassata dalla funzione di trasferimento  $G_{vcg}$ , rappresentativa del comportamento



(a) Accuratezza.



(b) Tensione regolata dall'anello OVR.



(c) Effetti di disturbo della tensione di alimentazione e del carico.

Figura 4.18: Risposta del sistema di controllo OVR ad un ingresso a gradino di 800V.

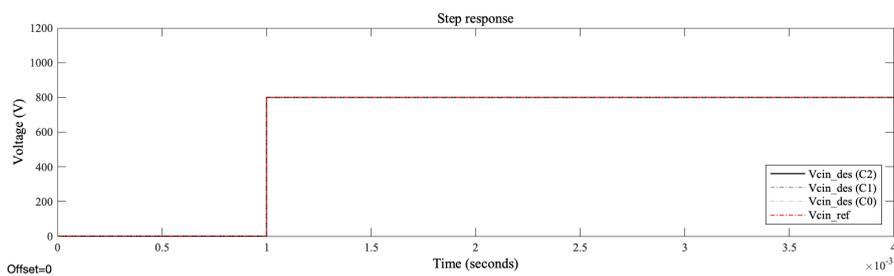


Figura 4.19: Risposta dell'anello IVS ad una variazione a gradino di 800V della tensione di alimentazione.

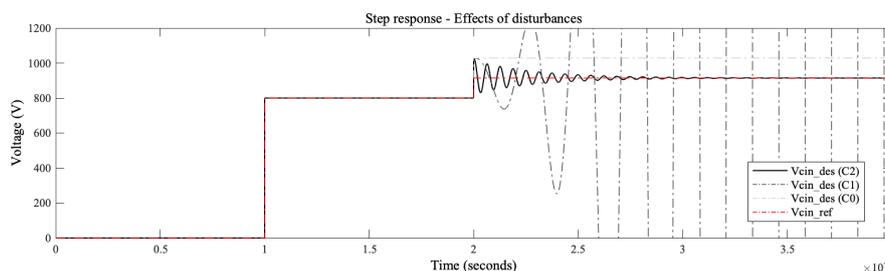


Figura 4.20: Risposta dell'anello IVS ad un disturbo additivo di 14.3V e riduzione del moduli operativi.

naturale del sistema alla equa ripartizione della tensione di alimentazione sui dc-links. Poichè  $G_{vcg}$  coincide, in questa analisi, con un guadagno positivo, la risposta della tensione sul singolo dc-link risulta un gradino amplificato con valore finale  $\hat{v}_{in}/m$ .

## 4.5 Gestione e analisi del fault di modulo

Il convertitore ISOP proposto è stato deliberatamente dimensionato per mantenere la piena operatività anche a seguito del guasto di uno dei moduli PSFB costituenti, ottenendo un grado di disponibilità  $m - 1$ .

Al verificarsi dell'evento, i MOSFETs del PSFB interessato vengono immediatamente aperti e il relativo dc-link è cortocircuitato da un interruttore di protezione a monte, di cui sintetica rappresentazione si fornisce in Fig. 4.2. A partire dall'istante successivo all'esclusione del modulo, la corrente dell'alimentazione scarica il dc-link del modulo guasto e carica i restanti  $(m - 1)$  del sistema. Sul dc-link del modulo guasto, la tensione si annulla in un tempo che dipende dalle proprietà dell'interruttore di protezione, mentre sui restanti  $(m - 1)$  ha luogo un transitorio delle tensioni  $v_{C_{in\_i}}$ .

A livello di controllo, l'anello IVS è chiamato a modificare i modi differenziali comandati negli  $(m - 1)$  moduli sani per ripartire correttamente la tensione di alimentazione sul nuovo set di dc-links. Questa situazione può dunque essere d'aiuto per verificare la prestazione del controllore  $C_{IVS,2}$  progettato e, dunque, la relativa risposta dinamica delle  $(m - 1)$  tensioni di ingresso sui moduli sani.

Sul singolo anello IVS, l'evento di guasto è simulato con un disturbo additivo di tensione pari al contributo che ciascun modulo deve sostenere per compensare la perdita della tensione precedentemente sostenuta dal modulo guasto, cioè

$$\hat{v}_{C_{in}} = \frac{V_{C_{in}}}{m - 1} \Big|_{\substack{V_{C_{in}}=800V \\ m=8}} = 114.3V \quad (4.49)$$

a valle della catena diretta dell'anello IVS, come mostrato nello schema a blocchi di Fig. 4.11b. Sul piano modellistico, segue una modifica del parametro del numero di moduli operativi, da otto a sette.

In Fig. 4.20 è riportata la simulazione del fenomeno ottenuta in MATLAB Simulink. Si confrontano i modi di operare dei controllori parziali  $C_{IVS,0}$  e  $C_{IVS,1}$ , e del controllore definitivo

$C_{IVS,2}$ . La sola azione integrativa  $C_{IVS,0}$  non produce effetti significativi di equalizzazione e la tensione in ingresso al modulo risulta sbilanciata rispetto al valore di riferimento; introducendo un guadagno statico di anello aperto in  $C_{IVS,1}$  il controllo accenna ad un tentativo di aggancio al valore di riferimento, ma la risposta oscillante diverge in quanto, mancando l'anticipo di fase richiesto, il sistema risulta asintoticamente instabile; la rete correttiva in  $C_{IVS,2}$  modifica la risposta dinamica e adempie l'obiettivo del controllo, portando la tensione di ingresso del modulo al nuovo valore corretto di bilanciamento.



# Conclusioni e sviluppi futuri

In quanto analisi di fattibilità tecnica, si traggono alcune considerazioni in merito al lavoro svolto.

La conversione di potenza dc-dc in media tensione ed alta potenza rappresenta un campo che vede attualmente un forte interesse sia applicativo che di ricerca.

Il convertitore Phase-Shifted Full-Bridge zero-voltage-switching, e sui derivati Double Active Bridge e Three-Phase Double Active Bridge, si dimostrano le uniche soluzioni valide in grado di realizzare una conversione di potenza dc-dc efficiente e con proprietà di isolamento galvanico tra l'alimentazione e il carico. La combinazione con la tecnologia a carburo di silicio ammette frequenze di commutazione tali da incentivare lo studio di soluzioni volte alla miniaturizzazione delle dimensioni. Per il sistema TransPod Hyperloop, l'efficienza e l'elevata densità di potenza del convertitore di bordo si traducono in un mezzo di trasporto economicamente competitivo e prestante rispetto alle odierne soluzioni.

Le limitazioni in termini di SOA dell'attuale stato tecnologico dei moduli di potenza a carburo di silicio possono efficacemente essere superate dalla pratica di connessione serie-parallelo di intere topologie di conversione. L'architettura modulare di un convertitore Input-Series-Output-Parallel basato su Phase-Shifted Full-Bridge si dimostra particolarmente adatta alle specifiche di conversione di TransPod Hyperloop, ed offre un ulteriore grado di libertà strutturale da spendere in obiettivi di affidabilità e di adattamento funzionale.

La soluzione proposta vede oggi uno stadio di design avanzato e un futuro di prototipazione. Oltremodo, per essa sono allo studio funzionamenti in combinato con un sistema di stoccaggio dell'energia a bordo del veicolo al fine di soddisfare tutte le condizioni operative di progetto.



## Appendice A

# Listato MATLAB del programma di design del PSFB

```
1 % filename: design.m
  % description: PSFB ZVS converter design
3 % author: GZ
  % date: 12 Feb 2019
5 % -----
  clear all, clc
7
  % SPECIFICATIONS
9 % -----
  Vin_min = 800;
  % [V] min input DC-voltage
11 Vin_nom = 850;
  % [V] nom input DC-voltage
  Vin_max = 900;
  % [V] max input DC-voltage
13
  Vo      = 800;
  % [V] reg output voltage
15 Po_max = 100e3;
  % [W] max load
  Io_max  = Po_max/Vo;
  % [A] max output current
17 Ro      = Po_max/Io_max^2;
  % [\Omega] eq output resistance
  deltaI  = 0.2*Io_max;
  % [A] output current pk-pk ripple
19 deltaV  = 0.01*Vo;
  % [V] output voltage pk-pk ripple

21 % INPUT FILTER - parallel 4 x ICAR LNK-P2X-40-145
  % -----
23 C      = 40e-6;
  % [F] capacitance
  ESR    = 0.8e-3;
  % [\Omega] eq series resistance
```

```

25 ESL      = 30e-9;
   % [H] eq series inductance

27 noP      = 4;
   % [-] no. paralleles
   Cin      = noP*C;
   % [F] DC-link capacitance
29 ESRin    = ESR/noP;
   % [\Omega] DC-link resistance
   ESLin    = ESL/noP;
   % [H] DC-link inductance

31 % MODULE PARAMETERS - CREE CAS300M17BM2
   Id = 125A  J = 150C  Vgs = 0V
33 % -----
   R_on     = 15e-3;
   % [?] FET on-resistance
35 Vf_ZRECT = 1.4;
   % [V] diode fwd voltage
   Rd_ZRECT = 5.2e-3;
   % [\Omega] diode on-resistance
37 Vf_int   = 1.2;
   % [V] body-diode fwd voltage
   Rd_int   = 2.4e-3;
   % [\Omega] body-diode on-resistance

39 Cmos      = 2.5e-9;
   % [F] FET output capacitance
41 Coss_er   = 3.05e-9;
   % [F] FET output capacitance (er)
   Coss_tr   = 6.44e-9;
   % [F] FET output capacitance (tr)

43 Lstray    = 15e-9;
   % [H] module stray inductance

45 % RECTIFIER PARAMETERS
   IF = 125A | J = 150C
47 % -----
   VF      = 1.4;
   % [V] diode fwd voltage
49 RD      = 5.2e-3;
   % [\Omega] diode on-resistance

51 % TRANSFORMER PARAMETERS
   % -----
53 Cxfmr    = 100e-12;
   % [F] eq. primary capacitance

55 % DESIGN PARAMETERS
   % -----
57 Dmax     = 0.9;
   % [-] max commanded duty-cycle
   Vs      = 960;
   % [V] secondary voltage

```

```

59 Io_zvs = 0.5*Io_max;
% [A] ZVS lower limit

61 % FIRST ITERATION
Vin_min | Po_max | (*) = approx
% -----
63 t = Vin_min/Vs;
% [-] Np/Ns turns ratio
n = 1/t;
% [-] Ns/Np turns ratio
65 Deff = t*Vo/Vin_min;
% [-] effective duty-cycle
Dloss = Dmax-Deff;
% [-] duty-cycle loss

67 Ip_zvs = n*Io_zvs;
% [A] crit. primary current (*)
69 Ro_zvs = Vo/Io_zvs;
% [\Omega] Load at ZVS limit
Po_zvs = Vo*Io_zvs;
% [W] Output power at ZVS limit

71 Lk = 2*(Coss_er+0.5*Cxfmr)*Vin_min^2/Ip_zvs^2;
% [H] leakage inductance (*)
73 fs = (Dmax/Deff - 1)/(4*Lk/(Ro*t^2) - ...
2*Lk*deltaI*(1-Dmax)/(Vo*(1-Deff)*t^2));
% [Hz] switching frequency (*)
75 Lo = Vo*(1-Deff)/(deltaI*2*fs);
% [H] output filter inductance (*)

77 % SECOND ITERATION
% -----
79 Ip0 = n*(Io_max - 0.5*deltaI);
% [A] primary current (t0)
Ip4 = n*(Io_max + 0.5*deltaI - Vo*(1 - Dmax)/(Lo*2*fs));
% [A] primary current (t4)
81 Ip2 = n*(Io_max + 0.5*deltaI);
% [A] primary current (t2) (peak)

83 Dzvs = (1 + (4*Lk*fs)/(Ro_zvs*t^2) - ...
Lk/(Lo*t^2))/(1/Deff - Lk/(Lo*t^2));
% [-] duty-cycle at ZVS limit
85 Ip_zvs = n*(Io_zvs + 0.5*deltaI - Vo*(1 - Dzvs)/(Lo*2*fs));
% [A] crit. primary current

87 Lk = 2*(Coss_er+0.5*Cxfmr)*Vin_min^2/Ip_zvs^2;
% [H] leakage inductance
fs = (Dmax/Deff - 1)/(4*Lk/(Ro*t^2) - ...
89 2*Lk*deltaI*(1-Dmax)/(Vo*(1-Deff)*t^2));
% [Hz] Switching frequency

91 Lo = Vo*(1 - Deff)/(deltaI*2*fs);
% [H] output filter inductance
Co = Vo*(1 - Deff)/(8*Lo*deltaV*(2*fs)^2);
% [F] output filter capacitance

```

```

93  % Duty-cycles
95  Dnom      = (1 + (4*Lk*fs)/(Ro*t^2) - ...
              Lk/(Lo*t^2))/(1/(t*Vo/Vin_nom) - Lk/(Lo*t^2));
% [-] nom duty-cycle
97  Dmin      = (1 + (4*Lk*fs)/(Ro*t^2) - ...
              Lk/(Lo*t^2))/(1/(t*Vo/Vin_max) - Lk/(Lo*t^2));
% [-] min duty-cycle
99
101  Dsp       = (1 + (4*Lk*fs)/(((Vo^2)/20e3)*t^2) - ...
              Lk/(Lo*t^2))/(1/(t*Vo/Vin_max) - Lk/(Lo*t^2));

103  % ZVS CONDITIONS
% -----
105  Ec_min    = (Coss_er+0.5*Cxfmr)*Vin_min^2;
% [J] min capacitive energy
Ec_max    = (Coss_er+0.5*Cxfmr)*Vin_max^2;
% [J] max capacitive energy
107
El_max    = 0.5*Lk*(Ip4)^2;
% [J] max inductive energy
109  El_min    = 0.5*Lk*(Ip_zvs)^2;
% [J] min inductive energy

111  DTmin     = 0.5*pi*sqrt(Lk*(Coss_tr + Cxfmr));
% [s] max dead-time for full ZVS

113  % ISOP PARAMETERS
% -----
115  m         = 8;
% [-] no. of PSFB modules
Co_isop   = Vo*(1 - Deff)/(8*(Lo/m)*deltaV*(m*2*fs)^2);
% [F] output filter capacitance
117
% SIMULINK PARAMETERS
119  % -----
fsw       = floor(fs);
% [Hz]
121  Tsw       = inv(fsw);
% [s]
Tc        = 1e-4;
% [s] pre-charge time
123  Tsmp      = 1/(fsw*1000);
% [s] sample time

```

---

# Bibliografia

- [1] E. C. Goddard, *Vacuum tube transportation system*, US Patent no. US2511979A, 1945.
- [2] B. Weinberg, *Motion without friction (airless electric way)*, (in Russian), 1914.
- [3] R. M. Salter, *The very high speed transit system*, 1972.
- [4] E. Musk, *Hyperloop Alpha, Technical Report*, SpaceX, 2013. White paper.
- [5] A. Kantrowitz, C. duP. Donaldson, *Preliminary Investigation of Supersonic Diffusers*, Advance Confidential Report L5D20, 1945.
- [6] TransPod Inc., *Initial order of magnitude analysis for TransPod Hyperloop system infrastructure: preliminary basis of design*, 2017.
- [7] R. Janzen, *TransPod ultra-high-speed tube transportation: dynamics of vehicles and infrastructures*, Procedia Engineering, 2017.
- [8] A. Cassat, V. Bourquin, *MAGLEV – Worldwide Status and Technical Review*, Conference Paper, 2011.
- [9] Transpod website, <http://transpod.com/en>.
- [10] A. Fratta, *Dispense del corso di conversione statica dell'energia elettrica*, CLUT, 1998.
- [11] J. G. Kassiakian, *A new current mode sine wave inverter*, IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. IA-18, 1982, pp. 273-278.
- [12] S. Y. Yu, A. Kwasinski, *Realization and comparison of a new push-pull directconnected multiple-input converter family for distributed generation applications*, Proc. INTELEC, pp. 1-8, 2011.
- [13] B. McDonald, F. Wang, *LLC performance enhancements with frequency and phase shift modulation control*, Proc. APEC, pp. 2036-2040, 2014.
- [14] D. Huang, F. C. Lee, D. Fu, *Classification and selection methodology for multi-element resonant converters*, Proc. APEC, pp. 558-565, 2011.
- [15] Texas Instruments Incorporated, *Survey of Resonant Converter Topologies*, 2018 Texas Instruments Power Supply Design Seminar SEM2300, Topic 1.
- [16] F. C. Schwartz, J. B. Klaassens, *A controllable 45-kW current source for dc machines*, IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. IA-15, No. 4, 1979.
- [17] B. Yang, F. C. Lee, A. J. Zhang, G. Huang, *LLC resonant converter for front end DC/DC conversion*, Proc. APEC, pp. 1108-1112, 2002.
- [18] S. Čuk, R. D. Middlebrook, *Advances in Switched-Mode Power Conversion, Part I*, IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. IE-30, No. 1, 1983.
- [19] K. Liu, F. C. Lee, *Resonant switches – a unified approach to improve performances of switching converters*, in IEEE International Telecommunications Energy Conf. Proc., 1984, pp. 334-341.

- 
- [20] K. Liu, R. Oruganti, F. C. Lee, *Resonant switched-topologies and characteristics*, in IEEE 1985 Power Electronics Specialists Conf. Rec., pp. 106-116.
- [21] K. Liu, F. C. Lee, *Zero-voltage switching technique in dc/dc converters*, IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 5. No. 3, 1990, pp. 293-304.
- [22] D. M. Divan, *Design considerations for very high frequency resonant mode dc/dc converters*, IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. PE-2, 1987, pp. 36-44.
- [23] W. A. Tabisz, F. C. Lee, *Zero-voltage-switching multi-resonant technique – A novel approach to improve performance of high-frequency quasi-resonant converters*, IEEE 1988 PESC Record.
- [24] O. D. Patterson, D. M. Divan, *Pseudo-resonant full-bridge dc/dc converter*, IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 6. No. 4, 1991, pp. 671-678.
- [25] D. M. Divan, O. D. Patterson, *A pseudo-resonant full-bridge dc/dc converter*, in Conf. Rec. 1987 IEEE, Power Electronics Specialist Conf., pp. 424-430.
- [26] H. A. Peterson, N. Mohan, *Power supply for high power loads*, U.S. Patent No. 4079305, 1978.
- [27] R. W. A. A. De Doncker, D. M. Divan, M. H. Kheraluwala, *A three-phase soft-switched high-power-density dc/dc converter for high-power applications*, IEEE Transaction on Industry Electronics, Vol. 27, No. 1, 1991, pp. 1294-1301.
- [28] S. Inoue, H. Akagi, *A bidirectional isolated dc-dc converter as a core circuit of the next-generation medium-voltage power conversion system*, IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 22. No. 2, 2007, pp. 535-542.
- [29] M. H. Kheraluwala, R. W. Gascoigne, D. M. Divan, *Performance characterization of a high-power dual active bridge dc-to-dc converter*, IEEE Transaction on Industry Electronics, Vol. 28, No. 6, 1992, pp. 63-73.
- [30] C. Jiann-Fuh, L. Jiunn-Nan, A. Tsu-Hua, *The techniques of the serial and paralleled IGBTs*, in Proc. IEEE IECON 22nd Int. Conf. Ind. Electron, Control, Instrum., 1996, Vol. 2, pp. 999-1004.
- [31] J. W. Baek, D. W. Yoo, H. G. Kim, *High voltage switch using series-connected IGBTs with simple auxiliary circuit*, Industry Application Conference, Vol. 4, 2000, pp. 2237-2242.
- [32] C. Abbate, G. Busatto, L. Fratelli, F. Iannuzzo, B. Cascone, G. Giannini, *Series connection of high power IGBT modules for traction application*, EPE 2005, 2005, Dresden, Germany.
- [33] T. C. Lim, B. W. Williams, S. J. Finney, P. R. Palmer, *Series-connected IGBTs using active voltage control technique*, IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 28. No. 6, 2013, pp. 4083-4103.
- [34] W. Chen, X. Ruan, H. Yan, C. K. Tse, *DC/DC conversion systems consisting of multiple converter modules: stability, control, and experimental verifications*, IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 24. No. 6, 2009, pp. 1463-1474.
- [35] B. Choi, *Dynamics and control of switchmode power conversions in distributed power systems*, Ph.D. Dissertation, Virginia Polytech, Inst. State Univ., Blacksburg, 1992.
- [36] Y. Panov, M. M. Yonanović, *Stability and dynamic performance of current-sharing control for paralleled voltage regulator modules*, IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 17, No. 2, 2002, pp. 172-179.
- [37] S. N. Manias, G. Kostakis, *Modular dc-dc converter for high output voltage applications*, Proc. Inst. Electr. Eng., Vol. 140, No. 2, 1993, pp. 97-102.

- [38] J. W. Kim, J. S. You, B. H. Cho, *Modeling, control, and design of input-series–output-parallel-connected converter for high-speed-train power system*, IEEE Transaction on Industry Electronics, Vol. 48, No. 3, 2001, pp. 536-544.
- [39] V. Vorperian, *Synthesis of medium voltage dc-to-dc from low-voltage, high frequency PWM switching converters*, IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 22, No. 5, 2007, pp. 1619-1635.
- [40] R. Ayyanar, R. Giri, N. Mohan, *Active input-voltage and load-current sharing in input-series and output-parallel connected modular dc-dc converter using dynamic input-voltage reference scheme*, IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 19, No. 6, 2009, pp. 1462-1473.
- [41] R. Giri, V. Choudhary, R. Ayyanar, N. Mohan, *Common-duty-ratio control of input-series connected modular dc-dc converters with active input voltage and load current sharing*, IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 42, No. 4, 2006, pp. 1101-1111.
- [42] X. Ruan, W. Chen, L. Chen, C. K. Tse, H. Yan, T. Zhang, *Control strategy for input-series–output-parallel converters*, IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 56, No. 4, 2009, pp. 1174-1185.
- [43] J. A. Sabaté, V. Vlatkovic, R. B. Ridley, F. C. Lee, B. H. Cho, *Design considerations for high-voltage high-power full-bridge zero-voltage-switched PWM converter*, IEEE APEC'90 Proc., 1990, pp. 275-284.
- [44] D. Sable, F. C. Lee, *The operation of a full-bridge zero-voltage-switched PWM converter*, Virginia Power Electronics Center annual seminar, 1989.
- [45] S. Abdel-Rahman, *Design of phase shifted full-bridge converter with current doubler rectifier*, Design Note 2013-01, Infineon Technologies North America (IFNA) Corp., 2013.
- [46] V. Vorperian, *Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch*, IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 26, No. 3, 1990, pp. 490-505.
- [47] V. Vlatkovic, J. A. Sabaté, R. B. Ridley, F. C. Lee, B. H. Cho, *Small-signal analysis of the phase-shifted PWM converter*, IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 7, No. 1, 1992, pp. 128-135.
- [48] G. Di Capua, S. A. Shirsavar, M. A. Hallworth, N. Femia, *An enhanced model for small-signal analysis of the phase-shifted full-bridge converter*, IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 30, No. 3, 2015, pp. 1567-1576.
- [49] ROHM Semiconductor, *SiC power devices and modules*, Application Note 14103EBY01, 2014.
- [50] Infineon Technologies, *CoolSiC™ 1200 V SiC MOSFET*, Application Note AN2017-46, 2018.
- [51] V. Barkhordarian, *Power MOSFET basics*, International Rectifier, El Segundo, Ca., 2005.
- [52] CREE, *Design considerations for designing with Cree SiC modules, Part 1 - Understanding the effects of parasitic inductance*, CPWR-AN12, REV A.
- [53] CREE, *Design considerations for designing with Cree SiC modules, Part 2 - Techniques for minimizing parasitic inductance*, CPWR-AN13, REV –.
- [54] International Rectifier, *A More Realistic Characterization of power MOSFET output capacitance Coss*, Application Note AN-1001.
- [55] Z. Wang, X. Shi, L. M. Tolbert, F. Wang, Z. Liang, Daniel Costinett, B. J. Blalock, *A high temperature silicon carbide MOSFET power module with integrated silicon-on-insulator based gate drive*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 30, 2015, pp. 1432-1445.

- [56] D. van der Linde, C. A. M. Boon, J. B. Klasssens, *Design of a high-frequency planar power transformer in multilayer technology*, IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 38. No. 2, 1991, pp. 135-141.
- [57] P. L. Dowell, *Effects of eddy currents in transformer windings*, Proc. Inst. Elec. Eng., Vol. 113. No. 8, 1966, pp. 1387-1394.
- [58] Z. Ouyang, O. C. Thomsen, M. A. E. Andersen, *Optimal design and tradeoff analysis of planar transformer in high-power dc-dc converters*, IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 59. No. 7, 2012, pp. 2800-2810.
- [59] L. D'Alessandro, F. S. Cavalcante, J. W. Kolar, *Self-capacitance of high-voltage transformers*, IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 22. No. 5, 2007, pp. 2081-2092.